Funkschau 1

Zeitschrift für Radio- und Fernsehtechnik, Hi-Fi, Elektronik und Mikrocomputer

51. Jahrgang
5. Januar 1979
DM 3.50
öS 30.– sfr 3.90

Synthesizerabstimmung nach dem PLL-System
Gleichspannungsgekoppelter Vollverstärker

EPROM-Programmiergerät
Bauanleitung: Elektronisches Bowling

Hans-Joachim Walter

Elektronisches Bowling

Dieses elektronische Unterhaltungsspiel ähnelt im Prinzip dem beliebten Freizeitsport „Bowling". Allerdings kommt es bei der hier beschriebenen Version nicht auf das Geschick, sondern auf das Glück des einzelnen Teilnehmers an.

Zu Beginn des Spieles wird die „Reset"-Taste betätigt, LED „Wurf frei" leuchtet auf und das Gerät ist spielbereit. Der erste Spieler drückt nun kurz die „Wurf"-Taste, worauf der wandernde Lichtpunkt einer LED-Laufkette die rollende Kugel auf der Bowlingbahn simuliert. Wenn die Kugel das Ziel erreicht hat, leuchten zwei LEDs auf. Gesteuert durch einen Zufallsgenerator erfolgt anschließend die Vergabe von null, einem, zwei oder auch drei Punkten, die aufsummiert und über eine 7-Segment-Anzeige sichtbar gemacht werden. Jeder Spieler hat mehrere Würfe frei und die neu hinzukommenden Punkte werden zu den bereits vorhandenen hinzuaddiert. Wer mit einer bestimmten Anzahl von Würfen die höchste Punktzahl (maximal 15 Punkte) erreicht hat, ist Sieger.

Schaltungsbeschreibung

Durch Drücken der „Reset"-Taste Ta1 (siehe *Bild 1*) erhalten die R_O-Reset-Eingänge des Punktezählers IS 8 H-Potential und auf der 7-Segment-Anzeige erscheint die Null. Gleichzeitig wird der Dezimalzähler IS 1 durch H-Potential am R9-Reset-Eingang zurück-

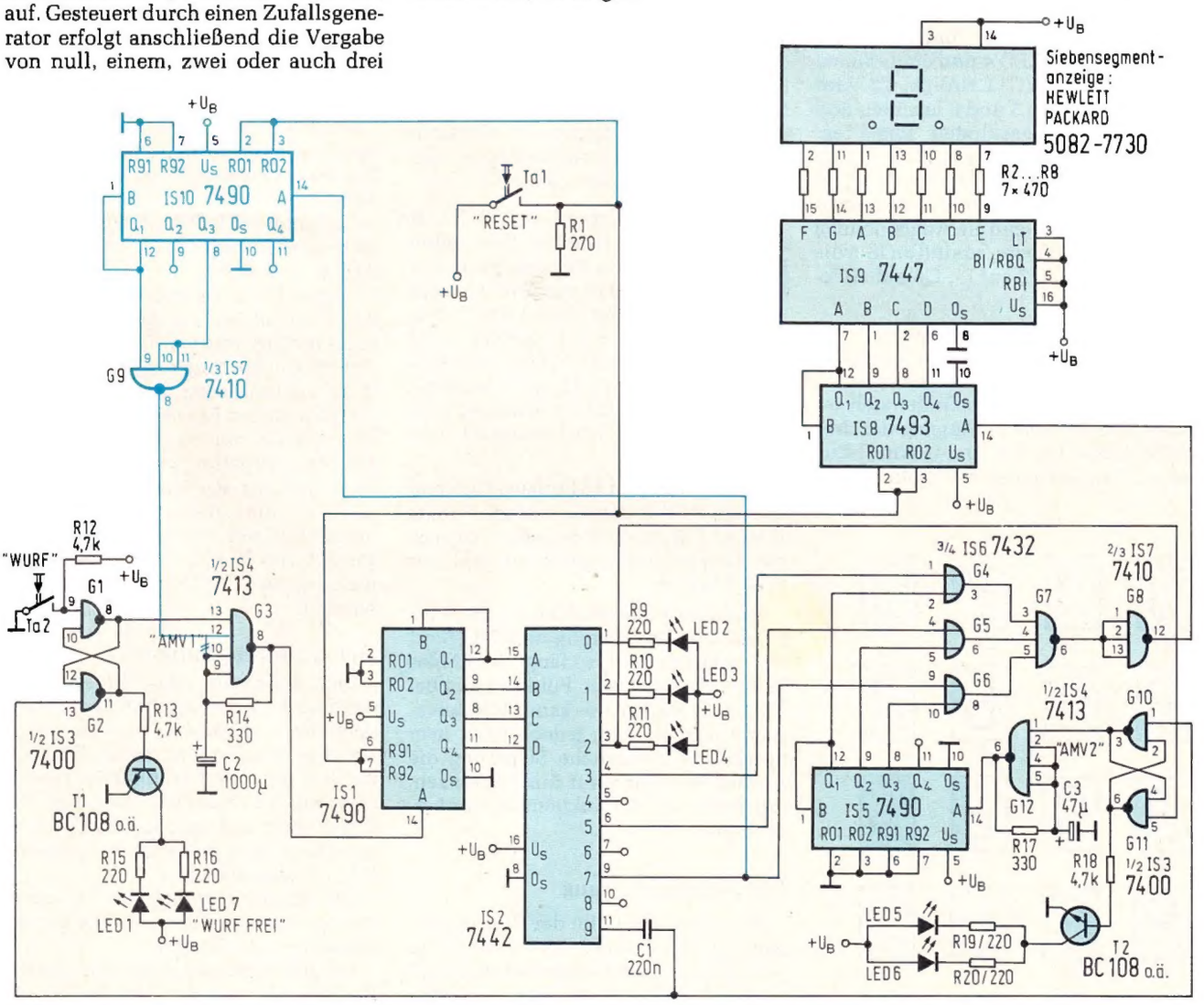


Bild 1. Vollständige Schaltung des elektronischen Bowling-Spiels; der in blauer Farbe abgebildete Schaltungsteil stellt die Zusatzschaltung dar

gesetzt und der Dezimalausgang „9" des Decoders IS 2 wechselt auf L-Pegel. Über C1 gelangt ein kurzer L-Impuls an das RS-Flip-Flop G1/G2 und setzt dieses zurück. Der astabile Multivibrator 1 („AMV1") kann nicht anschwingen und T1 wird gleichzeitig so angesteuert, daß die LEDs 1 (erste LED der Laufkette) und 7 („Wurf frei") leuchten. Der Impuls von C1 setzt auch das RS-Flipflop G10/G11, so daß der AMV2 am Eingang 1 H-Signal erhält und der Zähler IS 5 (Zufallszahlengenerator) zu arbeiten beginnt. Das L-Potential am Ausgang des G11 sperrt den T2 und die LEDs 5 und 6 bleiben dunkel.

Drückt der Spieler die „Wurf"-Taste Ta2, so erhält das RS-FF G1/G2 einen Setzimpuls und AMV1 schwingt an. T1 ist jetzt gesperrt; die LEDs 1 und 7 leuchten nicht mehr. Nach der Betätigung von Ta2 leuchtet sofort LED 2 auf, da der Pegel am Ausgang des AMV1 von H auf L wechselt und der Zähler IS 1 daraufhin auf Ziffer Null springt. Nach zwei weiteren Impulsen des AMV1 leuchtet LED 4 und ein L-Signal setzt RS-FF G10/G11 zurück. T2 wird leitend, die LEDs 5 und 6 leuchten und deuten die umgestürzten Kegel an. Gleichzeitig stoppt der AMV2 und an den Q-Ausgängen des Zählers IS 5 liegt nun irgendeine Zahl im BCD-Code zwischen Null und Neun an. Angenommen es wäre die Zahl vier, so sind an IS 5 die Ausgänge Q1, Q2 auf L-, Q3 auf H-Potential.

Wenn die Dezimalausgänge „3", „5" oder „7" des Decoders IS 2 eingangsseitig nicht aktiviert sind, so geben sie H-Signal ab und damit befindet sich jeweils mindestens ein Eingang der drei ODER-Gatter G4, G5, und G6 im H-Zustand. Ihre Ausgänge wechseln gemäß der ODER-Funktion auf H-Potential, so daß die als UND-Gatter geschaltete NAND-Gatter G7 und G8 H-Pegel an den Eingang A des Punktezählers IS 8 legt.

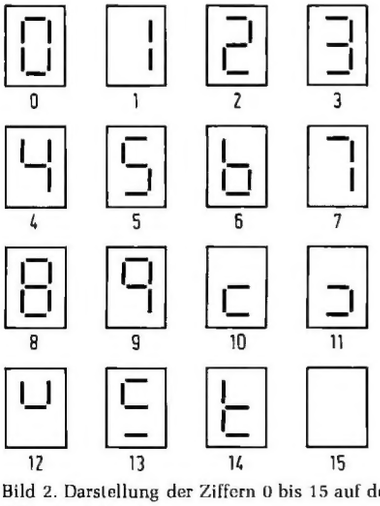


Bild 2. Darstellung der Ziffern 0 bis 15 auf der 7-Segment-Anzeige

Nach dem dritten Impuls des AMV1 ist der Dezimalausgang „3" des Decoders IS 2 auf L-Potential und dadurch auch beide Eingänge von G 4. Als Folge wechselt am Ausgang des UND-Gatters (Punkt 12 an G8) der Pegel von H auf L, was einen Zählimpuls für den Punktezähler IS 8 darstellt. Nach dem vierten Impuls des AMV1 wechselt der Dezimalausgang „4" der IS 2 auf L und der Ausgang von G8 infolgedessen auf H.

Nach dem fünften Impuls vom AMV1 wechseln beide Eingänge von G5 auf L und G8 gibt erneut einen Zählimpuls an IS 8 ab. Durch den sechsten Impuls von AMV1 erscheint am Ausgang des G8 erneut H-Pegel, während der siebte Impuls dieses Mal keine Punktvergabe auslöst. Zwar wechselt der Dezimalausgang „7" des Decoders IS 2 auf L; der Q3-Ausgang von IS 5 ist jedoch H (≙ Ziffer 4), so daß G6 aufgrund seiner ODER-Funktion unverändert H-Signal abgibt. Das UND-Gatter G7, G8 kann deswegen keinen Zählimpuls an den Punktezähler durchreichen.

Mit dem achten Impuls des AMV1 ist die Punktvergabe beendet. Der neunte Impuls bewirkt das Zurücksetzen von RS-FF G1/G2, so daß der AMV1 stoppt und gleichzeitig die LEDs 1 und 7 wieder leuchten. Das RS-FF G10/G11 wird synchron dazu gesetzt, AMV2 schwingt an und der Zähler IS 5 beginnt zu arbeiten; LED 5 und LED 6 erlöschen. Jetzt kann der nächste Wurf ausgelöst werden.

Es sind maximal 15 Punkte insgesamt erreichbar. Wie diese einzelnen Punkte von 0 auf 15 auf der 7-Segment-Anzeige zur Darstellungen gelangen geht aus *Bild 2* hervor.

Ein kleiner Nachteil des Geräts wird bei näherer Betrachtung deutlich: Sind 15 Punkte erreicht, so fängt der Zähler IS 8 bei dem nächsten Punkt wieder bei Null an zu zählen. Das kann als Spielvariante reizvoll sein; jedoch kann man durch eine zusätzliche Schaltung die Anzahl der Würfe auf fünf begrenzen, um damit die 15 Punkte nicht zu überschreiten.

Die Zusatzschaltung

Bei jedem Wurf gibt der Dezimalausgang „7" des Decoders IS 2 einen L-Impuls ab, der in der zusätzlichen Schaltung den Zähler IS 10 um jeweils eine Ziffer weiterzählen läßt. Nach fünf

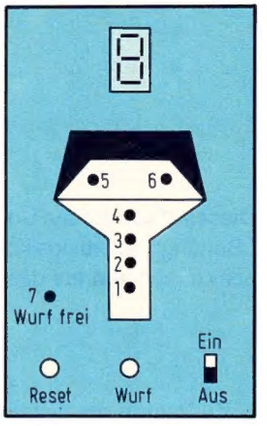


Bild 3. Anordnung der Bauelemente auf der Frontplatte des Gerätes; die Benennung der Leuchtdioden stimmt mit dem Schaltplan überein

Würfen sind seine Ausgänge Q1 und Q3 auf H-Potential und das NAND-Gatter G9 gibt L-Signal ab. Mit diesem L-Signal wird der AMV1 gestoppt und als Folge bleibt das RS-FF G1/G2 dauernd gesetzt. Sichtbar wird dieser Zustand dadurch, daß LED 7 „Wurf frei" dunkel bleibt und die LEDs 5 und 6 dauernd leuchten.

Erst nach dem „Reset" mit Taste Ta 1 kann das nächste Spiel beginnen. Der Spieler muß also mit fünf Würfen möglichst viele Punkte erreichen. Wenn er im günstigsten Fall fünfmal hintereinander drei Punkte erhält, so kann er 15 Punkte verbuchen.

Folgende Änderungen müssen bei der Anwendung der Zusatzschaltung durchgeführt werden: Das NAND-Gatter G9 ist an die Augänge Q1 und Q3 des IS 10 anzuschließen. Der Ausgang von G9 führt an den Eingang 12 des Gatters G3, welcher von den anderen Eingängen 9 und 10 getrennt werden muß. Der Anschluß der R_O-Reset-Eingänge von IS 10 an die „Reset"-Schaltung darf nicht vergessen werden. Der Zähleingang A von IS 10 wird mit dem Dezimalausgang „7" des Decoders IS 2 verbunden.

Der Schaltungsaufbau

Die Schaltung des Mustergeräts wurde auf einer speziellen Experimentierplatine aufgebaut, welche zwölf 16polige IS aufnimmt. Sämtliche LEDs werden mit handelsüblichen Plastik-Clips an der Frontplatte befestigt, wie *Bild 3* zeigt. Die angedeutete Bowlingbahn kann man mit einem wischfesten Filzstift aufzeichnen.

Die Stromversorgung des Mustergeräts erfolgt extern über ein kleines, stabilisiertes 5-V-Netzteil.

Für den Aufbau wurden nur gängige Bauteile verwendet, die im Handel ohne Schwierigkeiten erhältlich sind.

Walter Dochow

Rundenzähler für eine Modell-Autorennbahn

Die hier gezeigte Schaltung entstand nach dem Vorbild der von den „echten" Autorennen bekannten Rundenzählern. Der zweistellige Zähler mit LED-Display zählt rückwärts von einer einstellbaren Rundenzahl bis Null; automatisch wird der Sieger ermittelt. Die Zählung selbst erfolgt mit einer unsichtbar montierbaren Lichtschranke; bei Fehlstarts bricht das Gerät das Rennen von selbst ab. Der Start erfolgt mit Hilfe einer kleinen Ampel.

Der Rundenzähler ist universell praktisch für jede Modellbahn einsetzbar; die Stromversorgung erfolgt aus dem Fahrstrom-Trafo. *Bild 1* zeigt den Rundenzähler für eine Spur; durch Zusammenfügen mehrerer Blöcke ist das Gerät praktisch unbegrenzt erweiterungsfähig. Die Fehlstarterkennung ist für eine Modellbahn der Marke Carrera ausgelegt, läßt sich aber leicht für andere Anlagen abändern.

Der Zähler

Der Zähler besteht im wesentlichen aus zwei Vor-Rückwärtszähler-IS. IS 5 wird über den Anschluß 4 angesteuert und zählt die Impulse, die die beiden Nandgatter N 3 und N 4 liefern. Sobald ein Übertrag erfolgt, gibt IS 5 einen Impuls auf den Countdown-Eingang von IS 4. IS 4 und IS 5 steuern dann über die Decoder die Siebensegmentanzeigen an.

Die Ansteuerung des Zählers erfolgt folgendermaßen: Die Infrarotsendediode bildet mit der Empfangsdiode D 3 eine Lichtschranke. Im Ruhezustand wird D 3 beleuchtet und ist niederohmig. Somit wird die Basis des Transistors T 1 auf Masse gezogen. Dann steht am Kollektor eine hohe Spannung an, die in etwa dem TTL-Pegel entspricht. Die Nandgatter N 3 und N 4 bilden zusammen mit dem Kondensator C 1 und

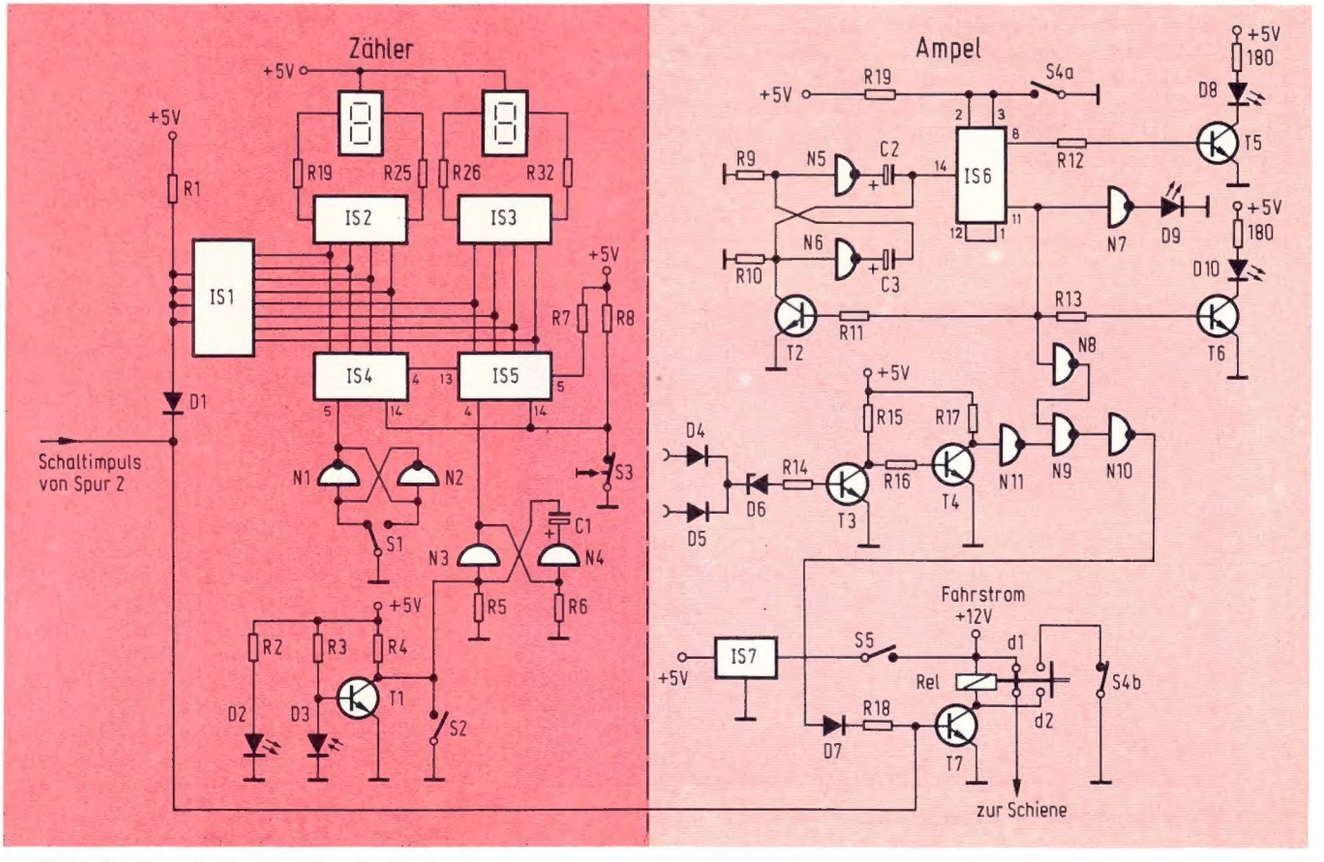


Bild 1. Schaltung des Rundenzählers für eine Spur

den Widerständen R 5 und R 6 ein Monoflop; es dient dazu, die Lichtschranke zu entprellen. Im Ruhezustand wird der Eingang des Nandgatters N 3 durch den Transistor T 1 auf H-Potential gebracht. Somit ist der Ausgang von N 3 auf L-Potential, was auch dem Ruhezustand des Eingangs von IS 5 entspricht.

Wird nun der Lichtstrahl der Lichtschranke unterbrochen, erhöht sich der Widerstand von D 3 sprunghaft. Dadurch steigt die Basisspannung von T 1 an, was ein Durchschalten des Transistors bewirkt. Da nun das Gatter N 3 mit „L" angesteuert wird, kippt das Monoflop sofort um und es gibt eine positive Steuerflanke ab, die IS 5 ansteuert. Durch das Umladen von C 1 kippt das Monoflop mit einer kurzen Verzögerung zurück. Die Nandgatter N 1 und N 2 bilden mit dem Schalter S 1 einen entprellten Schalter, der zum Setzen des Zählers IS 4 dient. Der Schalter S 2 dient in Verbindung mit dem Monoflop zum Setzen der Einerstelle. Der Taster S 3 setzte den Zähler auf Null. Die IS 1 ist ein „wired-OR"-Gatter, das als Nandgatter mit acht Eingängen zusammengeschaltet ist. Sobald der Zählerstand Null beträgt, werden die acht Eingänge von IS 1 mit „L" angesteuert, was zur Folge hat, daß der Ausgang von IS 1 H-Potential annimmt. Das H-Potential steht somit auch an der Basis von T 7 an, der das Relais C 1 anziehen läßt. Dadurch wird der Fahrstrom abgeschaltet. Somit ist eine genaue Ermittlung des Siegers möglich. Die Diode D 1 dient der Entkopplung der IS 1.

Stückliste

IS 1 SN74LS33
IS 2 SN74LS47
IS 3 SN74LS47
IS 4 SN74LS192
IS 5 SN74LS192
IS 6 SN74LS93
IS 7 UA7805

N 1...11 SN74LS00

D 1, 4, 5, 7 1N4148
D 2 IR-Sendediode
D 3 IR-Empfangsdiode
D 6 Z-Diode 8,2 V
D 8, 9, 10 Leuchtdioden (rot, grün, gelb)

C 1 100 µF
C 2 220 µF
C 3 220 µF

R 1 2,7 kΩ
R 2 180 kΩ
R 3 8,2 kΩ
R 4 2,2 kΩ
R 5, 6 3,3 kΩ
R 7, 8, 19 1 kΩ
R 9, 10 3,3 kΩ
R 11, 12, 13, 14, 16, 18 10 kΩ
R 15, 17 2,2 kΩ
R 19...32 150 Ω

Relais: Siemens V 2305 o. ä.
S 1, 2, 3 Taster 1x Um
S 4, 5 Schalter 1x Um

Die Ampel

Die Nandgatter N 5 und N 6 bilden zusammen mit den Kondensatoren C 2 und C 3 und den Widerständen R 9 und R 10 ein Flipflop mit einer Frequenz von etwa 1 Hz. Die Impulse steuern einen 4-bit-Binärzähler an. Von dem Zähler werden nur die Ausgänge Qc und Qd benötigt.

Betrachten wir nun den zeitlichen Ablauf der Ampelsteuerung: Während der ersten vier Impulse sind die Ausgänge Qc und Qd auf L-Potential. Das L-Potential von Qd wird in N 7 negiert und steuert die rote Leuchtdiode D 9 an. Die Leuchtdioden D 8 und D 10 leuchten nicht. Der fünfte bis achte Impuls läßt den Ausgang Qc auf H-Potential umschalten. Somit wird T 5 leitend und die gelbe Leuchtdiode D 8 leuchtet auf. Der neunte Impuls läßt Qc auf L-Potential umschalten und Qd auf H. Somit verlöschen die Dioden D 8 und D 9. Der Transistor T 6 wird durchgeschaltet und die grüne Leuchtdiode D 10 leuchtet auf. Damit der Zähler nicht weiterzählen kann, wird der positive Impuls von Qd auf den Transistor T 2 gegeben. T 2 legt den Eingang des Gatters N 6 gegen Masse und verhindert somit ein Weiterschwingen des Flipflops.

Der Schalter S 4a dient zum Rücksetzen des Zählers auf Null und somit zum Umschalten der Ampel von Grün auf Rot.

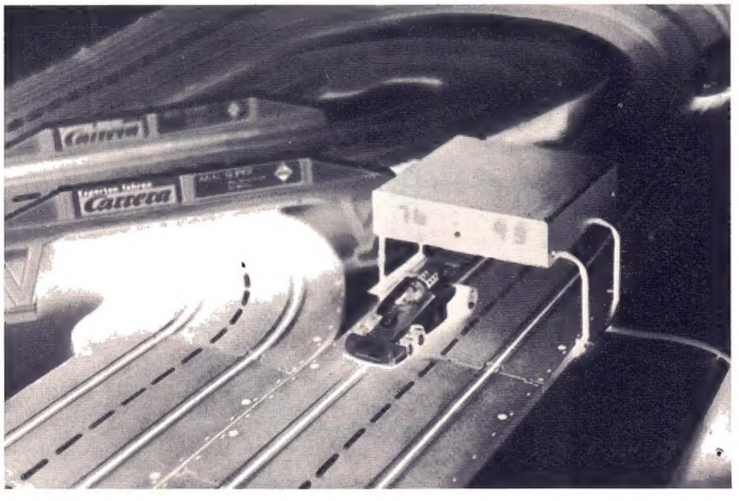


Bild 2. Rundenzähler für eine Autorennbahn mit zwei Spuren

Die Fehlstarterkennung

Um einen Fehlstart erkennen zu können, brauchen wir zwei Informationen.

1. Ist die Ampel noch in der Rot- oder Gelbphase?
2. Wird ein Fahrzeug gestartet?

Treffen diese beiden Informationen gleichzeitig aufeinander, dann soll der Fahrstrom unterbrochen werden. Dies geschieht folgendermaßen:

Im Ruhezustand liefert der Schleifer des Fahrreglers eine positive Spannung in Höhe von etwa 12 V. Diese Spannung gelangt über die Diode D 4, über die Z-Diode D 6 und über den Widerstand R 14 auf die Basis von T 3. Somit ist T 3 durchgesteuert und liefert dem Transistor T 4 L-Potential. Während der Rot- und Gelbphase ist der Ausgang Qd von IS 6 auf „L", so daß von N 8 auf „H"

umgewandelt wird und an dem Nandgatter N 9 ansteht. Das Gatter N 9 liefert in Ruhe H-Potential, das über N 10 negiert wird und somit den Transistor T 7 in seiner Ruhestellung beläßt. Wird nun in der Rot- und Gelbphase ein Fahrzeug gestartet, sinkt die Spannung am Schleifer des Fahrreglers stark ab und unterschreitet die Zenerspannung von D 6. Dadurch schalten T 3, T 4 und N 11 um. Nun stehen an N 9 zwei H-Signale an. Das Gatter N 9 schaltet auf „L", N 10 wandelt das Signal in „H" um, T 7 schaltet durch, läßt das Relais C 1 anziehen und unterbricht den Fahrstrom. Der Relaiskontakt d 2 dient zur Selbsthaltung, um einen Fehlstart genau erkennen zu lassen. Wird nun der Schalter 4ab betätigt, so schaltet sich die Ampel auf Rot zurück und das Relais fällt ab. Nun kann neu gestartet werden.

Wenn die Ampel in ihrer Grünphase ist, dann ist der Ausgang Qd von IS 6 auf H. Da das Signal negiert auf das Gatter N 9 trifft, kann N 9 nicht mehr auf L umschalten. Somit ist ein fehlerhaftes Abschalten des Fahrstromes unterbunden. Die Dioden D 4 und D 5 dienen der Entkopplung der einzelnen Fahrregler.

Montagehinweis

Die Dioden der Lichtschranke werden zweckmäßigerweise unterhalb der Fahrschiene montiert. Dazu werden auf beiden Seiten der Führungsrinne Löcher gebohrt, die ein Gegenüberliegen der Infrarotdioden gewährleisten. *Bild 2* zeigt den über der Modellbahn montierten Rundenzähler in Zweispur-Ausführung.

Schaltungskniff

Selbstabgleichendes SWR-Meßgerät

Abstimmarbeiten an Antennen werden üblicherweise mit einem SWR-Meßgerät durchgeführt. Bei handelsüblichen Geräten muß bei jeder Messung das Meßgerät, welches die vorlaufende Leistung anzeigt, justiert werden, um dann die eigentlich interessierende Größe, das Stehwellenverhältnis, ablesen zu können. So manche Abstimmerei ging schon in die Hose, weil man zwar die reflektierte Leistung vermindert hatte, beim Überprüfen der Justierung aber feststellen mußte, daß die vorlaufende Leistung ebenfalls zurückgegangen war und somit das Stehwellenverhältnis schlechter war als zuvor. Eine direkte Anzeige des Stehwellenverhältnisses ist hier wünschenswert.

Schaltungen hierzu wurden bereits veröffentlicht. Es handelte sich hierbei um analoge Rechenschaltungen, die das Verhältnis

$$\frac{V_f + V_r}{V_f - V_r}$$

errechneten und zur Anzeige brachten.

Der Schaltungsaufwand war erheblich (die Schaltung muß immerhin dividieren können) und für den normalen Bastler oder den „Durchschnitts-CB-Funker", dem diese Schaltungen eine vollkommene Hilfe wären, nicht ohne weiteres reproduzierbar. Das *Bild* zeigt eine recht brauchbare Alternative.

In handelsüblichen SWR-Metern ist zwischen den Punkten A-A' und B-B' ein regelbarer Spannungsteiler (Tandempotentiometer) geschaltet. Das Instrument 1 wird hierbei meist auf Vollausschlag eingeregelt und dann am Instrument 2, das in SWR geeicht ist, abgelesen.

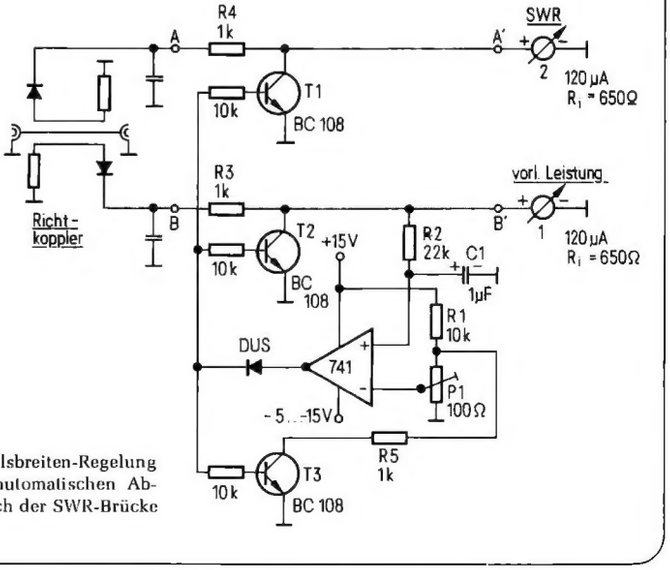
Diese Regelaufgabe übernimmt der als Komparator geschaltete Operationsverstärker. Der invertierende Eingang erhält über den regelbaren Spannungsteiler R1, P1 eine Richtspannung. Die Spannung an B gelangt über R3 und das RC-Glied R2, C1 auf den nichtinvertierenden Eingang. Ist diese Spannung größer als die Richtspannung, so werden die Transistoren T1, T2, T3 durchgeschaltet. Durch T3 und R5 wird dabei die Richtspannung etwas kleiner. C1 entlädt sich über R2 und T2, und die Schaltung kippt in den ursprünglichen Zustand zurück – der Vorgang beginnt von neuem.

Das Tastverhältnis der Schwingungen ändert sich in Abhängigkeit der Spannung an B, und zwar so, daß das Instrument 1 immer den gleichen Ausschlag zeigt. Dieser wird mit P1 auf Vollausschlag (bzw. Eichmarke) eingestellt. Ist die Spannung an B kleiner, als das für den Vollausschlag nötig wäre, so reißen die Schwingungen ab – die Schaltung arbeitet nicht mehr.

Instrument 2 zeigt das SWR an, weil es ebenfalls mit dem gleichen Tastverhältnis geschaltet wird wie Instrument 1.

R4 und R3 sollten etwa 2 % Toleranz haben. Der Widerstandswert kann bei der Wahl eines anderen Reflektometers oder bei großen Hf-Leistungen verändert werden. Durch die Emitter-Kollektor-Restspannung von T1 und T2 macht sich je nach Empfindlichkeit der Meßinstrumente eine mehr oder weniger starke Nullpunktverschiebung bemerkbar, die aber durch die mechanische Nullpunktkorrektur ausgeglichen werden kann. Die Dimensionierung ist für den Umbau eines im Handel erhältlichen SWR-Meters angegeben.

Bernd Gusek



Eine digitale Impulsbreiten-Regelung sorgt hier für den automatischen Abgleich der SWR-Brücke

Quasianaloge Anzeige für elektronische Uhren

Bereits in der FUNKSCHAU 1977, Heft 1, wurde eine Lösung zum Problem der quasianalogen Zeitanzeige vorgestellt. Eine Lösung mit der integrierten Schaltung UAA 170 (*Bild 1*) verringert deutlich den Teileaufwand. Durch 13 kreisförmig angeordnete Leuchtdioden (*Bild 2*) können Stunden und Minuten dargestellt werden. Durch das Gleiten des Leuchtpunktes wird die Ablesegenauigkeit nur wenig schlechter als bei der Verwendung von 60 „springenden" Anzeigepunkten. Das IC UAA 170 ermöglicht weiterhin eine automatische Helligkeitsanpassung.

Es ist nicht Thema dieses Beitrages, auf die Technologie elektronischer Uhren einzugehen, da geeignete Lösungen hinreichend bekannt sind, im übrigen aber auch integrierte Uhrenschaltungen mit BCD-Ausgängen zur Verfügung stehen. Die BCD-Ausgänge der Uhr werden zunächst über den Multiplexer dem Stufenumsetzer (Digital-Analog-Wandler) zugeführt. Die entstehende Analogspannung treibt die integrierte Schaltung UAA 170, die ihrerseits bei richtiger Einstellung der Eingangs- und der Referenzspannungen ein kontinuierliches Gleiten des Leuchtpunktes von Leuchtdiode zu Leuchtdiode ermöglicht. Damit ist dann eine Ablesegenauigkeit von ca. 1 Minute gegeben. Auf der Position 12 müssen zwei Leuchtdioden angebracht werden, eine zur Darstellung der 0. bis 4., die zweite für die 56. bis 59. Minute. Das Multiplexen der Stunden- und Minutenanzeige erfolgt hier über den integrierten Zeitgeber 555, eine Ansteuerung über einen internen Teiler der Uhr ist aber auch denkbar.

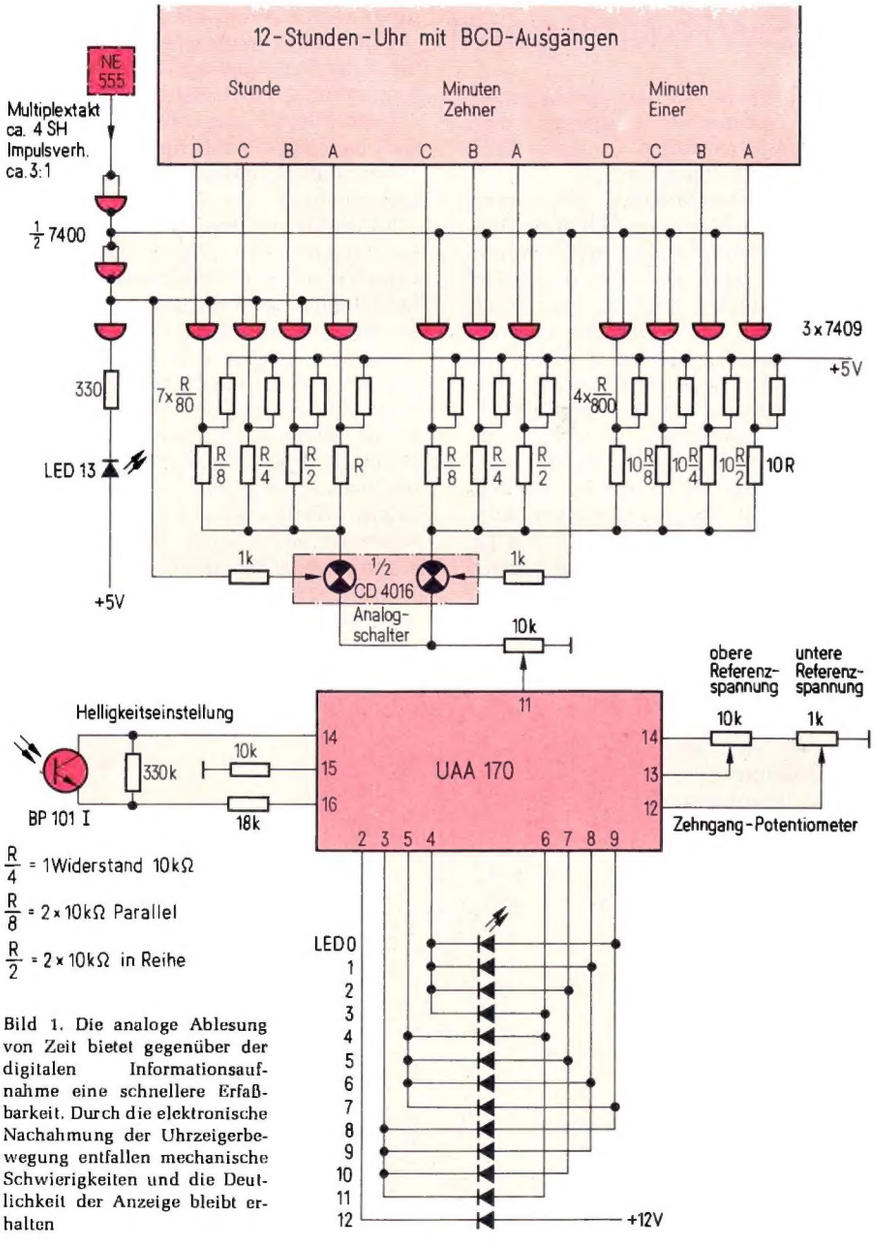


Bild 1. Die analoge Ablesung von Zeit bietet gegenüber der digitalen Informationsaufnahme eine schnellere Erfaßbarkeit. Durch die elektronische Nachahmung der Uhrzeigerbewegung entfallen mechanische Schwierigkeiten und die Deutlichkeit der Anzeige bleibt erhalten

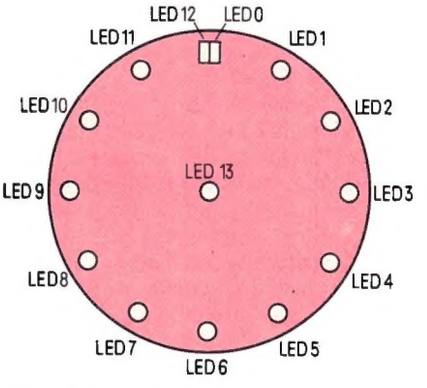


Bild 2. Mechanische Anordnung der Leuchtdioden auf dem „Ziffernblatt"

Weitere Abwandlungen der Schaltung wären z. B.:

1. Zweiter Leuchtdiodenkreis zur gleichzeitigen Darstellung der Stunden und Minuten.
2. Erweiterung des Digital-Analog-Wandlers auf die Sekunden-Zehnerstelle, damit das Gleiten des Leuchtpunktes flüssiger ineinander übergeht.
3. Einsetzen einer integrierten Schaltung UAA 180 (oder einer gleichwertigen) anstelle der UAA 170 und damit die Darstellung eines Leuchtbandes.

Manfred Oguntke

Martin Gygi

Universelle Infrarot-Fernsteuerung

1. Teil

Fernsteuerungen in der Unterhaltungselektronik waren, da als teuere Einrichtung und Spielerei aufgefaßt, ursprünglich der Steuerung von luxuriösen Fernsehapparaten vorbehalten. Durch Verfeinerung der Technik, wie impulscodiertes Infrarotlicht, das eine beträchtlich erhöhte Störsicherheit gebracht hat, und die günstiger erhältliche Hardware haben aber inzwischen dazu beigetragen, daß insbesondere Infrarotfernsteuerungen eine immer größere Verbreitung finden.

Es sind heute schon Anwendungen von Infrarot-Fernsteuerungen realisiert, wie Steuerung von Fernsehgeräten, Hi-Fi-Geräten und Modelleisenbahnen, und weitere sind denkbar, wie Fernsteuerungen von Haushaltgeräten und der Beleuchtung.

Beschreibung der Bausteine

Der Sender

Der Sender ist auf einer doppelseitig kaschierten und durchkontaktierten Platine mit 30 Drucktasten aufgebaut und enthält die notwendige Elektronik zum Aussenden des Infrarotsignals. Das Gerät basiert auf dem IC SAB 3210.

Das Sender-IC besitzt eine Eingabematrix aus 4 Spalten und 8 Zeilen. Um einen Befehl einzugeben, muß ein Spalteneingang mit einem Zeileneingang verbunden werden. Damit wird der Sender eingeschaltet und ein entsprechender Befehl gesendet. Ohne weitere Maßnahme ist es möglich, 32 Befehle mit einfachen Schaltkontakten einzugeben. Der Befehlsvorrat läßt sich mit zusätzlichen Dioden auf 60 erweitern. Dazu werden je 2 Dioden für 4 weitere Befehle benötigt. Gegen ungewollte Doppelbedienung (Druck auf 2 Tasten gleichzeitig) besitzt das IC SAB 3210 eine Spalten-Verriegelung, z. B. wird 1a + 1c als Fehlbedienung erkannt: es wird kein falscher Befehl, sondern der Schlußbefehl gesendet. Gegen eine Mehrfachbedienung innerhalb einer Spalte (z. B. 8a + 5a = 85a) ist der Baustein nicht verriegelt, denn dieser Umstand wird dazu ausgenützt, die Eingabemöglichkeit von 4 × 8 Befehlen auf 4 × (8 + 7) Befehle zu erweitern.

Nach dem Loslassen einer Taste wird der gewählte Befehl maximal noch einmal ausgesendet, abhängig vom genauen Zeitpunkt des Loslassens. Nach dem letzten Aussenden des gewünschten Befehls wird noch ein Schlußbefehl gesendet, der dem Empfänger signalisiert, daß die Taste losgelassen wurde.

Jeder Verbindung Zeile–Spalte ist im Infrarotsystem ein Binärcode in Form von 6 bits A...F zugeordnet. Diesen Binärcode setzt das IC in einen sogenannten Biphasecode um, welcher dann einem 35-kHz-Signal (Oszillatorfrequenz: 2) überlagert und am Ausgang IRA ausgegeben wird.

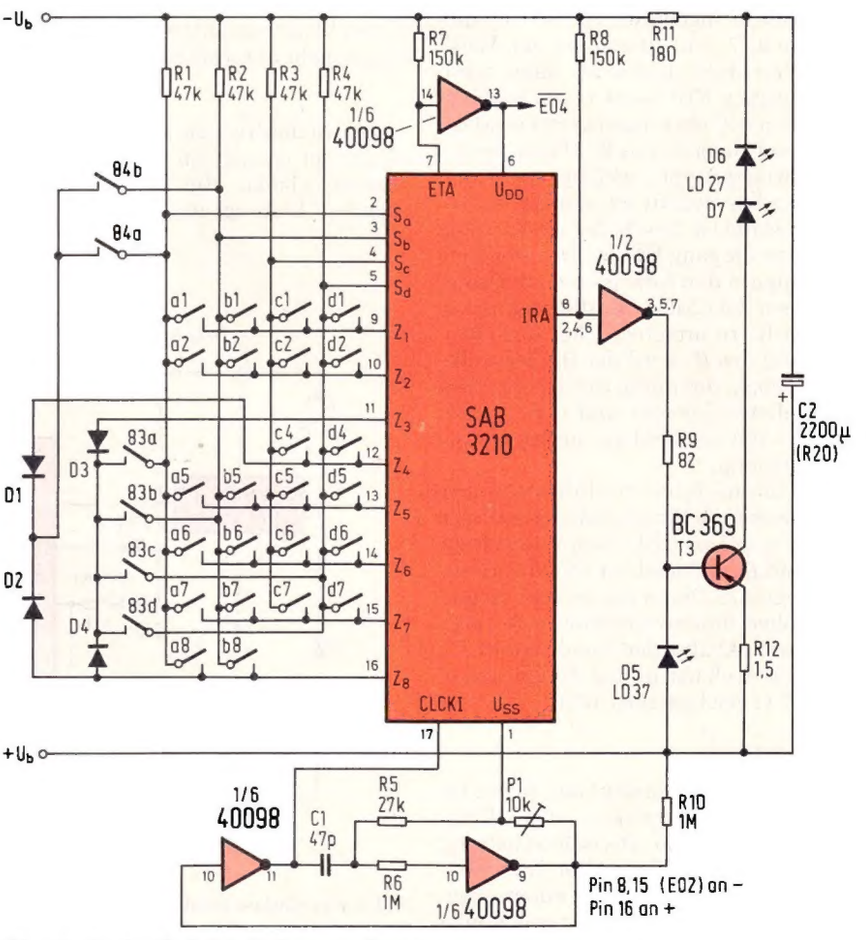


Bild 1. Der Sender überbrückt Entfernungen bis 20 m

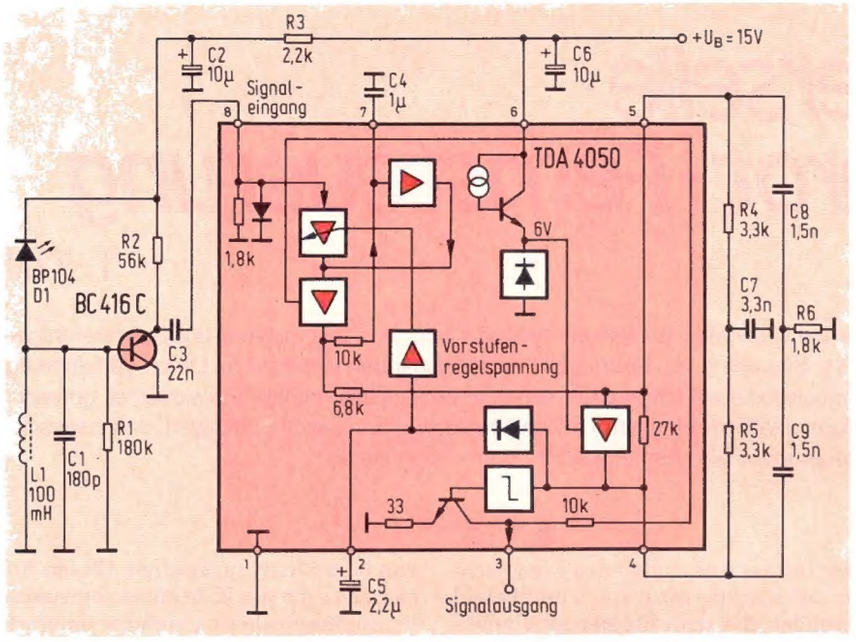


Bild 2. Das IC TDA 4050 arbeitet als geregelter Vorverstärker

Die Schaltung

Links in *Bild 1* ist die Schaltung der Drucktasten abgebildet. Sie erzeugt die Befehle 0...7, 14...29 und 40...45. Wird eine Drucktaste gedrückt, dann wird der Ausgang ETA positiv und schaltet das Sender-IC über den Inverter an Masse. Dieser Inverter des IC 40098 gehört zur Zweiergruppe, welche, weil der Eingang $\overline{E02}$ negativ ist, ständig im Arbeitszustand ist. Er schaltet gleichzeitig über den Eingang $\overline{E04}$ die Inverter-Vierergruppe in den Arbeitszustand. Damit beginnen der CMOS-Oszillator und das Sender-IC zu arbeiten. Über den IRA-Ausgang des IC wird der Biphasecode ausgegeben, der durch die drei parallel geschalteten Inverter und den Transistor BC 369 verstärkt an die Infrarotdioden gelangt.

Der Strom durch die Infrarotdioden wird durch die Stromquellenschaltung mit einer grünen LED, dem Widerstand R12 und dem Transistor BC 369 auf ca. 1 A begrenzt. Dieser Strom wird wegen des hohen Innenwiderstandes der Batterie indirekt über den Kondensator C 2 bezogen, welcher in den Sendepausen über R 11 nachgeladen wird.

Der Empfänger

Der Empfänger besteht aus einem Infrarotsignalvorverstärker, dem Empfänger-IC und der Decodierschaltung mit sieben Flip-Flops. Der Infrarotsignalvorverstärker wird auf einem separaten Print aufgebaut, damit er in einem abgeschirmten Gehäuse untergebracht werden kann, das Empfänger-IC ist mit der Decodierschaltung auf einer doppelseitig kaschierten und durchkontaktierten Platine montiert. Die Steckerbelegung geht aus *Tabelle 1* hervor.

Das Niederdrücken jeder Drucktaste im Sender erzeugt im Empfänger eine positive Flanke, die in der entsprechenden Leitung im Empfänger am Stecker abgenommen werden kann. Zusätzlich werden sieben dieser Tastsignale den Takteingängen von sieben Flip-Flops zugeführt, deren Ausgänge Q und $\overline{Q}$ ebenfalls dem Stecker zugeführt werden. Schließlich besteht noch die Möglichkeit, drei Analogsignale dem Stecker zu entnehmen. Die Pulsbreite dieser Signale kann mit sechs Tasten verändert werden.

Anwendungen des Empfängers

Obwohl das IC-Paar SAB 3209 und SAB 3210 für die Steuerung von Fernsehgeräten entwickelt wurde, ist die beschriebene Schaltung so ausgelegt, daß mit ihr beliebige Geräte gesteuert werden können. Es ist jedoch zu beachten, daß in der obersten Drucktastenreihe von links die dritte Drucktaste dem Quickton und die vierte dem Standby zugeordnet ist. In der ersten Drucktastenreihe können die ersten zwei und in der fünften Reihe die ersten fünf Tasten ein Flip-Flop steuern. Die ersten drei

Tabelle 1. Steckerbelegung

Obere Reihe (B-Reihe):
A 40/41, 7, A 44/45, 1, 2, 0, 4Q, 3Q, 15, 45, 14, 20Q, minus, 22, 21, plus, 25Q, 5, 5Q, 24, 24Q, 24Q, 26, 29
Untere Reihe (A-Reihe):
6, 4Q, 4, 3Q, 3, 44, 42, 40, 43, 41, A 42/43, 20Q, 20, 21Q, 21Q, 18, 16, 23, 19, 17, 25, 25Q, 5Q, 27, 28

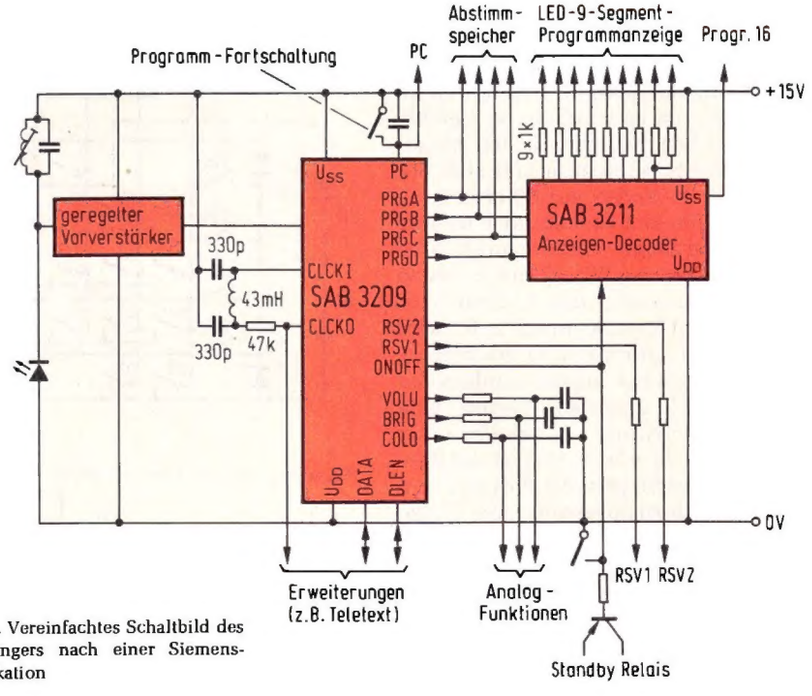


Bild 3. Vereinfachtes Schaltbild des Empfängers nach einer Siemens-Applikation

Tasten in der zweiten Drucktastenreihe erhöhen das Pulsbreitenverhältnis dreier Analogausgänge und die ersten drei Tasten in der dritten Reihe erniedrigen das Pulsbreitenverhältnis der entsprechenden Ausgänge.

Ein Anwendungsvorschlag ist der Einsatz der Fernsteuerung in einer Hi-Fi-Anlage. Die ersten beiden Tasten der obersten Reihe werden zur Ansteuerung eines Dimmers und zum Ein- und Ausschalten einer Endstufe verwendet, wobei die restlichen Tasten der Reihe zur Anwahl von vier Tonquellen zur Verfügung stehen.

Die zweite und dritte Drucktastenreihe kann die Veränderung von sechs Analogsignalen bewirken, indem die ersten drei direkt im Empfänger und die anderen drei mittels der verbleibenden sechs Tasten extern z. B. durch ein IC MM 5878 erzeugt werden.

Die Tasten der vierten Reihe rufen voreingestellte UKW-Sender ab.

Die letzte Tastenreihe wird zum Fernsteuern einer Schaltuhr eingesetzt.

Ein anderer Verwendungsvorschlag ist der Einsatz der Fernsteuerung in einer Modelleisenbahnanlage. Tasten, die ein Flip-Flop steuern können, schalten Lampen und die Tasten der Analogausgänge regeln die Geschwindigkeit der Züge. Die übrigen Tasten stellen Weichen und Signale.

Die Schaltung

Das ankommende Infrarotsignal wird von der Infrarotdiode D 1 empfangen (*Bild 2*). Als Arbeitswiderstand dient ein gedämpfter Schwingkreis, gebildet aus L1, C1 und R1. Hier wird das Empfangssignal selektiert und Gleichlicht unterdrückt. Der rauscharme Transistor BC 416 C dient als Impedanzwandler, um die hochohmige Empfangsschaltung an den niederohmigen Eingang des nachgeschalteten ICs anzupassen. In dem IC TDA 4050 wird das Eingangssignal im geregelten Verstärker angehoben und das Nutzsignal im Doppel-T-Glied zwischen den Anschlüssen 4 und 5 nochmals selektiert, um im nachgeschalteten Schmittrigger aufbereitet, an PIN 3 ausgegeben zu werden.

Der vom Vorverstärker aufbereitete Biphasecode wird dem IC SAB 3209 am Anschluß RSIG zugeführt und hier

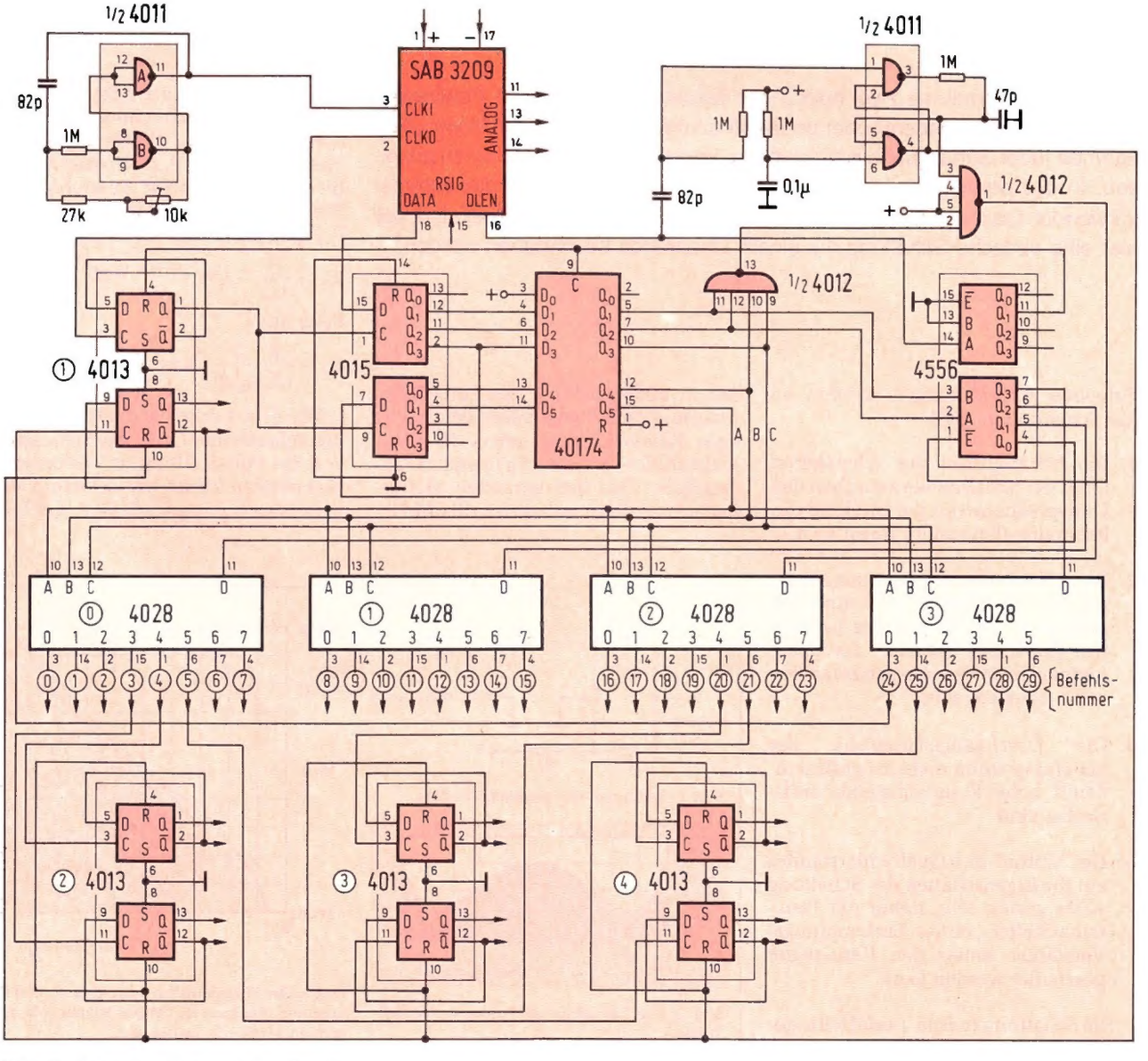


Bild 4. Der Infrarotempfänger mit dem Decoder

wieder in den Binärcode umgewandelt, welcher über den Ausgang DATA seriell ausgegeben wird. Die Signale CLKO und DLEN dienen der Steuerung des Schiebevorganges (*Bild 3*). CLKO wird im Flip-Flop 4013 durch 2 geteilt (*Bild 4*) und dient als Schiebetakt (STAKT) für das Serie-Parallelregister 4015, in welches das DATA-Signal eingeschoben wird. Damit die Flanke aus dem 4013 immer am richtigen Ort taktet, wird das Flip-Flop jeweils in den Sendepausen (gesendet wird alle 128 ms für 7 ms) durch das im 4556 invertierte DLEN-Signal rückgesetzt. Im Moment, wo DLEN negativ wird, kommt der Binärcode in das Register 40174, an dessen Ausgängen decodiert wird. Die Bits niederer Ordnung (2^0, 2^1, 2^2) werden direkt den Decodern 4028 zugeführt; die Bits höherer Ordnung (2^3, 2^4) dem Decoder 4556, dessen Ausgänge jeweils den Decoder 4028 anwählen, der gültige Daten führt.

(Schluß folgt)

Detlef Hennings

Panorama-Regler mit linearem Poti

In jedem Mischpult mit zwei oder mehr Summen-Kanälen sind Panorama-Steller (auch Richtungsmischer genannt) unumgänglich, um bei Stereo-Aufnahmen jeder Schallquelle innerhalb der Basisbreite eine Position zuzuweisen. In der professionellen Technik werden hierfür Spezial-Potentiometer verwendet. Da diese für den Amateur schwer erhältlich und zu teuer sind, soll hier eine einfache Schaltung mit einem Linear-Poti beschrieben werden.

Folgende Anforderungen werden an die Schaltung gestellt:

1. Die Abhängigkeit des scheinbaren Ortes der Schallquelle zwischen den Lautsprechern von der Stellung des Panorama-Potis sollte linear sein.
2. Beim Verstellen des Panorama-Potis sollte die Lautstärke sich nicht ändern, d. h. die Summe der Leistungen (bzw. der Quadrate der Spannungen) in beiden Ausgangskanälen sollte konstant sein.
3. Die Durchgangsdämpfung der Schaltung sollte nicht zu groß sein, damit hohe Rauschabstände realisierbar sind.
4. Der Einfluß des Quellwiderstandes auf die Eigenschaften der Schaltung sollte gering sein, damit der Panorama-Steller ohne Entkopplungs-Verstärker hinter den Kanalregler geschaltet werden kann.

Die Schaltung in *Bild 1* erfüllt die genannten Forderungen hinreichend gut. Legt man die Widerstandswerte so aus, daß in Mittenstellung des Potis beide Ausgangskanäle gegenüber den jeweiligen Randstellungen um 3 dB abgesenkt sind, so bleiben die Lautstärkeänderungen über den gesamten Stellbereich des Potis innerhalb 0,2 dB (*Bild 2*).

Die Dimensionierung geht so vor sich: Zunächst kann man einen der drei Widerstände R_1, R_2, P frei wählen, am zweckmäßigsten P, da hierfür nur relativ wenige Werte zur Auswahl stehen. Für den zweiten Widerstand (R_1 oder R_2) gilt dann die Einschränkung R_1, $R_2 > \frac{P}{\sqrt{2}}$. Der dritte Wert ergibt sich dann aus

$$R_1 = \frac{R_2 \cdot P}{\sqrt{2}\, R_2 - P}, \text{ bzw. } R_2 = \frac{R_1 \cdot P}{\sqrt{2}\, R_1 - P}.$$

Wie *Bild 3* zeigt, ist die Abhängigkeit des scheinbaren Ortes der Schallquelle von der Poti-Stellung wie gefordert einigermaßen linear, insbesondere wenn man Kurve 2 zugrunde legt. Lediglich

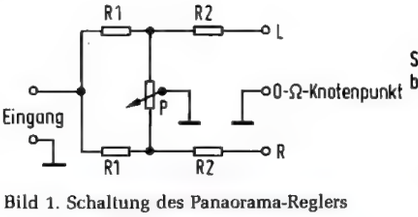


Bild 1. Schaltung des Panaorama-Reglers

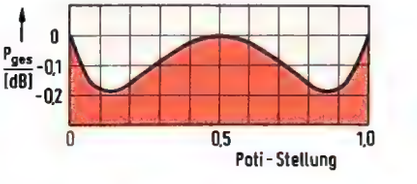


Bild 2. Die Lautstärke als Funktion der Poti-Stellung

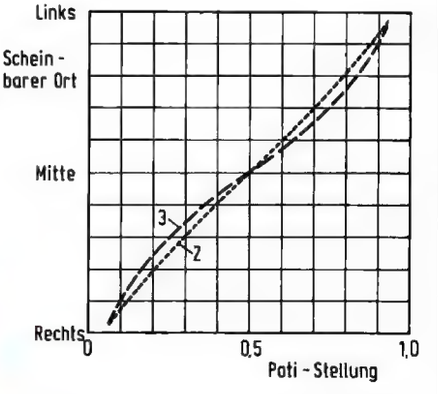


Bild 3. Der Zusammenhang zwischen Poti-Stellung und scheinbarem Ort der Schallquelle innerhalb der Stereo-Basisbreite

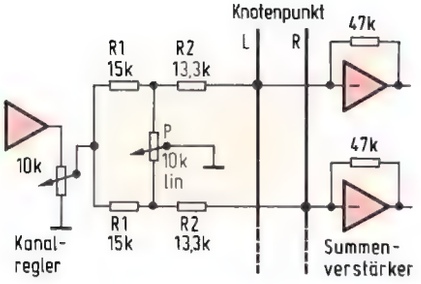


Bild 4. Ein Anwendungsbeispiel: Zusammenschalten des Reglers mit den Komponenten eines Stereo-Mischpults

die äußersten Randbereiche des Potis, $x<0.05$ und $x>0.95$, werden kaum genutzt. Man erhält Bild 3 durch Verknüpfung der Abhängigkeit des scheinbaren Ortes vom Pegelverhältnis der beiden Ausgangskanäle (Summenlokalisationseffekt) mit dem Pegelverhältnis des Richtungsmischers als Funktion der Poti-Stellung.

Der Eingangswiderstand der Panorama-Schaltung hängt von der Poti-Stellung ab. Deshalb können beim Verstellen Lautstärke-Änderungen auftreten, wenn der vorgeschaltete Quellwiderstand nicht vernachlässigbar klein ist, wie z. B. in *Bild* 4. Dieser Einfluß des Quellwiderstandes ist umso größer, je kleiner R_1 ist. In der *Tabelle* sind die maximalen Lautstärkeänderungen für den kleinstmöglichen Wert $R_1 = \frac{1}{\sqrt{2}}\,P$ sowie für den Fall $R_1 = R_2 = \sqrt{2}\,P$ bei drei verschiedenen Verhältnissen des Quellwiderstandes R_q zum Wert des Potis P angegeben. So beträgt dieser Einfluß im Beispiel von Bild 4 weniger als 0,15 dB.

Zur Erzielung eines hohen Rauschabstandes sollte man die Schaltung so niederohmig auslegen, wie die verwendeten Verstärker es zulassen. Außerdem ist es im allgemeinen günstig, R_1 und R_2 etwa gleich groß zu wählen, da dann die Durchgangsdämpfung am geringsten ist. So läßt sich in der Schaltung aus Bild 4 bei Verwendung rauscharmer Operationsverstärker eine Dynamik von mehr als 100 dB erreichen.

Mit den genannten Eigenschaften sollte die Schaltung alle Ansprüche von Amateur und ‚Semi-Profi' erfüllen können.

Tabelle: Durch den Quellwiderstand verursachte Lautstärke-Änderung

$\frac{R_q}{P}$	max. Lautstärkeänderung $R_1 = \frac{1}{\sqrt{2}}P$	$R_1 = R_2 = \sqrt{2}\,P$
1.0	1.05 dB	0.34 dB
0.5	0.78 dB	0.24 dB
0.25	0.51 dB	0.14 dB

Literatur

[1] *Webers, Johannes:* Tonstudiotechnik. München, 1974; S. 146 ff.

[2] *Corinth, Götz:* Ein vielseitiges Mischpult mit integrierten Schaltungen. FUNKSCHAU 1974, H. 10, S. 379...382, H. 11, S. 416...418, H. 12, S. 467...468. (Ein Anwendungsbeispiel, allerdings etwas anders dimensioniert als hier angegeben.)

[3] *Horst, Manfred:* Berechnung von Richtungseinstellern. FUNKSCHAU 1970, H. 14, S. 461 ff. (Hier wird die Berechnung von Richtungsmischern mit Stufenschaltern abgehandelt.)

Einfache Spannungsstabilisation für große Ströme

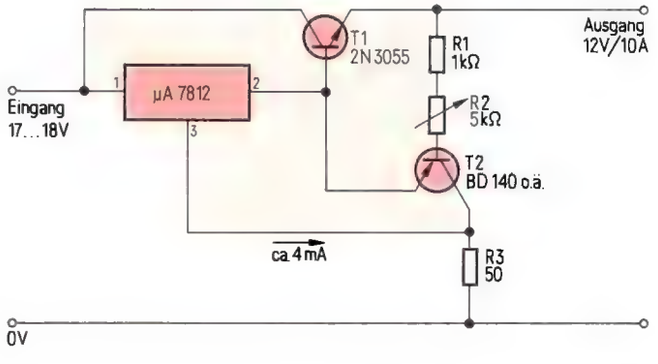
In der Werkstatt und beim Hobby-Elektroniker sind Spannungsregler, z. B. µA 78..., vertraute Bauelemente. Sie sind für Dauerströme bis 1 A ausgelegt und außerordentlich preiswert. Oft werden jedoch wesentlich größere Ströme benötigt, z. B. für Funkgeräte und umfangreiche TTL-Schaltungen. Inzwischen sind zwar Regler bis 10 A auf dem Markt, leider jedoch relativ teuer. Hier wird beschrieben, wie mit relativ einfachen Mitteln eine Spannungsregelung für Ströme von 10 A oder mehr erstellt werden kann (*Bild*).

Am Eingang eines Spannungsreglers µA 7812 liegt eine Spannung 17...18 V. Dabei ist bei den gewünschten großen Strömen auf ausreichende Siebung zu achten, am besten mittels großer Ladekondensatoren (30 000 – 60 000 µF). Anschluß 3 ist auf das Potential 1 V angehoben, somit steht am Ausgang der IS (Pin 2) die Konstantspannung 13 V zur Verfügung. Der Leistungstransistor T1 (2N 3055) ist leitend. Sein Emitterpotential liegt somit bei 12,3 V.

Sinkt die Ausgangsspannung infolge der äußeren Belastung, so wird der PNP-Transistor T2 weiter ausgesteuert; sein Kollektorstrom steigt und der Spannungsabfall am Widerstand R3 wird größer. Dadurch wird das Potential an Pin 3 der IS angehoben und damit seine Spannung an Pin 2 um denselben Betrag. T1 wird damit weiter leitend; dadurch wird sein Emitterpotential wieder angehoben. Der „Witz" an der Schaltung ist, daß die nichtlinearen und spannungsinversen Kennlinien der beiden komplementären Siliziumtransistoren T1 und T2 zur Erzeugung der konstanten Ausgangsspannung verwendet werden.

Mit R 2 wird die Ausgangsspannung unter Last eingestellt. Wird R 2 zu klein eingestellt, so steigt die Ausgangsspannung bei Belastung; somit kann die Schaltung z. B. auch als Drehzahlregelung bei einer Gleichstrombohrmaschine verwendet werden. Besonderes Augenmerk ist auf ausreichende Kühlung von T1 zu legen, da bei Vollast Leistungen bis zu 60 W und mehr abgeführt werden müssen.

Für T2 kann jeder PNP-Si-Transistor eingesetzt werden, sofern er eine Verlustleistung von wenigstens 500 mW



Dimensionierungsbeispiel für ein Netzgerät mit 12 V Ausgangsspannung und 10 A Belastbarkeit. Auf ausreichende Kühlung ist selbstverständlich zu achten

verträgt. Zweckmäßigerweise montiert man T1, T2 und die IS auf denselben Kühlkörper. Selbstverständlich läßt sich diese Schaltung auch für andere Konstantspannungen verwenden. Für 5 V bei 10 A Ausgang ist die IS 7805 einzusetzen und an den Eingang 10–12 V zu legen. Damit einwandfreie Regelung möglich ist, sollte das Eingangspotential mindestens 5 V über dem Ausgangspotential liegen.

G. Haynold

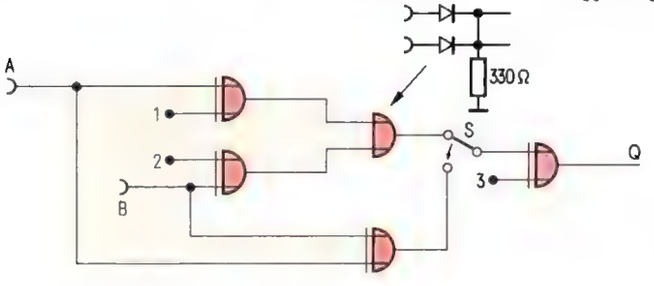
Logiksimulator

Die hier beschriebene Schaltung dient zur Realisation aller denkbaren logischen Verknüpfungen zweier Ein-Bit-Variablen. Sie eignet sich daher besonders für Übungs-, Lehr- und Experimentierzwecke in Zusammenhang mit der schaltungstechnischen Simulation boolescher Algebra.

Die Anordnung besteht aus vier Exklusiv-Oder-Gattern, die in ein IC 7486 integriert sind. Die Art der Verknüpfung wird durch den Logikpegel an den drei Steuereingängen (1, 2, 3) und durch den Umschalter S bestimmt.

Die Wahrheitstabelle eines Exklusiv-Oder-Gatters sieht folgendermaßen aus:

A	B	Q
L	L	L
L	H	H
H	L	H
H	H	L



Mit nur einem TTL-IC 7486 lassen sich praktisch alle Verknüpfungen zweier Eingangsvariablen simulieren

A und B sind dabei die Eingänge des Gatters, Q ist der Ausgang. Für die im *Bild* dargestellte Schaltung aus vier solchen Gattern ergibt sich dann folgende Funktionstabelle:

Ausgang	*Steuereingänge*			*Funktion*
Q	1	2	3	
A+B	L	L	L	ODER
$\overline{A+B}$	L	L	H	NOR
$\overline{A+\overline{B}}$	L	H	L	
$\overline{A+\overline{B}}$	L	H	H	
A+B	H	L	L	
$A\cdot\overline{B}$	H	L	H	
$\overline{A\cdot\overline{B}}$	H	H	L	NAND
A·B	H	H	H	UND

Mit dem Umschalter S können mit Hilfe des vierten Gatters Inklusion und Exklusion dargestellt werden. Wenn der Steuereingang 3 auf H liegt, handelt es sich um eine Exklusion, wenn er auf L liegt, um eine Inklusions-Funktion.

Das in der Schaltung vorkommende ODER-Gatter wurde, um die Notwendigkeit eines zusätzlichen TTL-IC zu umgehen, mit zwei Silizium-Dioden (z. B. 1N4148) realisiert. Die Erzeugung der Steuersignale kann z. B. mit einem Stufenschalter erfolgen. *K. D. Lamann*

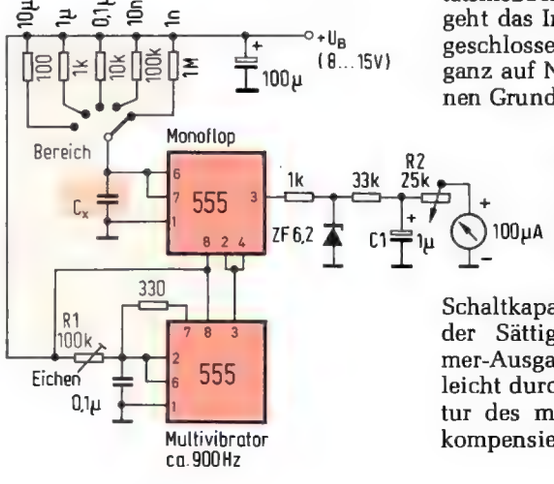
Schaltungskniff

Einfaches Kapazitätsmeßgerät

Mit der im *Bild* gezeigten Schaltung lassen sich Kondensatoren von einigen pF bis einigen µF mit brauchbarer Genauigkeit messen. Als Anzeige eignet sich jedes beliebige Instrument mit 100 µA Vollausschlag. Das kleine Gerät ersetzt damit praktisch eine Farbcode-Tabelle...

Die Schaltung besteht im wesentlichen aus zwei Timern (555), von denen der eine als astabiler, der andere als monostabiler Multivibrator arbeitet. Da die Spitze-Spitze-Ausgangsspannung des Monoflops mit einer Z-Diode auf einen konstanten Wert begrenzt wird, ist die Anzeige linear vom Verhältnis der beiden Zeitkonstanten abhängig, d.h. auf dem Instrument wird linear die Kapazität angezeigt.

Die Zeitkonstanten errechnen sich aus den Formeln



◀ Schaltung des einfachen Kapazitätsmessers. Der Platzbedarf kann noch verringert werden, wenn statt der beiden einzelnen Timer ICs der Doppel-Timer 556 verwendet wird

$T = R \cdot C \cdot 0{,}69$ (astabiler Multivibrator) und

$T = R \cdot C \cdot 1{,}1$ (Monoflop).

Die Anzeige ist selbstverständlich nur solange linear, wie die Zeitkonstante des astabilen Multivibrators kleiner als die des Monoflops ist.

Wenn auf den kleinsten Kapazitätsmeßbereich geschaltet wird, geht das Instrument auch ohne angeschlossenen Kondensator nicht ganz auf Null zurück. Dies hat seinen Grund in den unvermeidlichen Schaltkapazitäten, zum Teil auch an der Sättigungsspannung des Timer-Ausgangs. Der Effekt kann aber leicht durch entsprechende Korrektur des mechanischen Nullpunkts kompensiert werden.

Bernhard Wasinger

Dr. Peter Diekmann

Steuerung einer Modelleisenbahn über eine Ringleitung

Auch im Bereich der Kfz-Elektrik macht man sich bereits Gedanken darüber, wie man eine aufwendige Verkabelung durch Ringleitung für die Energie- und Informationsübertragung ersetzen kann. Was liegt näher, als diese Multiplex-Verkabelung auch in einer Modelleisenbahn zu verwirklichen; ein wenig Elektronik ersetzt unübersichtliche Leitungsführungen.

Die Planung und der Betrieb einer Modelleisenbahnanlage können unter ganz verschiedenen Gesichtspunkten erfolgen. Einmal kann das Gleisbild von Anfang an festliegen, wobei die ganze Anlage, oft in verschiedenen Aufbauschritten, auf einer festen Unterlage aufgebaut wird. Die Verkabelung der einzelnen Blockabschnitte und der Weichen, Signale usw. ist dabei fest. Ein wesentlicher Reiz einer solchen Anlage besteht in ihrem Aufbau, aber ernsthafte, meistens erwachsene Modellbahner haben auch an ihrem Betrieb und weiterem Ausbau jahrelang Freude. Für Kinder ist eine solche Anlage nur kurze Zeit von größerem Reiz, für sie ist, meiner Erfahrung nach, ein anderes Konzept geeigneter, bei dem bei jeder neuen Spielphase die ganze Anlage neu aufgebaut und vielfach auch das Gleisbild verändert wird. Damit eine solche Anlage auch auf größere Kinder und Erwachsene einen länger anhaltenden Reiz ausübt, sollte sie aber trotzdem einige Eigenschaften einer stationären Anlage haben, wie Mehrzugbetrieb, fernschaltbare Weichen, Schranken, Signale und Beleuchtung. Das erfordert aber eine umfangreiche und bei jedem Neuaufbau wechselnde Verkabelung, bei der man schnell den Spaß verliert und die auch häufig Anlaß für Störungen beim Betrieb ist. Daher soll das Konzept einer Anlage vorgestellt werden, das die Ausbau- und Betriebsmöglichkeiten einer stationären Anlage mit der Flexibilität einer „fliegenden" verbindet, ohne aber eine Verkabelung zu erfordern.

Die wesentlichen Eigenschaften sind:

- keine Verkabelung,
- Mehrzugbetrieb,
- Fernsteuerung von Weichen, Signalen, Schranken usw.,
- große Störsicherheit,
- konstante Betriebsspannung,
- Wendeschleifen möglich,

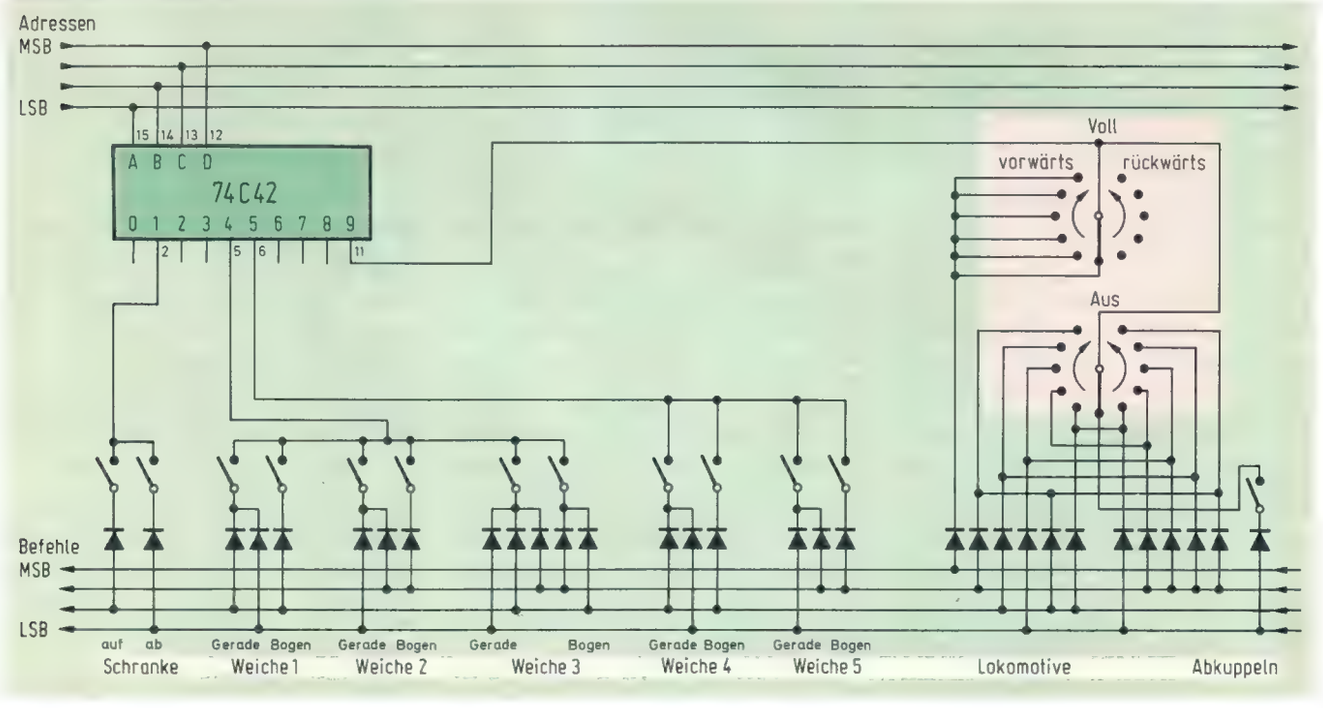


Bild 1. Befehlsgeber für eine Lokomotive, fünf Weichen und eine Schranke

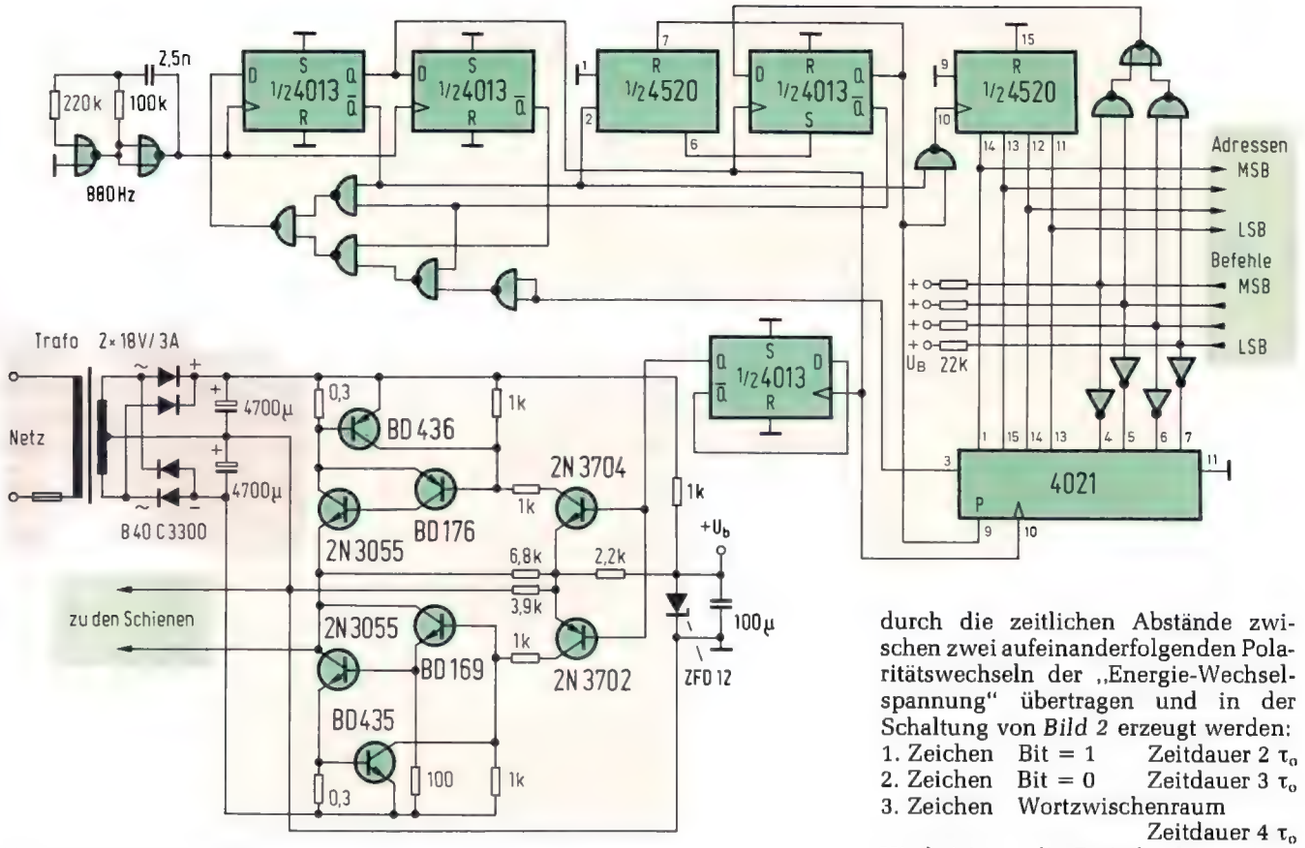


Bild 2. Netzteil und Zentralelektronik der „Multiplex-Verdrahtung"

- Erweiterungsmöglichkeiten für weitere Komponenten,
- Steuermöglichkeit durch einen Mikroprozessor.

Zur Übertragung der Energie und der Informationen werden für alle Komponenten der Anlage (Loks, Weichen, Signale usw.) die Schienen benutzt. Die Energie wird durch eine Rechteckwechselspannung konstanter Amplitude von 20 V, die Informationen durch Digitalworte von 8 bit Länge, die durch die Zeitabstände zwischen den Polaritätswechseln der Wechselspannung codiert werden, übertragen. Jeder Komponente ist ein 8-bit-Digitalwort zugeordnet, das aus einem Adressenteil und einem Befehlsteil besteht. Die Aufteilung der Bits auf Adresse und Befehl ist nicht für alle Komponenten gleich, sie hängt ab von der Anzahl der Funktionen der einzelnen Komponenten.

Es können bis zu 8 Lokomotiven und gleichzeitig (!) 64 Weichen, Signale und dergleichen betrieben werden. So genügt für die Steuerung der Weichen ein Befehlsbit, die restlichen 7 bit werden als Adresse der Weiche verwendet. Bei Lokomotiven dagegen ist der Adressenteil 4 bit und der Befehlsteil 4 bit lang. Der 4-bit-Befehl für Lokomotiven besteht aus 1 bit für die Fahrtrichtung und 3 bit für die Fahrgeschwindigkeit, wobei von den möglichen 7 Fahrstufen nur 5 tatsächlich genutzt werden. Die Bitkombination, die der kleinsten Fahrstufe entspricht, wird zur Übertragung des Befehls „Lok abkuppeln" verwendet. Das 3-bit-Signal wird über ein Widerstandsnetzwerk in eine entsprechende Gleichspannung umgesetzt. *Bild 1* zeigt einen Befehlsgeber für eine Lokomotive, fünf Weichen und eine Schranke.

Zur Steuerung der Fahrmotoren werden zwei verschiedene Methoden angewendet: Bei einer Lok steuert die Gleichspannung hinter dem Widerstandsnetzwerk direkt den Leistungstransistor für die Fahrmotorspannung, bei einer anderen Lok steuert diese Spannung das Tastverhältnis eines einfachen Rechteckspannungsgenerators, und dessen Ausgangsspannung schaltet den Leistungstransistor für die Fahrmotorspannung. Die zweite Methode erfordert einen geringfügig größeren Aufwand, bewirkt aber einen besseren Wirkungsgrad.

Zur Übertragung der 8-bit-Worte an die einzelnen Komponenten werden drei verschiedene Zeichen benutzt, die durch die zeitlichen Abstände zwischen zwei aufeinanderfolgenden Polaritätswechseln der „Energie-Wechselspannung" übertragen und in der Schaltung von *Bild 2* erzeugt werden:

1. Zeichen Bit = 1 Zeitdauer 2 τ_o
2. Zeichen Bit = 0 Zeitdauer 3 τ_o
3. Zeichen Wortzwischenraum Zeitdauer 4 τ_o

Hierbei ist τ_o die Periodendauer eines Taktgenerators. Es ist dabei völlig gleichgültig, in welcher Richtung sich die Polarität der Energie-Wechselspannung ändert.

Ein Wechsel der Polarität bedeutet einen Takt, der zeitliche Abstand zum vorherigen Wechsel den Wert des zugehörigen Bits.

Als Träger für die Information dient die Energie-Wechselspannung. Durch einfache Gleichrichtung mit einem Brückengleichrichter wird eine konstante Gleichspannung zur Energieversorgung der jeweiligen Komponenten gewonnen. Durch ein RS-Flipflop mit Schaltschwellen, die höher sind als die halbe Betriebsspannung, wird auf der Empfängerseite die Rechteckwechselspannung regeneriert. Da bei kurzen Unterbrechungen des Stromkreises zwischen zwei Polaritätswechseln der Energie-Wechselspannung das Flipflop seinen alten Zustand beibehält, werden Störungen durch schlechte Kontaktgabe für die Informationsübertragung völlig unterdrückt. Längere Unterbrechungen führen zwar zu einer Unterbrechung der Informationsübertragung, diese wirken sich aber nicht nachteilig aus, da die empfangenen Befehle gespeichert werden.

Beim Umkippen des RS-Flipflops wird durch ein RC-Glied und ein Exklusiv-Oder-Gatter ein Nadelimpuls ge-

wonnen. Dieser dient einmal als Takt für ein 8stufiges Schieberegister, und gleichzeitig lädt er über einen Transistor einen Kondensator auf die Betriebsspannung auf. Über einen Widerstand entlädt sich dieser Kondensator zwischen den einzelnen Taktimpulsen. Die Spannung dieses Kondensators liegt am D-Eingang des Schieberegisters. In Abhängigkeit von dem zeitlichen Abstand der Taktimpulse ist diese Spannung größer oder kleiner als die Schwellenspannung des D-Einganges, und es wird entsprechend eine „1" oder „0" in das Schieberegister geschoben. Ein weiteres RC-Glied bildet zusammen mit einem Gatter einen Detektor für das Zeichen „Wortzwischenraum". Wenn dieses Zeichen erkannt wird und gleichzeitig 8 Takte seit dem letzten Zeichen „Wortzwischenraum" vergangen sind, wird die Adresse des an den Ausgängen des Schieberegisters anstehenden Wortes mit der Adresse der jeweiligen Komponente verglichen. Stimmen beide Adressen überein, so wird der Befehlsteil des Wortes in einen Speicher geladen. Am Ausgang dieses Speichers steht jeweils der letzte Befehl der entsprechenden Komponente zur Auswertung bereit. Falls durch irgendeinen Umstand die Informationsübertragung gestört wurde, bleibt der alte Befehl bestehen.

Die Empfängerelektroniken aller Komponenten sind nach diesem Prinzip aufgebaut. Bei Lokomotiven werden die 4 Befehlsbits am Ausgang des Speichers in eine Gleichspannung umgewandelt und steuern den Antriebsmotor; bei Weichen, Signalen, Schranken usw. wird der 1-bit-Befehl zur Steuerung der Magnete verwendet. Aber alle Komponenten erhalten ihre Energie und Information direkt aus den Schienen (*Bild 3*).

Die Versorgung der Anlage mit Energie und Informationen erfolgt aus einem zentralen Gerät. Dieses enthält ein Netzteil und einen Leistungsverstärker für 20 V und max. 3 A. Außerdem enthält es die zentrale Steuerungseinrichtung. Diese besteht aus einem Taktgenerator von 880 Hz; diese Frequenz wird mit einem umschaltbaren Teiler durch 2, 3 oder 4 geteilt, entsprechend den 3 verschiedenen Zeichen; die Ausgangsfrequenz wird noch einmal durch 9 geteilt, entsprechend den 8 bit Wortlänge und einem Zeichen für den Wortzwischenraum. Nach jedem Zeichen „Wortzwischenraum" wird ein weiterer 4-bit-Zähler weitergeschaltet. Diese 4 Ausgänge des Zählers gehen auf eine „Adressenbusleitung", an der alle Befehlsgeber angeschlossen sind. Jeder Befehlsgeber vergleicht die Adresse auf der „Adressenbusleitung" mit der eigenen und schaltet bei Gleichheit sein 4-bit-Befehlswort auf die allen Befehlsgebern gemeinsame „Befehlsbusleitung". Wenn sich unter der momentan anliegenden Adresse kein Befehlsgeber meldet, d. h. das Befehlswort Null ist, so wird sofort zur nächsten Adresse weitergeschaltet. Dadurch erfolgt die Übertragung der Befehle zu den einzelnen Komponenten immer mit der höchstmöglichen Geschwindigkeit. Ist dieses Befehlswort von Null verschieden, so wird es zusammen mit dem Adressenwortteil in ein Schieberegister geladen. Der Inhalt des Registers wird durch einen Takt an dessen Ausgang geschoben, wobei die Beite des Taktes 2 τ_o oder 3 τ_o ist, je nachdem, ob gerade eine „0" oder „1" am Ausgang dieses Schieberegisters anliegt. Die Taktfrequenz wird noch einmal in einem Flipflop durch 2 geteilt. Die Ausgangsspannung dieses Flipflops steuert direkt den Leistungsendverstärker.

Über die „Adressenbusleitung" und die „Befehlsbusleitung" können verschiedene Befehlsgeber angeschlossen werden. Bei der Lokomotivsteuerung wird das variable Befehlswort durch einen 2 x 5stufigen Drehschalter für 5 Vorwärts- und 5 Rückwärts-Fahrgeschwindigkeiten erzeugt. Bei der Weichensteuerung usw. dagegen werden jeweils feste Befehlsworte verwendet. Diese werden durch feste Verdrahtung erzeugt und nur bei der Betätigung des entsprechenden Tastschalters aktiviert. In einer späteren Ausbaustufe können die Befehlsworte auch durch einen Mikroprozessor geliefert werden.

Das vorgestellte Konzept der Steuerung einer Modelleisenbahnanlage wurde in einer Anlage von Märklin (Spur 1) realisiert mit derzeit zwei Lokomotiven, 6 Weichen und einer Schranke. Bei Verwendung von CMOS-ICs bestehen keine Schwierigkeiten beim Einbau der Elektronik in die Lokomotiven. Sogar die Weichenelektronik konnte unterhalb der normalen Weichenmagnetabdeckung untergebracht werden.

Das beschriebene Konzept der Steuerung einer Modelleisenbahnanlage ist auch für andere Aufgaben anwendbar, zum Beispiel für Meßwerterfassung und Datenübertragungsanlagen allgemein, bei denen über größere Entfernungen über eine Zweidrahtleitung sowohl Energie als auch Informationen übertragen werden sollen.

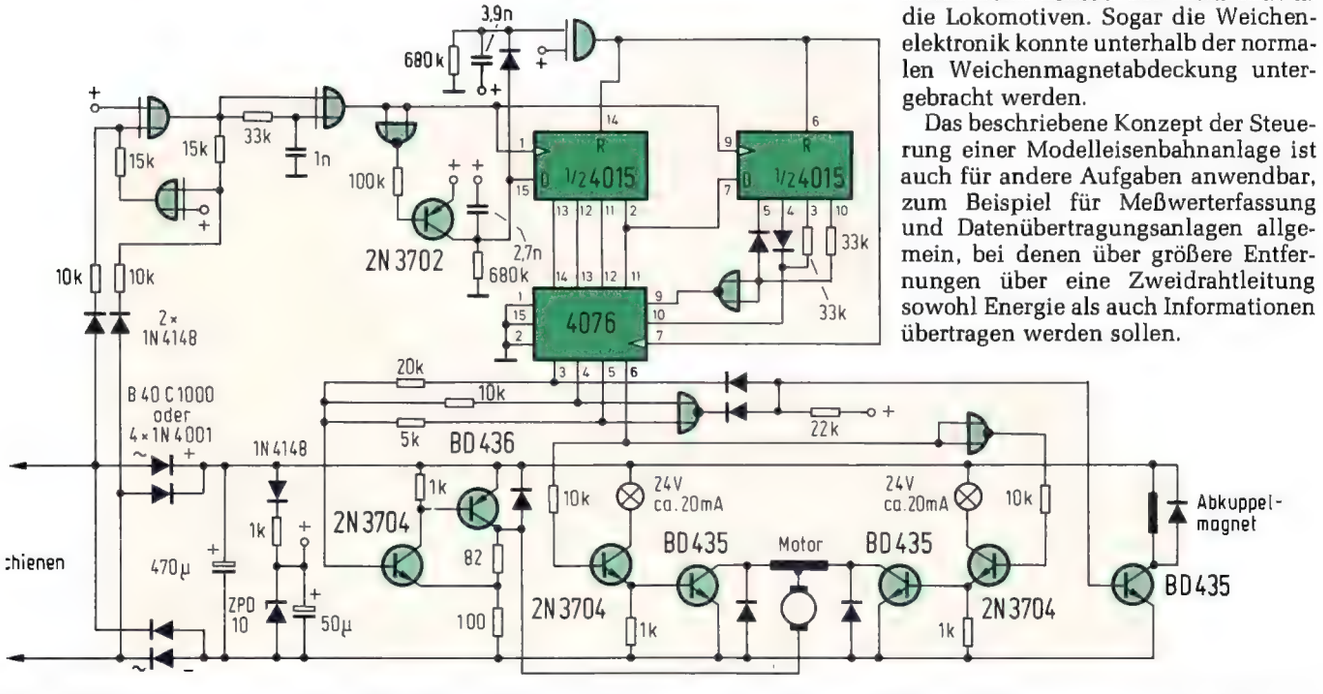


Bild 3. Schaltung der Lokomotiven-Elektronik. Energie und Schaltbefehle werden aus der gemeinsamen Ringleitung rückgewonnen und voneinander getrennt

Martin Gygi

Universelle Infrarot-Fernsteuerung

2. Teil

Der zweite Teil des Beitrages erläutert die Funktion der Infrarot-Fernsteuerung und gibt einige nützliche Tips für den Aufbau und Abgleich der beiden Baugruppen.

Die eine Hälfte eines 4011 ist der Oszillator, der die Empfänger-IS taktet, die andere Hälfte bildet ein RS-Flip-Flop, welches beim Einschalten der Versorgungsspannung gesetzt und beim ersten Erscheinen eines DLEN-Signals, d. h. beim Niederdrücken einer Drucktaste, rückgesetzt wird. Beim Setzen dieses RS-Flip-Flop werden alle 4013 rückgesetzt; zudem wird über das halbe Gatter 4012 und den Decoder 4556 jeder 4028 abgeschaltet („power on reset"-Schaltung). Eine Hälfte des 4012, dessen Eingänge mit vier Ausgängen des 40174 verbunden sind, decodiert den Schlußbefehl. Da die Instruktionen 30 und 31 im Sender nicht verwendet werden, kann bei der Decodierung auf das Bit höchster Ordnung (2^5) verzichtet werden, und der Schlußbefehl mit der Nummer 62 wird zu Nummer 30. Wird diese Befehlsnummer decodiert, dann wird über die zweite Hälfte 4012

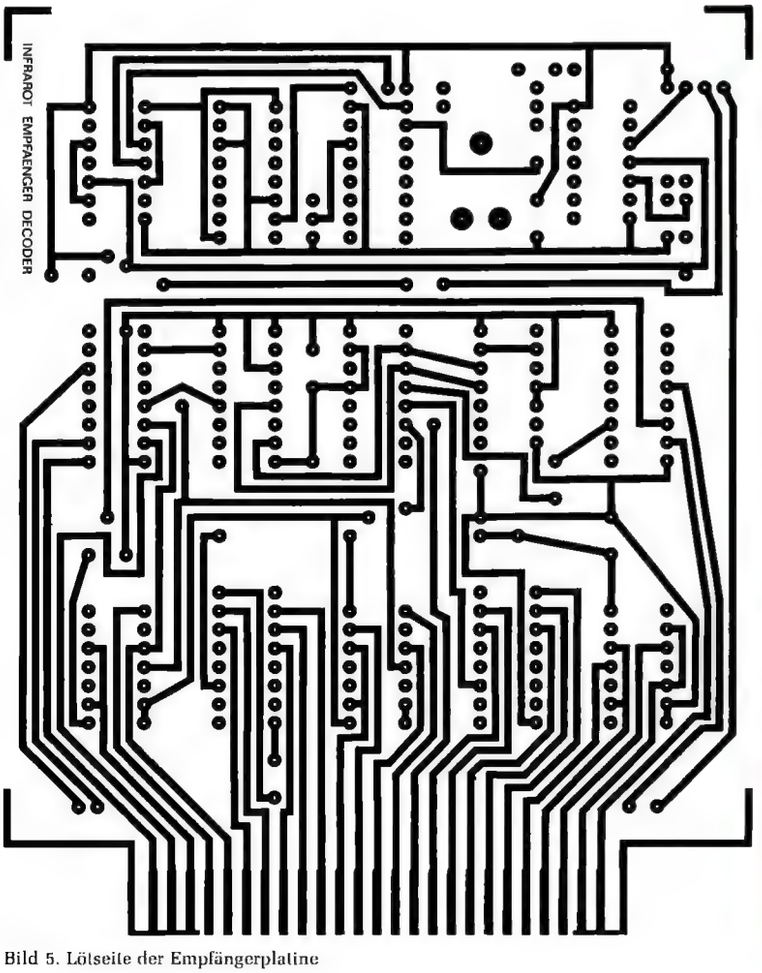
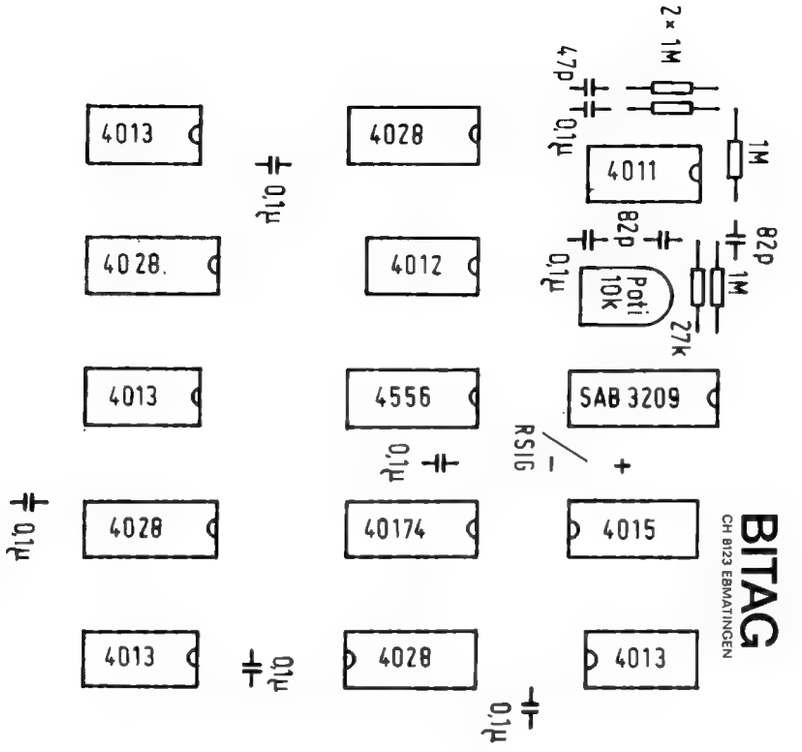


Bild 5. Lötseite der Empfängerplatine

Tabelle 2.
Befehlliste mit Zuordnung der Befehle zu den Tasten

Grundbefehle			Erweiterungsbefehle		
Befehl Nr.	Code FEDCBA	Taste	Befehl Nr.	Code FEDCBA	Taste
0	000000	1a	32	100000	81a
1	000001	1b	33	100001	81b
2	000010	1c	34	100010	81c
3	000011	1d	35	100011	81d
4	000100	2a	36	100100	82a
5	000101	2b	37	100101	82b
6	000110	2c	38	100110	82c
7	000111	2d	39	100111	82d
8	001000	3a	40	101000	83a
9	001001	3b	41	101001	83b
10	001010	3c	42	101010	83c
11	001011	3d	43	101011	83d
12	001100	4a	44	101100	84a
13	001101	4b	45	101101	84b
14	001110	4c	46	101110	84c
15	001111	4d	47	101111	84d
16	010000	5a	48	110000	85a
17	010001	5b	49	110001	85b
18	010010	5c	50	110010	85c
19	010011	5d	51	110011	85d
20	010100	6a	52	110100	86a
21	010101	6b	53	110101	86b
22	010110	6c	54	110110	86c
23	010111	6d	55	110111	86d
24	011000	7a	56	111000	87a
25	011001	7b	57	111001	87b
26	011010	7c	58	111010	87c
27	011011	7d	59	111011	87d
28	011100	8a	60	111100	unbenutzt
29	011101	8b	61	111101	unbenutzt
30	011110	8c	62	111110	Schlußbefehl verboten*
31	011111	8d	63	111111	Schlußbefehl verboten*

* Wegen Mehrdeutigkeit im Biphase-Code



◀ Bild 6. Bestückungsseite der Empfängerplatine

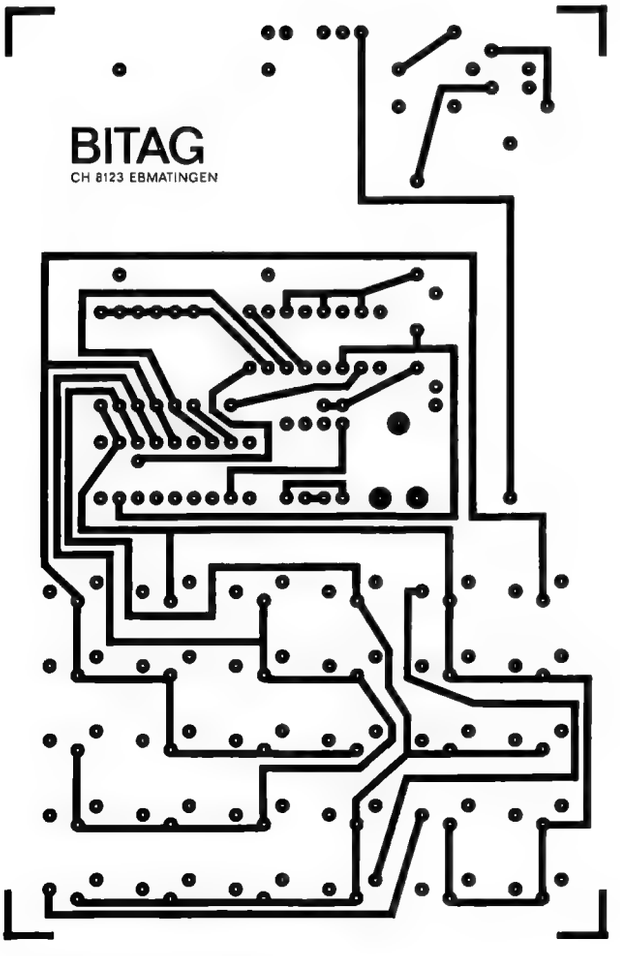


Bild 7. Lötseite der Senderplatine

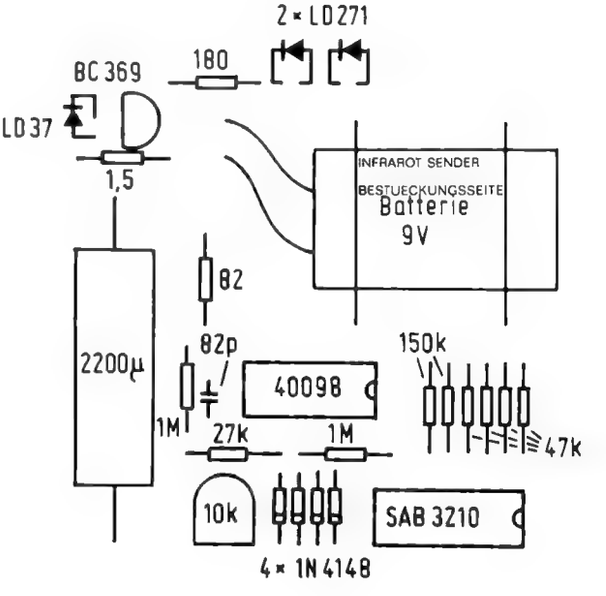
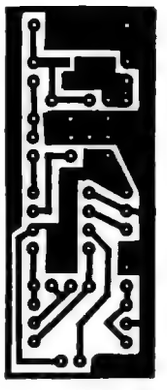


Bild 8. Bestückungsseite der Senderplatine

und den Decoder 4556 wiederum jeder Decoder 4028 außer Betrieb gesetzt.

Die Methode, das Bit höchster Ordnung bei der Decodierung zu vernachlässigen, hat noch einen weiteren Vorteil: Die Befehle 40...45, die in der Empfänger-IS die Analogsignale verstellen, erscheinen dann am Eingang der Decodierschaltung als Befehle 8...13, womit eine lückenlose Decodierung der vom Sender erhaltenen Instruktionen 0...7, 40...45 ≙ 8...13 und 14...29 ermöglicht wird. *Tabelle 2* nennt die Zuordnung der Tastenbefehle.

Die Steckeranschlüsse am Empfänger haben die Ein- und Ausgänge gemäß Tabelle 1, wobei der Empfänger von der Bestückungsseite her betrachtet wird und die Blickrichtung zum Empfänger hin gilt. Die Numerierung ist von links nach rechts und oben nach unten. Die Zahlen geben die Befehlsnummern an.



◀ Bild 9. Layout des Vorverstärkers

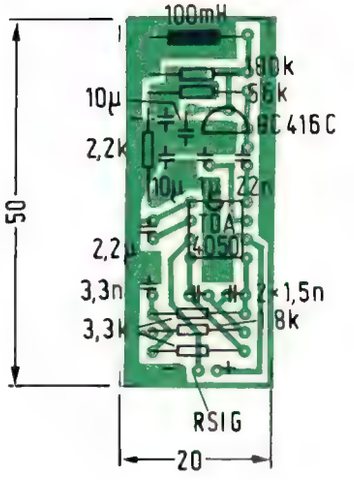


Bild 10. ▶ Die Fotodiode BP 104 wird auf der Leiterseite unter R 1 mit der Katode auf Plus und mit der Anode an die Basis des Transistors BC 416 C gelötet

Hinweise für den Aufbau

Der Aufbau der Geräte mit den vorgeschlagenen gedruckten Schaltungen ist unkritisch. Zum Abstimmen der Oszillatoren auf 70 kHz mit den Trimmpotentiometern nimmt man am besten einen Frequenzzähler zu Hilfe; ist dieser nicht vorhanden, reicht oft ein Oszilloskop. Die zulässige Frequenzabweichung der Oszillatoren, bei der das System noch arbeitet, liegt bei ca. 10%. Als Stromversorgung wird beim Sender eine 9-V-Batterie verwendet. Für den Empfänger reicht eine ungeregelte Spannung von 15 V; da aber ein Regler für 30 mA (78 L 15) wenig kostet und zusätzliche Störsicherheit bietet, ist er zu empfehlen. *Bild 5* zeigt die Lötseite der Empfängerplatine, *Bild 6* die andere Seite mit der dazugehörigen Bestükkung. *Bild 7* läßt die Lötseite der Senderplatine erkennen und *Bild 8* die Bestückungsseite mit der Aussparung für die 9-V-Batterie. *Bild 9* und *Bild 10* zeigen den Aufbau des Vorverstärkers, der getrennt untergebracht werden kann. Die Platinen und alle Spezialteile sind beim Verfasser (Alter Fällanderweg 8, CH-8123 Ebmatingen, Schweiz) erhältlich.

Schaltungskniff

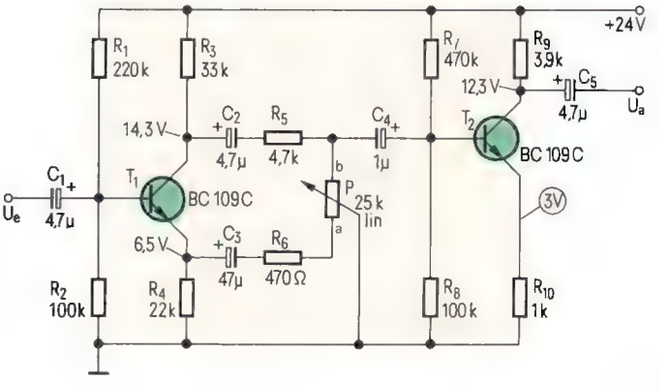
Hoch aussteuerbarer Vorverstärker

Die Schaltung im *Bild* stellt einen einstellbaren Vorverstärker dar, dessen Besonderheit vor allem die unkonventionelle Art der Pegelregelung ist. Befindet sich nämlich der Schleifer des Potis an Punkt „a", so liegt R 6 an Masse, und die Gegenkopplung von T 1 wird sehr klein, d. h. der Verstärker ist auf seine höchste Empfindlichkeit eingestellt. Am anderen Anschlag des Potis, an „b", liegt der gesamte Poti-Widerstand in Serie zu R 6, und die Gegenkopplung von T 1 erreicht ihren maximalen Wert.

Durch diese variable Gegenkopplung erreicht man einerseits eine sehr hohe Empfindlichkeit, nämlich 18,5 mV für 1 V Ausgangsspannung, was einer Verstärkung von 34 dB entspricht; andererseits ergeben sich aber auch bei sehr hohen Eingangsspannungen noch bemerkenswert niedrige Werte für den Klirrfaktor: bei 1 V Eingangsspannung bleibt er noch unter 0,08 %, bei 1,5 V beträgt er knapp 0,11 %, und erst bei 2 V Nf am Eingang steigt er auf 0,25 % an.

Der Eingangswiderstand des Vorverstärkers ist ein wenig von der Potentiometerstellung abhängig, bewegt sich aber in der Größenordnung von 50 kΩ. Der Ausgang sollte nur mit Impedanzen von mehr als 10 kΩ belastet werden; sein Quellwiderstand ist 3,9 kΩ. Die hohe Betriebsspannung von 24 V ist zwar nicht unbedingt erforderlich, kommt aber der Aussteuerbarkeit sehr zugute.

Ing. (grad.) Robert Kröpelin



Dieser Vorverstärker besitzt eine recht unkonventionelle Pegelregelung, die die Gegenkopplung von T1 beeinflußt

Literatur

[1] *Gloge, D.; Weiner, D.:* The capacity of multiple beam waveguides and optical delay lines, Bell System Technical Journal 47 (1968), S. 2095.

[2] *Larsen, D.:* Lichtkabel und ihre Anwendung zur Übertragung von Nachrichten, Siemens Forschungs- und Entwicklungsberichte 1 (1972), S. 139.

[3] *Bergmann; Schaefer; Matossi:* Lehrbuch der Experimentalphysik, Bd. III (Optik)

[4] *Lotsch, H.K.V.:* Beam displacement at total reflection: the Goos-Hänchen-effect. I-IV, Optik 32 (1970/71), S. 116 ff.

[5] *Schaefer, C.:* Einführung in die theoretische Physik, Band III/1: Elektrodynamik und Optik, Berlin 1950.

[6] *Born, M.; Wolf, E.:* Principles of optics, Pergamon Press, 1965.

[7] dtv-Lexikon der Physik, München 1970.

[8] *Jacobsen, A.:* Probleme bei der Herstellung dielektr. Lichtwellenleiter, Wiss.-Ber. AEG-Telefunken 44 (1971), S. 71.

[9] *Harris, J.H.; GiaRusso, D.P.; Shubert, R.:* Optical waveguide scattering and griffith microcracks, Proc. IEEE 59 (1971), S. 1123.

[10] *Reichel, W.:* Zur Lichtübertragung mittels optischer Leiter, Exp. Tech. d. Physik 13 (1965), S. 359.

[11] *Geckeler, S.:* Berechnungsverfahren für die Lichtausbreitung in Glasfasern, Siemens Forsch. u. Entw.-Berichte Mai 77 (z. Zt. im Druck).

[12] *Kapany, N.S.:* Fiber optics – principles and applications, Academic Press.

[13] *Krumpholz, O.:* Modenreine Glasfaser-Lichtwellenleiter, Wiss.-Ber. AEG-Telefunken 44 (1971), S. 64.

[14] *Geckeler, S.:* Übertragungseigenschaften von Fasern und Faserkabeln und ihr Einfluß auf die Systemgestaltung, Vortrag vom 10.5.1976 an der Techn. Akademie Esslingen.

[15] *Bergeest, R.; Unger, H.G.:* Optische Wellen in Hohlleiter, AEÜ 23 (1969), S. 529.

[16] *Eaglesfield, C.C.:* Optical pipeline, a tentative assessment, Proc. IEE 109 (1962), S. 26.

[17] *Gloge, D.:* Experiments with an underground lens waveguide, Bell Systems Technical Journal 47 (1969), S. 2095.

[18] *Christian, J.R.; Goubau, G.:* Some aspects of beam waveguides for long distance transmission at optical frequencies, IEEE Trans. MTT-12 (1964), S. 212.

[19] *Berreman, D.W.:* A lens or light guide using convectively distorted thermal gradients in gases, Bell System Technical Journal 43 (1964), S. 1469.

[20] *Marcuse, D.:* Properties of periodic gas lenses, Bell System Technical Journal 44 (1965), S. 2083.

[21] *Unger, H.G.:* Optische Nachrichtentechnik, Berlin 1976.

[22] *Bleicher, M.:* Halbleiter-Optoelektronik, Heidelberg 1976.

[23] *Kersten, R.:* Optische Nachrichtenübertragung und integrierte Optik, Elektronik 24 (1975), Heft 6.

[24] *Kapron, F.P.; Keck, D.B.; Maurer, R.D.:* Radiation losses in glass optical waveguides, Appl.-Phys.-Lett. 17 (1970), S. 423.

[25] *(o.V.):* Glasfaser für Weitbereichs-Übertragungen, FUNKSCHAU 1975, Heft 3, Seite 105.

ASCII-Übertragungen im Amateurfunk

Vor etwa zwei Jahren gab die Deutsche Bundespost für diejenigen Funkamateure, die eine Sondergenehmigung für Funkfernschreiben (RTTY) besitzen, auch die Verwendung der Betriebsart ASCII (American Standard Code for Information Interchange) frei. Bei ihr handelt es sich – im Gegensatz zu dem bisher ausschließlich verwendeten Baudot-5-bit-Code – um einen 7-bit-Code, der u.a. auch Groß- und Kleinschreibung gestattet und in der Computertechnik inzwischen zu einem Standard-Code wurde. Bei der Datenübertragung wird er meist durch ein achtes Bit ergänzt, das eine binäre Prüfsumme der sieben übrigen Bits darstellt, was empfängerseitig eine einfache Prüfmöglichkeit bietet.

Derzeit ist die Verwendung des ASCII-Codes im Amateurfunk noch nicht einheitlich. Unterschiedlich sind bei den einzelnen Anwendergruppen vor allem noch die Übertragungsgeschwindigkeit, die Art des achten Bits (ungerade Parity, gerade Parity, konstant Null oder konstant Eins), die Auswertung der Steuerzeichen und andere, in der Norm nicht eindeutig festgelegte Dinge. In mehreren Arbeitsgruppen bemüht man sich derzeit um eine einheitliche Verwendung des Codes, der eine Reihe neuer Möglichkeiten im Amateurfunk bietet.

Eine dieser Möglichkeiten ist derzeit in München bereits probeweise in Betrieb. Es handelt sich um einen Mikrocomputer mit etwa 5 KByte Speicherkapazität, der mit einem 2-m-Funkgerät verbunden ist. Damit ist eine Art Miniatur-Bildschirmtext möglich (vgl. das Bildschirmtext-System der Deutschen Bundespost): Der Benutzer kann beliebige Textinformationen in das System einspeichern und die vorhandene Datenbank nach frei wählbaren Stichworten als Suchbegriff „durchwühlen".

Bei ersten Versuchen mit dem Datenspeicher-System mit Funkzugriff stellte sich heraus, daß für die Anwendung im Amateurfunk die von der Deutschen Bundespost für das Bildschirmtext-System vorgesehene Suchbaum-Struktur, das den Benutzer durch immer präzisere Fragestellungen auf die gewünschte Information hinführt, keinen gangbaren Weg darstellen kann. Während eine zeitaufwendige Systembenutzung durch das Dialog-System bei dem über das Telefonnetz arbeitenden Bildschirmtext kaum Nachteile bringt, ist der Zeitaufwand einer Dialog-Datensuche per Suchbaum im Amateurfunk kaum zu vertreten. Ein Grund hierfür ist auch, daß im Gegensatz zu Bildschirmtext kein echter Duplexbetrieb möglich ist, d. h. die Übertragung ist nicht in beiden Richtungen zur gleichen Zeit möglich. Die Sende/Empfangs-Umschaltverzögerungen erzwingen daher die Verwendung eines Suchsystems, das auf Stichworten basiert, etwa so, wie es in Heft 24/1978 unter dem Titel „KIM auf Datensuche" vorgestellt wurde.

Tabelle:
Steuerbefehle des Versuchssystems

YYYYY DE XXXXX	Anrufformat; XXXXX = Benutzerrufzeichen, YYYYY = Rufzeichen des Systems
TIME	Abrufen der Uhrzeit (St., Min., Sek.)
GET „XXXX"	Datensuche nach einem Stichwort XXXX
STORE „Text"	Abspeichern eines Textes im Datenspeicher
DELETE „XXXX"	Löschen eines Textes, der durch XXXX als Stichwort eindeutig definiert ist
PSE K	Sende/Empfangs-umschaltung („Bitte kommen")
QRT	Beendigung der Verbindung

Wie für den übrigen Amateurfunk, so ist auch hier die Art der Informationen, die gespeichert und ausgestrahlt werden dürfen, auf „Mitteilungen persönlicher Art" eingeschränkt, wie es das Amateurfunk-Gesetz vorschreibt. Das System wird daher vorwiegend für die Speicherung von rundspruch-ähnlichen Informationen benutzt. Texte, die für einen bestimmten Benutzer vorgesehen sind, brauchen nur dessen Rufzeichen enthalten; die jeweilige Station kann die Daten dann unter Verwendung des Befehls GET „Rufzeichen" abrufen.

Diese Methode stellt auch sicher, daß jeder Benutzer die Möglichkeit hat, sich alle Informationen ausdrucken zu lassen, die über ihn gespeichert sind, so wie es das Datenschutzgesetz verlangt.

Bestimmte, über die *Tabelle* hinausgehende System-Steuerbefehle, die zum Teil direkt auf das Mikrocomputer-Programm zugreifen, sind ebenfalls möglich, jedoch mit geeigneten Maßnahmen vor dem unberechtigten Zugriff geschützt, um einen Mißbrauch zu vermeiden. Fe.

In der Praxis getestet:

2-m-FM-Transceiver TR 2300

Seit kurzer Zeit ist ein 2-m-FM-Amateurfunk-Transceiver erhältlich, der als echtes Portabelgerät betrachtet werden kann und einen 80-Kanal-Synthesizer enthält. Mehr als zwei Jahre nach dem Erscheinen einer Bauanleitung für ein 80-Kanal-Handfunksprechgerät in der FUNKSCHAU haben die Japaner nun also dafür gesorgt, daß man sich solch ein Gerät nicht mehr unbedingt selbst bauen muß.

Bei der praktischen Erprobung des Gerätes zeigte sich zuerst, daß Empfindlichkeit und Großsignalfestigkeit des Empfängers gegenüber dem Vorgängermodell deutlich verbessert werden konnten. Eine Empfindlichkeitsmessung am Meßsender bestätigte dies, ebenso ein Blick auf den Schaltplan: Es wurde ein für ein Portabelgerät auffallend hoher Aufwand getrieben, um das Gerät mit einem selektiven und empfindlichen Empfänger auszurüsten.

Für die Selektion sorgen ein zweipoliges Quarzfilter und ein keramisches Filter auf 10,7 MHz sowie ein vierpoliges Keramikfilter auf 455 kHz. Außerdem hält ein zweikreisiger Bandpaß unerwünschte Signale von der Dual-Gate-MOSFET-Vorstufe fern.

Nun zum Sender: Die Ausgangsleistung beträgt ziemlich genau 1 W. Durch eine bei Geräten dieser Preisklasse auch nicht alltägliche Regelung des Vortreibers bleibt die Ausgangsleistung über den gesamten Frequenzbereich auch bei sinkender Betriebsspannung relativ konstant. Erst unterhalb 9 V fällt die Ausgangsleistung unter 0,5 W ab. Funktionsfähig bleibt das Gerät bis unterhalb von 8 V.

Auffällig ist auch noch ein Gegentakt-FET-Mischer, der, gefolgt von einem dreikreisigen Helical-Filter für eine nebenwellenarme Erzeugung des Sendesignals sorgt. Dieser Mischer ist notwendig, da der VCO des Synthesizers um die erste Zf unterhalb der Sendefrequenz schwingt. Dazu wird er mit einem 10,7-MHz-Quarzoszillator gemischt, welchen eine Kapazitätsdiode frequenzmoduliert (*Bild* 1). Das Sprachsignal durchläuft im Modulationsverstärker zwei Tiefpaßfilter, so daß hochfrequente Anteile, die zu Nachbarkanalstörungen führen, wirksam unterdrückt werden. *Bild 2* zeigt die Innereien des TR-2300.

Nun zum Kernstück des ganzen Gerätes, dem Synthesizer. Er ist rückmischend mit einem zusätzlichen Low-Power-Schottky-Flipflop als Teiler aufgebaut. In einem 1-MHz-Bereich werden 40 Kanäle erzeugt (also eine Bandhälfte), welche direkt über einen 40poligen Stufenschalter angewählt werden können. Dieser ist mit Frequenzen beschriftet, so daß das Umrechnen von Kanalnummern entfällt. Ein zusätzlicher Stufenschalter ermöglicht die Umschaltung von unterer Bandhälfte, oberer Bandhälfte und Relaisbetrieb. Hierbei werden die Rückmischquarze des Synthesizers umgeschaltet; in Stellung Relaisbetrieb zusätzlich von der PTT, und zwar so, daß der Sender um 600

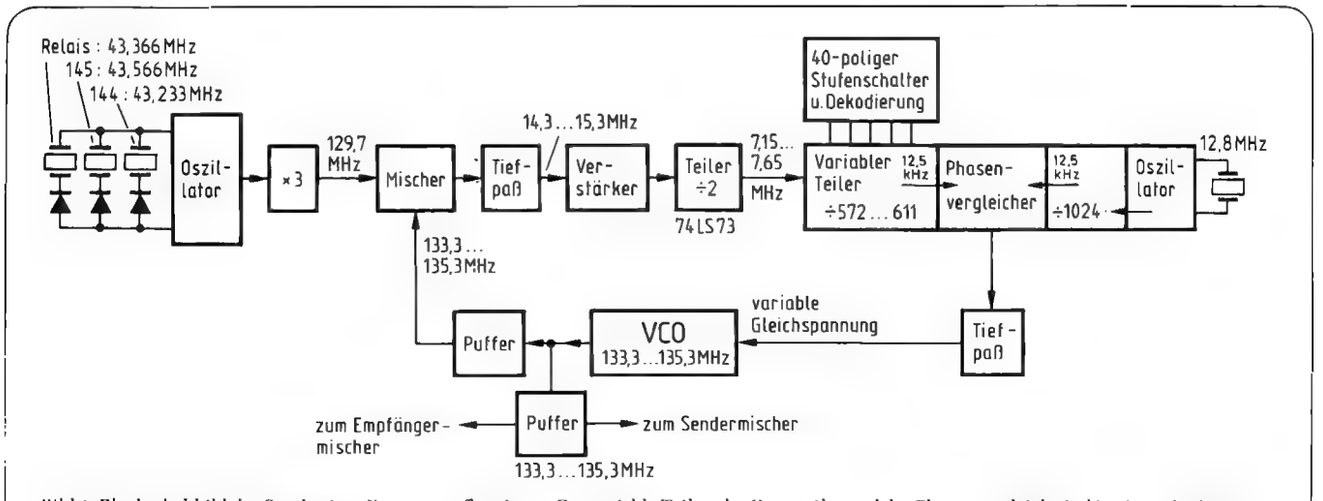


Bild 1. Blockschaltbild der Synthesizer-Frequenzaufbereitung. Der variable Teiler, der Quarzteiler und der Phasenvergleich sind in einer einzigen LSI-Schaltung zusammengefaßt

Bild 2. Das Innere des TR-2300 (Aufn.: Ro.)

kHz nach unten verschoben wird. Der auf den ersten Blick erstaunliche Einsatz eines Low-Power-Schottky-TTL-Schaltkreises in einem batteriebetriebenen Gerät erscheint gerechtfertigt, wenn man den Stromverbrauch von CMOS-Schaltkreisen im Megahertzbereich betrachtet: Er beträgt bereits mehrere mA.

Damit sind wir beim Stromverbrauch, dem ja bei einem portablen Gerät große Bedeutung zukommt. Das TR 2300 benötigt bei Empfang (standby) 45 mA und bei Sendung 400 mA. Diese Werte liegen in der Größenordnung von Quarzgeräten und dürften bei in Großserie gefertigten Synthesizergeräten nicht wesentlich zu unterbieten sein.

Mit diesem Gerät ist es Trio-Kenwood sicher gelungen, einen „Hit" im Amateurmarkt zu landen. Hierzu tragen einige technische Besonderheiten in der Schaltung, der saubere Aufbau und das fast komplett mitgelieferte Zubehör bei. Dabei wird die Freude allerdings etwas getrübt, da man die mitgelieferte technische Information, die ja auch zum Zubehör gehören sollte, nur als sehr dürftig bezeichnen kann. Der mitgelieferte Schaltplan erfordert eine gute Lupe (wegen seiner Größe) und viel Geduld, wenn man sich mit dem Aufbau des Gerätes vertraut machen will. Das Blockschaltbild trägt nur geringfügig zur Verdeutlichung bei. Wenn schon der Eigenbau in Amateurfunkkreisen durch das Angebot kompletter Geräte immer mehr verdrängt wird, sollte man dem technischen Anspruch des Amateurfunkdienstes und dem Wunsch vieler Amateure, ihre Geräte wenigstens selbst zu reparieren, dadurch entgegenkommen, daß man die Geräte mit komplettem Zubehör ausliefert. Dazu gehört auch eine Bedienungsanleitung mit übersichtlichem Schaltplan, Schaltungsbeschreibung und Abgleichanleitung.

Knut Brenndörfer

Mikroelektronik im Geschoß

Bei der Zerbrechlichkeit unterhaltungselektronischer Geräte kann man sich kaum vorstellen, daß es möglich ist, Elektronik-Baugruppen derart stabil zu bauen, daß sie sogar die hohe Beschleunigung überstehen, die auftritt, wenn ein Geschoß abgefeuert wird.

Während früher für die Entwicklung von Geschützen und Geschossen Daten aus den bei Probeschüssen erzielten Reichweiten und Trefferergebnissen dienten, werden heute mit Hilfe exakter telemetrischer Messungen während des Abschusses und der Flugdauer Daten direkt aus dem Geschoß übertragen und aufgezeichnet. Seit mehr als zehn Jahren arbeitet AEG-Telefunken auf diesem Gebiet mit dem Deutsch-Französischen Forschungsinstitut in Saint Louis (ISL) zusammen. Das Ergebnis der bisherigen gemeinsamen Entwicklungen ist ein Baustein-System für den Aufbau von Telemetrie-Sendern, die sowohl in Raketen als auch in kleinkalibrigen Geschossen mit z. B. 20 mm Durchmesser eingebaut werden können.

Neben der erforderlichen Miniaturisierung war das Hauptproblem die Bewältigung der enormen Beschleunigungswerte beim Abschuß. Durch den Aufbau der Module in Dickschicht-Hybridtechnik und den Verguß der gesamten Einheit konnte eine Beschleunigungs-Festigkeit von mehr als 100 000 g (!) erzielt werden.

Telemetrie-System für die Munitions-Forschung (Foto: Schwahn)

Gasdetektor

Das Ozonotron Typ K ist ein neuer, miniaturisierter Ozon-Gas-Detektor (*Bild*) von der Firma English Valve. Man kann damit ein in der Luft vorhandenes Halogengas messen.

Dieser kleine Gasdetektor kann noch 10^{-7} Anteile Ozon in 1 cm^3/s Luft nachweisen

Der Aufbau des Elements besteht aus einer mit 1 V und 5 A geheizten Platinkatode, die von einer Anode auf einem Potential von +200...+250 V umgeben ist. Zur Messung wird ein Luftstrom von 250 cm^3/min zugeführt, wobei in reiner Luft weniger als 5 µA Anodenstrom fließt. Falls Halogengase oder Dämpfe von Freon oder Trichloräthylen vorhanden sind, steigt der Anodenstrom entsprechend an.

Der Gasdetektor kann Gasreste von weniger als 10^{-7} Anteilen in einer Luftmenge von 1 cm^3/s nachweisen. Die Anwendung liegt bei der Prüfung von Aktivkohle-Filtern, Lecktests an Kühlschränken oder der Restgasbestimmung in Krankenhäusern.

Thomas Adelt

Frequenzvervielfacher für digitale Frequenzmeßgeräte

Im Gegensatz zu hohen Frequenzen, bei denen man mit niedriger Torzeit und einer entsprechenden Anzahl von Anzeigestellen eine hohe Genauigkeit bei Frequenzzählern erreichen kann, bereitet die direkte Messung und Anzeige von relativ niedrigen Frequenzen Schwierigkeiten. Mittels einer PLL-Schaltung lassen sich niedrige Frequenzen vervielfachen und somit leichter und schneller messen. In dieser Schaltung schwingt der VCO der Einfachheit halber auf der 10. bzw. 100. Vielfachen der Eingangsfrequenz.

Für Messungen höherer Frequenzen mit einem Digitalmeßgerät ist eine Genauigkeit von 0,1 % leicht dadurch zu erreichen, daß man entsprechend viele Anzeigestellen vorsieht und eine niedrige Torzeit wählt. Was aber macht der arme Mensch, der 35,76 Hz genau (±1 digit) messen soll? Er „brütet" mindestens 100 s vor dem Gerät, um vertrackterweise feststellen zu müssen, daß der angezeigte Wert immer noch nicht mit dem geforderten Wert übereinstimmt und freut sich auf den nächsten Meßzyklus. Diese Problematik kann natürlich durch eine Periodenzeitmessung beseitigt werden. Das erfordert allerdings ein Umrechnen von T auf f, wenn man nicht einen Rechner eingebaut hat.

Das hier beschriebene Zusatzgerät umgeht diese Schwierigkeiten und liefert an seinem Ausgang eine Frequenz, die genau um den Faktor 10 bzw. 100 größer ist als die Eingangsfrequenz.

Das Prinzip

Wie *Bild 1* zeigt, stellt der Frequenzvervielfacher einen phasenverriegelten Regelkreis (Phase Locked Loop, PLL) dar: die Eingangsgrößen φ_1, f_1 werden im Phasendiskriminator (PD) mit den geregelten Größen φ_2, f_2 verglichen, die Differenz wird bewertet und im Integrator „aufsummiert". Dieser liefert die Steuerspannung für einen spannungsgesteuerten Oszillator (Voltage Controlled Oscillator = VCO). Die Frequenz des VCO wird wahlweise 1:10 oder 1:100 heruntergeteilt und als Vergleichsgröße dem PD zugeführt. Dieser liefert dann über den Bewerter einen positiven oder negativen Puls, der die Ausgangsspannung des Integrators solange verändert, bis der VCO genau mit der 10- bzw. 100fachen Frequenz der Eingangsgröße schwingt.

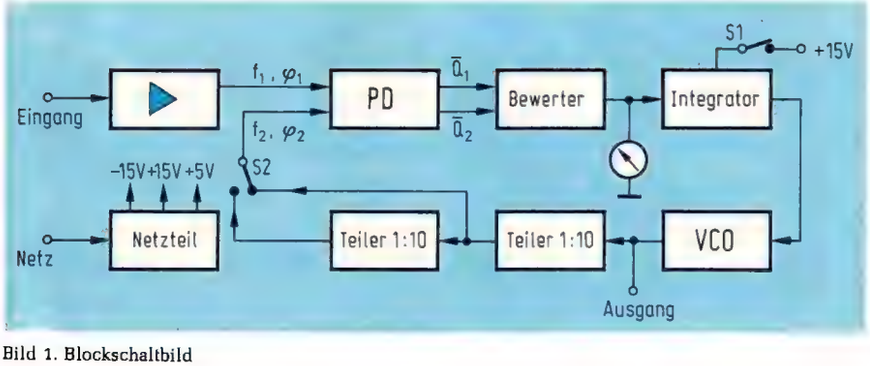


Bild 1. Blockschaltbild

Die Funktionsblöcke

Der Vorverstärker besteht aus IS 1, die linear verstärkt und IS 2, die eine Rechteckformung vornimmt. Erreicht die Ausgangsspannung von IS 1 ± 0,6 V (Diodendurchlaßspannung), so kippt IS 2 in den jeweils anderen Zustand. IS 2 stellt also einen Schmitt-Trigger mit der Hysterese von 2 x 0,6 V symmetrisch zur Masse dar. Im Interesse einer guten Flankensteilheit wurde hierfür die IS 709 ohne Frequenzkompensation ausgewählt. Die nachfolgende Transistorstufe mit T1 setzt die ± 12,5 V Rechteckimpulse auf TTL-Pegel herab.

Der Phasendiskriminator besteht aus 2 JK-Flipflops (IS 8). Ein Voreilen der Phase am Eingang 1 bzw. 2 führt zu einer Aktivität des Ausganges $\overline{Q}_1$, $\overline{Q}_2$ (invertierte Ausgänge). Ein Fehlen des Pulses an einem der beiden Eingänge hat zur Folge, daß der jeweils andere Ausgang einen undefinierten Zustand einnimmt. Hier liegt der Nachteil dieser einfachen Schaltung eines PD, und deshalb wird auch der Schalter S1 gebraucht. Es sei darauf hingewiesen, daß es eine IS gibt (Motorola MC 4044), die diesen Nachteil nicht hat, jedoch teurer ist. Ein Vorteil eines reinen Phasenvergleichs, wie hier verwendet, ist

aber auch, daß eine höhere Störspannung am Eingang zulässig ist als bei einem „echten" Frequenzvergleich.

Wesentlich ist, daß mit dem PD auch Frequenzunterschiede erkannt werden. Dadurch (und wegen der Verwendung eines echten Integrators) ist es nämlich erst möglich, den VCO auf eine (fast) beliebige Frequenz zu „ziehen". Fang- und Haltebereich umfassen also ein Spektrum, das so groß wie der gesamte Frequenzbereich ist. Wie *Bild 2* zeigt, sind beide Ausgänge des PD aktiv, wenn unterschiedliche Frequenzen verglichen werden.

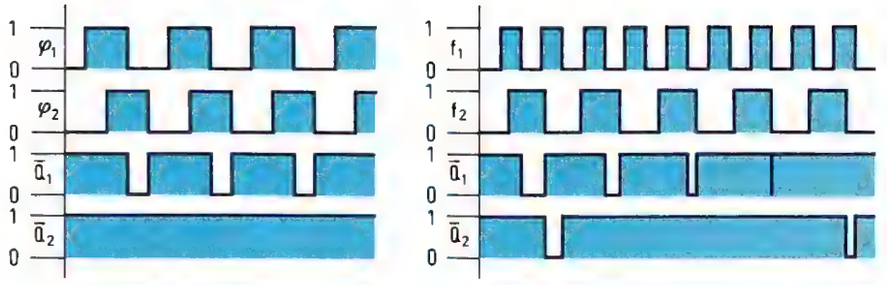


Bild 2. Phasen- und Frequenzverhalten des Phasendiskriminators

Der Bewerter bildet die Differenz beider PD-Ausgänge und liefert einen negativen (φ_2 voreilend) oder positiven (φ_1 voreilend) Puls. Unterschiedliche Frequenzen ergeben eine Reihe negativer und positiver Impulse, wobei für $f_1 > f_2$ der zeitliche Mittelwert positiv und für $f_1 < f_2$ negativ ist.

Im Integrator werden die Impulse ihrem Mittelwert entsprechend „aufsummiert". Der Widerstand in Serie mit C3 dient zur Dämpfung der Eigenschwingung des Regelkreises. Durch diesen Widerstand treten bei einer Phasenabweichung am Ausgang des Integrators Spannungssprünge auf, die zu nicht zulässigen Frequenzsprüngen des VCO's führen. Im stationären Zustand muß die Phasendifferenz $\varphi_1 - \varphi_2$ deshalb möglichst verschwinden. Dazu ist P2 abzugleichen, was später noch beschrieben wird. Da der PD bei fehlender Eingangsinformation undefinierte Zustände an den Ausgängen liefert, kann die Spannung des Integrators positiv werden; der nachfolgende VCO benötigt zum Schwingen aber eine negative Steuerspannung. Deshalb wird über S1 ein positives Potential an den Integratoreingang gelegt, um sicherzugehen, daß der VCO auf jeden Fall schwingt. S1 muß bei einer Messung nach Anlegen der Meßfrequenz natürlich wieder ausgeschaltet werden.

Der VCO besteht prinzipiell aus 2 gesteuerten, geschalteten und polaritätsinversen Stromquellen, einem Integrator und 2 Schwellwertschaltern. IS 5 invertiert die von IS 4 gelieferte Steuerspannung. Positiver und negativer Anteil werden am Eingang des Integrators IS 6 addiert, wobei immer nur eine von beiden Größen wirksam ist. Je nach Schaltzustand der IS 7 ist nämlich T2 oder T3 durchgeschaltet und der zugehörige Eingang unwirksam. Die 12,5 V Rechteckimpulse von IS 7 liegen am Ausgang. T4 setzt sie auf TTL-Potential um. IS 9 und IS 10 teilen die Frequenz des VCO's jeweils um den Faktor 10 herunter, sodaß sie als Vergleichsgröße f_2 dem PD zur Verfügung stehen kann.

Das Netzteil enthält einen Trafo mit EI-55-Kern, dessen Sekundärwicklungen 2 x 17 V_{eff} und 1 x 8,5 V_{eff} abgeben. Es ist darauf zu achten, daß eine Spannung von 30 V an den Eingängen der Festspannungsregler nicht überschritten wird (im Mustergerät wurden ±24,5 V und 12 V gemessen). Die Sekundärspannungen sind nicht kritisch, solange die Betriebsspannungen der Elkos nicht überschritten werden. Trafo, Gleichrichter und Kühlkörper sind sehr großzügig dimensioniert, sodaß auch in einem geschlosssenen Gehäuse aus Plastik keine thermischen Probleme entstehen. *Bild 3* zeigt die Schaltung.

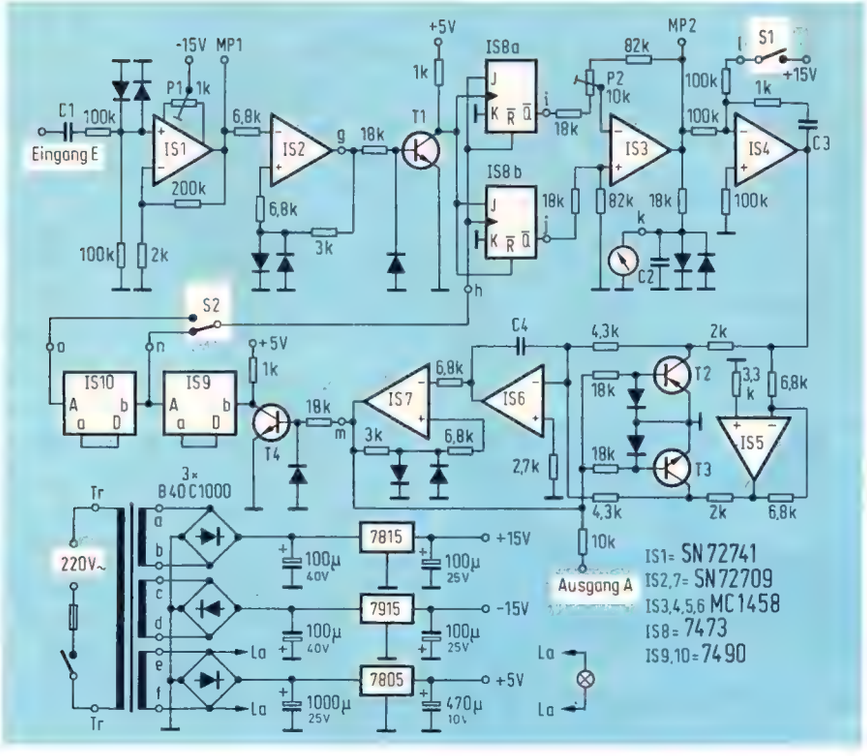


Bild 3. Frequenzvervielfacher mit PLL

Tabelle 1: Technische Daten

Eingangsempfindlichkeit:	50 mV bei Sinus
Eingangswiderstand:	≧ 100 kΩ
Ausgangsspannung:	25 V_{ss} Rechteck
Ausgangswiderstand:	10 kΩ
Einschwingzeit:	max. 2 s (x 10; 20 Hz); max. 6 s (x 100; 50 Hz)
Stromaufnahme:	≦ 50 mA (± 15 V); < 200 mA (+ 5 V)

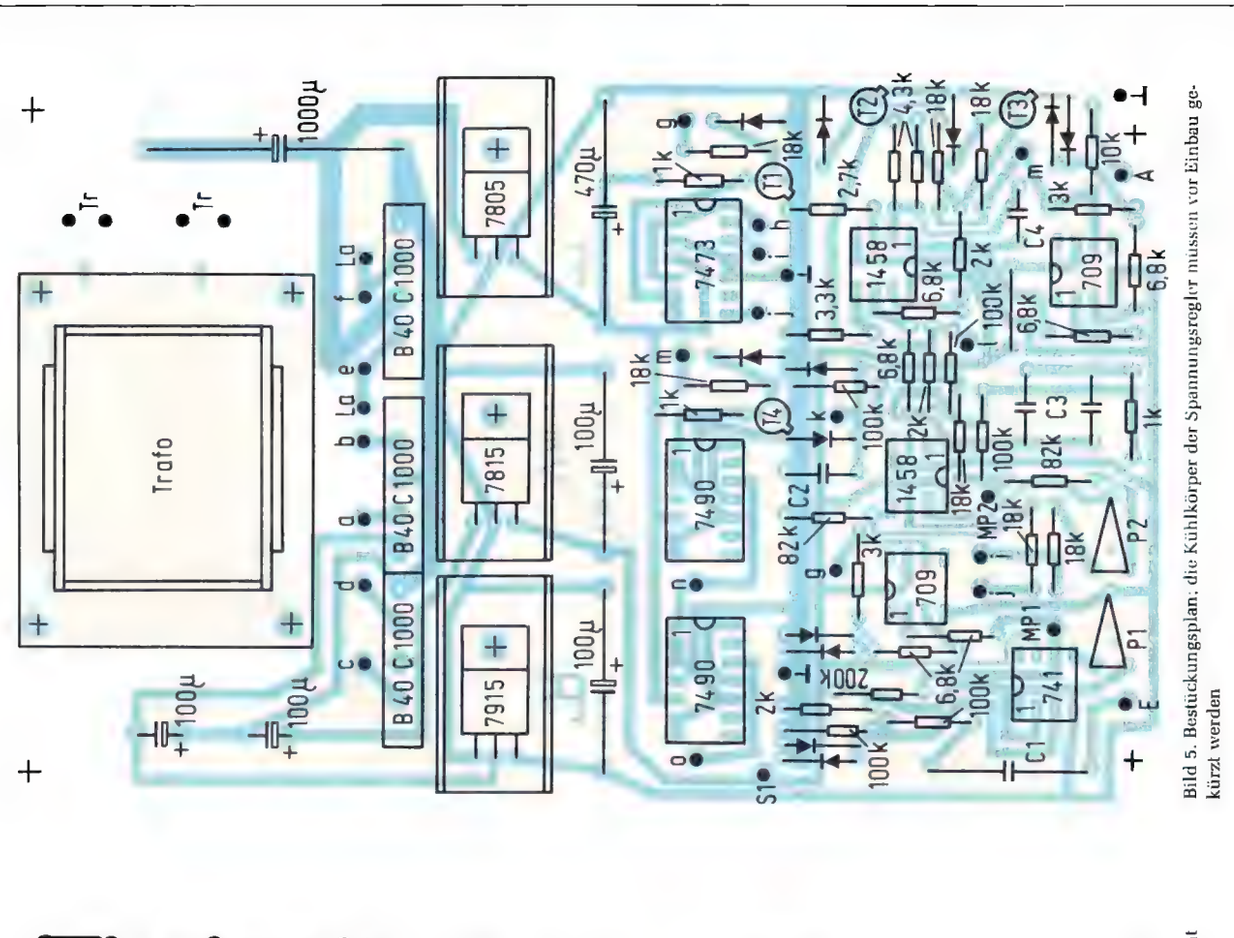


Bild 5. Bestückungsplan: die Kühlkörper der Spannungsregler müssen vor Einbau gekürzt werden

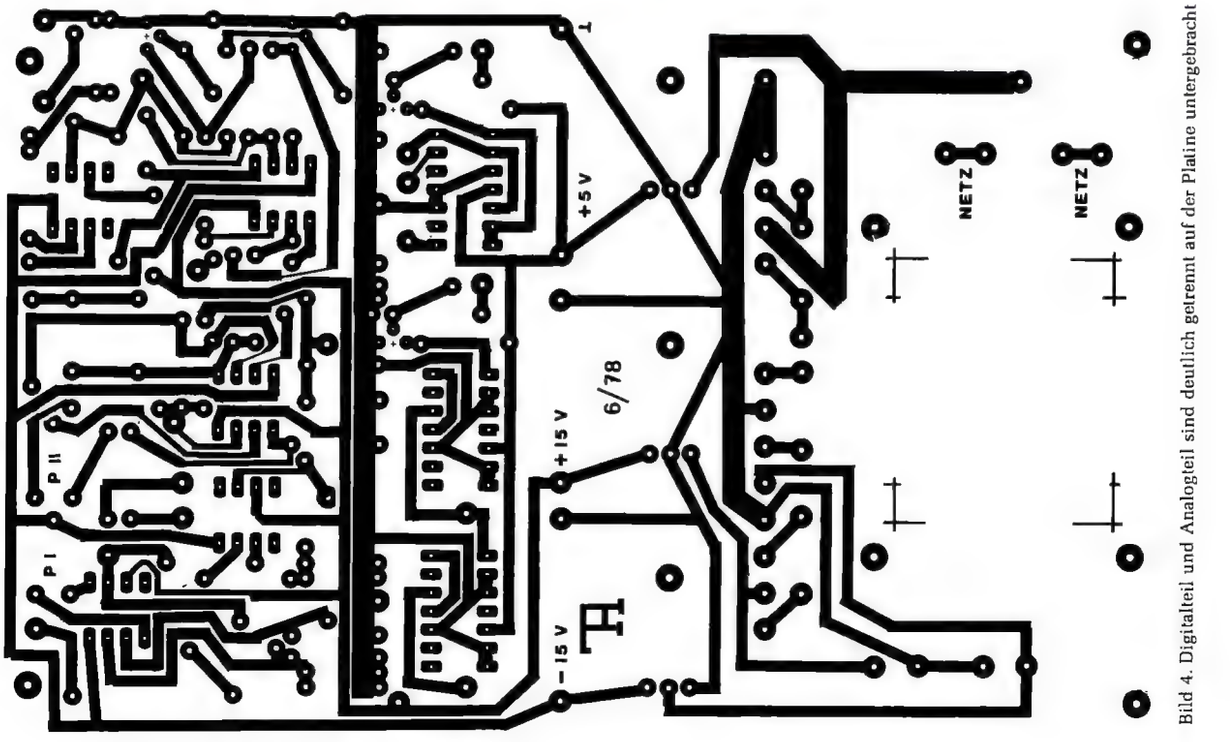


Bild 4. Digitalteil und Analogteil sind deutlich getrennt auf der Platine untergebracht

Der Aufbau

Die gesamte Schaltung einschließlich Netzteil ist auf einer Platine im Euro-Format untergebracht. Der Digitalteil mit den 2 Pegelumsetzern befindet sich in einem eigenen Sektor, sodaß die Verbindungen zum Analogteil noch verdrahtet werden müssen. Stifte gleicher Bezeichnung sind dazu zu verbinden. Alle Anschlüsse der nicht auf der Platine befindlichen Bauteile (Schalter, Buchsen etc.) sind steckbar. Die Kühlkörper der Spannungsregler 7815 und 7915 müssen vor dem Einbau um ca. 4 mm gekürzt werden. *Bild 4* zeigt die Platine von beiden Seiten, die Bestükkung ergibt sich aus *Bild 5*.

Der Abgleich

Offsetabgleich: Der Eingang ist kurzzuschließen. Ein Oszilloskop wird an den Meßpunkt 1 (MP 1) angeklemmt. Mit P 1 gleicht man nun auf 0 V ab.

Phasenabgleich: Am Eingang wird eine passende (konstante!) Frequenz angelegt und das Oszilloskop an MP 2 angeschlossen. Nachdem der Regelkreis eingeschwungen ist (stationärer Nullausschlag des Abgleichinstruments) ist auf dem Schirm eine Folge negativer und positiver Impulse sichtbar. Mit P 2 wird diese Folge symmetriert. Gleichzeitig haben sie auch ein minimales Moment, wodurch die vorstehend beschriebene Forderung einer möglichst kleinen stationären Phasenabweichung erfüllt wird.

Der Betrieb

Vor einer Messung wird S 1 eingeschaltet, um IS 4 aus dem „verbotenen" positiven Bereich zu steuern. Die Meßfrequenz wird angelegt und S 1 ausgeschaltet. Jetzt regelt sich die PLL auf einen stationären Zustand ein, das Instrument zeigt Nullausschlag und das angeschlossene Frequenzmeßgerät gibt die 10- bzw. 100-fache Eingangsfrequenz an. Der Einschwingvorgang kann am Instrument verfolgt werden. Die Einschwingzeiten liegen erheblich unter den anfangs erwähnten Torzeiten (siehe *Tabelle 1*). Bei kontinuierlicher Verstimmung der Eingangsfrequenz (z. B. Abgleich eines Funktionsgenerators) darf der Schalter S 1 natürlich nicht mehr eingeschaltet werden, da die PLL diesen Änderungen folgen kann, es sei denn, daß die Meßgröße ausfällt. Anzumerken ist noch, daß bei sehr niedrigen Frequenzen (bis etwa 30 Hz) der Ausschlag des Abgleichinstrumentes leicht um die Nullage pendelt, was aber ohne Belang ist. Das Mustergerät verarbeitete Eingangsfrequenzen von 18 Hz bis 140 Hz im Bereich x 100 bzw. 50 Hz bis 1,4 kHz im Bereich x 10.

Aus *Tabelle 2* sind die zu verwendenden Bauteile zu ersehen.

Tabelle 2: Stückliste

Stück	Benennung, Typ, Wert	Hersteller	Rastermaß a. d. Platine
34	Widerstände $^1/_8$ W		12 mm
3	C_2, 1 µF/100 V MKM;	Siemens	10 mm
1	C_3 = 2 x 1 µF MKM parallel		
	C_1 1 µF/250 V	Bosch	22 mm
1	C_4 47 nF/100 V MKS	WIMA	10 mm
4	Elkos 100 µF/40 V axial	Siemens	25 mm; 6 mm
1	Elko 470 µF/16 V axial	WIMA	32 mm
1	Elko 1000 µF/16 V axial	Siemens	35 mm
1	P 1 Trimmpoti liegend 1 kΩ	Preh	5/10 mm
1	P 2 Trimmpoti liegend 10 Ω	Preh	5/10 mm
3	B 40 C 1000	Siemens	5+5+5 mm
12	Dioden 1N4148		10 mm
3	Transistoren BCY 59 (BC 107)	ITT	
1	Transistoren BCY 79 (BC 177)	ITT	
1	Festspannungsregler 7815	Texas Instr.	TO 220
1	Festspannungsregler 7915	Texas Instr.	TO 220
1	Festspannungsregler 7805	Texas Instr.	TO 220
2	SN 72709 (IS 2,7)	Texas Instr.	8polig, Mini DIP
1	SN 72741 (IS 1)	Texas Instr.	8polig, Mini DIP
2	MC 1458 (IS 3, 4, 5, 6)	Texas Instr.	8polig, Mini DIP
3	Kühlkörper, U-Profil, 17 x 35 mm, SK 13	Fischer	
1	Instrument, symm. Nullp. ± 125 µA		
1	7473 (IS 8)	ITT	14polig, DIL
2	7490 (IS 9, 10)	ITT	14polig, DIL

Schaltungskniff

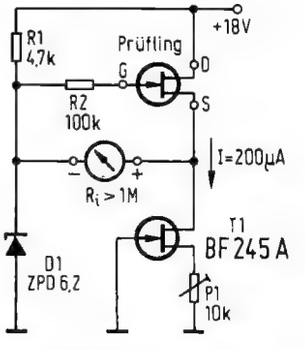
Messen der Abschnürspannung von N-Kanal-FETs

Eine wichtige Kenngröße von Feldeffekttransistoren ist die Abschnürspannung U_{GSth}. Sie ist als diejenige Spannung definiert, um die das Gate gegenüber dem Drain negativer sein muß, um den Stromfluß I_{DS} auf einen definierten Wert (z. B. 200 µA) abzuschnüren. Dieser Strom ist weitgehend unabhängig von der Spannung U_{DS}.

Die Abschnürspannung ist im allgemeinen großen Fertigungsstreuungen unterworfen und von Typ zu Typ sehr unterschiedlich. U_{GSth} liegt üblicherweise im Bereich von −0,4...10 V (bei n-Kanal-Sperrschicht-FET).

T_1 stellt eine Konstantstromsenke dar, deren Strom mit P_1 eingestellt wird. R_1 und D_1 sollen sicherstellen, daß die Spannung am Gate des Prüflings positiver ist als die Minimalspannung an der Konstantstromsenke (*Bild*).

Der Innenwiderstand des Meßinstrumentes sollte möglichst hoch sein, um das Ergebnis nicht zu verfälschen



Aufgrund des eingeprägten Konstantstromes stellt sich der Bahnwiderstand des Prüflings so ein, daß zwischen Source und Gate die zum jeweiligen Strom zugehörige Abschnürspannung auftritt und sich dort messen läßt. *Klaus Grieninger*

Norbert Conrads

Lichtorgel - einmal anders

Die meisten Lichtorgeln verfügen über eine selektive Frequenzweiche, die eine Aufteilung des Nf-Spektrums in 3 oder mehr Kanäle vornimmt, denen jeweils verschiedenfarbige Lampen zugeordnet sind. In diesem Beitrag soll einmal ein grundsätzlich anderes Prinzip dargestellt und als Alternative diskutiert werden: zufallsabhängige Farbkombinationen, die im Rhythmus der Musik wechseln.

Das Funktionsprinzip

Bild 1 zeigt ein Blockschaltbild der Lichtorgel. „Herz" des ganzen ist ein schneller 8-bit-Zähler, dessen Ausgangszustände über Optokoppler den Endstufen zugeführt werden.

Der Zähler wird von einem Hf-Generator (2...3 MHz, Osz. 1) getaktet, der seinerseits von einer Impulsformerstufe (MMV) kurzzeitig eingeschaltet wird. In dieser Zeit ändert sich der Zählerstand so schnell, daß das Auge nur den jeweiligen Endstand wahrnimmt, und da die Zählerfrequenz ungleich höher ist als die Rhythmusfrequenz (max. ca. 10 Hz), erscheinen mit jedem Musikimpuls neue Farbkombinationen in zufallsbedingter Reihenfolge.

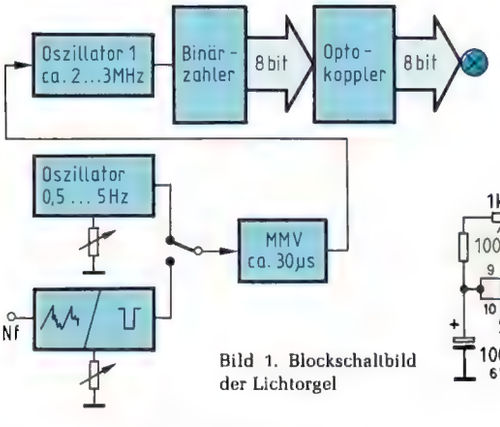


Bild 1. Blockschaltbild der Lichtorgel

Der Impulsformer wird von einer Nf-Eingangsstufe oder von einem separaten Oszillator (0,5...5 Hz, Osz. 2) getriggert. Auch im zweiten Falle ist das Ergebnis eine ständig wechselnde Farbfolge, wobei der Wechsel allerdings im konstanten Rhythmus erfolgt.

Bild 2a zeigt den eigentlichen Steuerteil des Gerätes. Das verstärkte Nf-Signal gelangt über eine Gleichrichtungs- und Glättungs-Stufe, die den eigentlichen Rhythmus aus dem Nf-Spektrum herausfiltert, auf die Impulsformerstufe (MMV). Wahlweise kann anstelle des Nf-Eingangs auch ein separater Oszillator (ST 3) eingeschaltet werden, dessen Frequenz zwischen etwa 0,5 und 5 Hz regelbar ist. Mit jeder negativen Rechteckflanke, die am Eingang des MMV (74 121) erscheint, wird am Ausgang ein schmaler positiver Rechteckimpuls erzeugt, der den Hf-Oszillator (ST 4) aktiviert.

Der Ausgang dieses Oszillators gelangt an zwei in Kaskade geschaltete Binärzähler (7493), deren Ausgänge direkt den Optokopplern (TIL 111) zugeführt werden. Hierbei ist zu beachten, daß die Optokoppler invertierend betrieben werden, d. h. eine logische „1" am Ausgang des Zählers hat eine inaktive LED zur Folge. Dies hat den Vorteil, daß mit Hilfe der Reset-Leitung alle Ausgänge auf logisch „0" gesetzt und damit alle Scheinwerfer gleichzeitig aktiviert werden können, was zu Test- und Justagezwecken recht nützlich ist. Der direkte Anschluß der Optokoppler an die Zählerausgänge hat keine Nachteile; selbst in einem mehrtägigen Dauertest konnte keine Überlastung oder Erwärmung der Zähler beobachtet werden.

Bild 2b zeigt ein einfaches Netzteil, welches den gesamten Nf- und Steuerteil versorgt.

Bild 3a zeigt die Endstufe, in welcher das Optokoppler-Signal über einen Treibertransistor auf das Triac-Gate gegeben wird. Die Stromversorgung der Endstufe ist galvanisch von der der Vorstufen getrennt (zweiter Trafo, *keine* gemeinsame Masse), wodurch eine vollkommene Isolierung zwischen Nf- und Starkstromteil gewährleistet

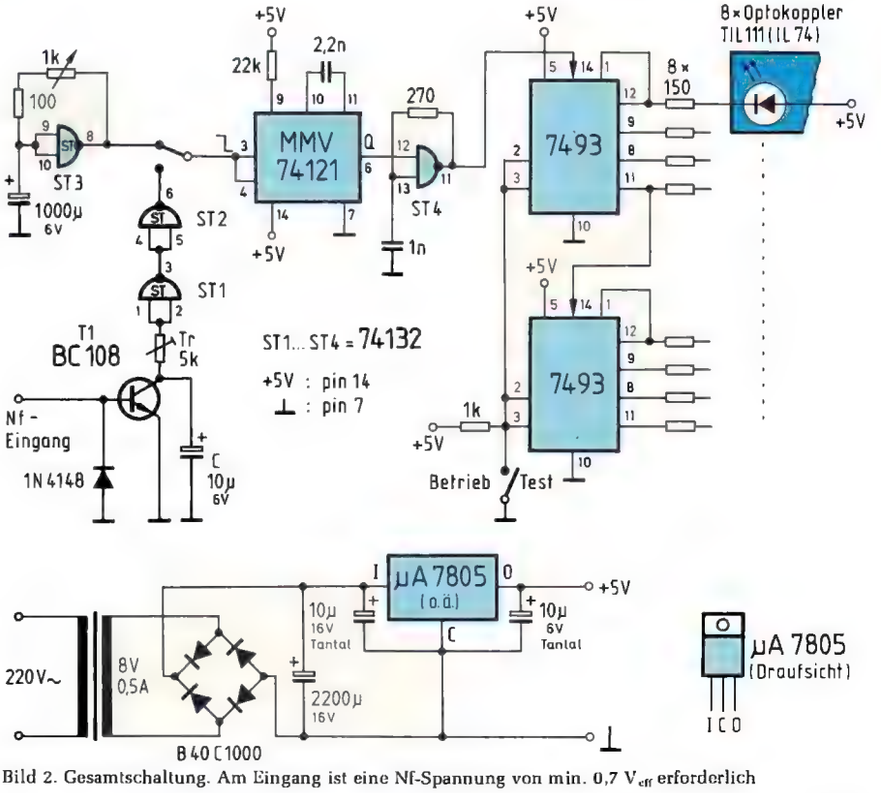


Bild 2. Gesamtschaltung. Am Eingang ist eine Nf-Spannung von min. 0,7 V_{eff} erforderlich

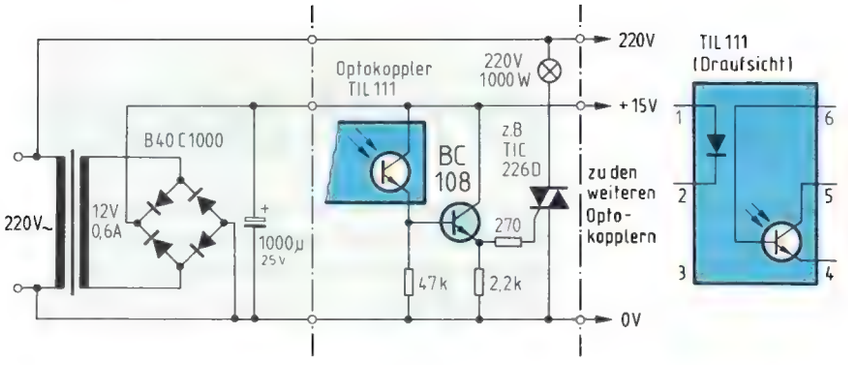


Bild 3. Ansteuerung von Triac-Leistungsschaltern über Optokoppler

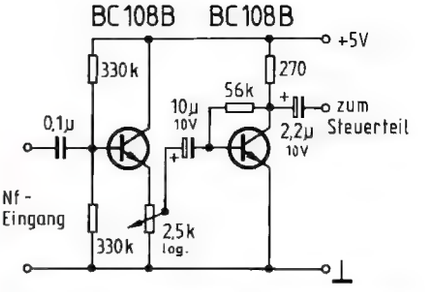


Bild 4. Vorverstärker mit etwa 100 kΩ Eingangswiderstand und einer Empfindlichkeit von rund 30 mV

wird. Den Innenaufbau der verwendeten Optokoppler TIL 111 (bzw. IL 74) zeigt *Bild 3b*.

Im Bild 4 ist der Nf-Verstärker dargestellt, der einen sehr hochohmigen Eingang besitzt, so daß das Nf-Signal an praktisch allen Punkten der Übertragungskette abgegriffen werden kann. Der Ausgang des Verstärkers wird der Gleichrichtungs- und Glättungsstufe (T 3, ST 1, ST 2) zugeführt, wo der eigentliche Rhythmus aus der Musik herausgefiltert wird.

Der Aufbau

Der Aufbau des Gerätes ist weitgehend unkritisch; Aufmerksamkeit soll lediglich zwei Puntken gewidmet werden, nämlich dem Abgleich der Nf-Vorstufe sowie dem Aufbau der Hochspannungsendstufe.

Der Nf-Verstärker besitzt eine sehr hohe Empfindlichkeit. Soll die Lichtorgel an den Lautsprecheranschlüssen eines Verstärkers betrieben werden (was wegen der lautstärkeabhängigen Pegel nicht zu empfehlen ist), so muß die Eingangsempfindlichkeit durch einen zusätzlichen Spannungsteiler u. U. etwas reduziert werden.

Der „Glättungsgrad" der Nf-Stufe läßt sich mit Hilfe des Trimmers Tr (5 kΩ) in gewissen Grenzen einstellen; sollte eine größere Variation erwünscht sein, empfiehlt es sich, den Kondensator C (10 µF) zu verändern. Die Einstellung dieser Stufe erfordert etwas Geduld und Fingerspitzengefühl.

Beim Aufbau der Endstufe ist selbstverständlich auf gute Isolation aller spannungsführenden Teile (Triacs) zu achten. Die angegebenen Triacs können auch durch praktisch alle anderen Typen ersetzt werden, wobei sich u. U. die maximal schaltbare Ausgangsleistung verringert. Die mit „0 V" bezeichnete Masseleitung der Endstufe darf auf keinen Fall mit der Systemmasse des Steuerteils oder mit dem Gehäuse verbunden werden, da sonst die galvanische Trennung verlorengeht.

Abschließend sollen noch einige Vorteile dieser Lichtorgel gegenüber den eingangs erwähnten Konzeptionen aufgezeigt werden. In erster Linie sind zu nennen:

- eine klar definierte Schaltkombination der Lampen, womit die Möglichkeit zu echten Farbmischungen gegeben ist;
- der größere Abwechslungsreichtum in den Lampenkombinationen (256 Möglichkeiten);
- die (statistische) Gleichberechtigung aller Lampen;
- schließlich die Tatsache, daß in den Musikpausen die letzte Lampenkombination erhalten bleibt.

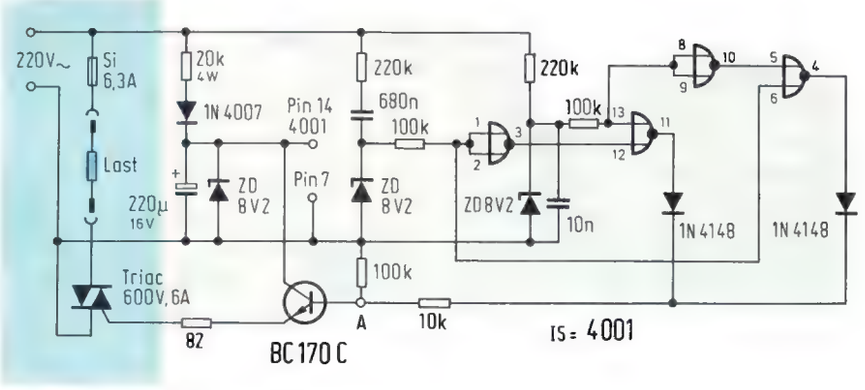
Literatur

[1] The TTL Data Book (Texas Instruments)
[2] The Opto Electronics Data Book (Texas Instruments)
[3] TTL Pocket Guide (Texas Instruments)
[4] *Hartmut Welzel:* Digit-Lichtorgel. FUNKSCHAU 1973, Heft 2
[5] *Moerder/Henke:* Transistor-Rechenpraxis Heidelberg, 1973

Nullspannungsschalter

Um einen Triac bei jedem Nulldurchgang der Netzspannung zu zünden, werden 100-Hz-Impulse benötigt. In der vorliegenden Schaltung (Bild) erzeugt man durch zwei RC-Glieder (220 kΩ und 680 nF, 220 kΩ und 10nF) zwei, aus der Netzfrequenz abgeleitete, geringfügig phasenverschobene Signale. Durch die entsprechende logische Verknüpfung entstehen im Nulldurchgang Impulse von etwa 100 bis 200 µs Dauer. An Pin 4 und Pin 11 der IS liegen jeweils 50 Hz an. Die Diodenverknüpfung liefert dann die gewünschten 100 Hz, die es ermöglichen, den Triac in jedem Nulldurchgang der Netzfrequenz zu zünden.

An dem Punkt A der Schaltung ist eine Steuerung durch externe Signale möglich, wenn z. B. ein Optokoppler eingesetzt wird. Erhält der Punkt A Massepotential, wird die Zündung des Triac verhindert. *Klaus Singer*



Diese Schaltung eignet sich nur für ohmsche Lasten

Ing. (grad.) Hartmut Müller

Kfz-Bremslicht-Überprüfung

Die Kontrolle, ob die Bremslichter eines Fahrzeuges in Ordnung sind, ist meist recht umständlich: Meist erfährt man durch fremde Personen, daß ein oder sogar beide Bremslichter defekt sind. Daß dies, besonders bei Dunkelheit, zu einem Sicherheitsrisiko werden kann, steht außer Frage. Die hier beschriebene Schaltung ermöglicht es, die Bremslichtüberprüfung vom Fahrersitz aus vorzunehmen.

Die Funktionsweise

Das Gerät entnimmt die Information, ob die Bremslichter in Ordnung oder defekt sind, aus dem Lampenstrom beider Bremslichter. An jedem Auto befindet sich an der Fußbremse ein Schalter, der sich beim Betätigen des Bremspedals schließt und die Bremslichter an die Bordspannung legt. Ist eine der Lampen defekt, so fließt lediglich der halbe Strom über den Schalter; und wenn beide Lampen defekt sind, fließt überhaupt kein Strom.

Das Gerät vergleicht nun während des Bremsvorganges den gemessenen Strom mit einem Wert, der dem beider funktionstüchtiger Bremslichter entspricht. Sinkt der gemessene Wert unter den Referenzwert, so liegt ein Lampendefekt vor, und das Gerät zeigt dies durch Blinken einer LED an.

Das Blockschaltbild (*Bild 1*) zeigt den prinzipiellen Aufbau. Der Strom wird mittels eines Widerstandes in der Leitung in eine Spannung „umgewandelt". In einem Komparator werden nun beide Spannungen (Meßspannung und Referenzspannung) verglichen. Sinkt die Meßspannung unter die Referenzspannung, so schaltet der Komparator ein nachgeschaltetes Flipflop. Dies öffnet nun das Tor für den Blinktakt der Anzeige-LED. Die LED verlischt erst wieder beim Ausschalten der Zündung. Das Absinken der Meßspannung unter die Referenzspannung entsteht jedoch auch beim Nichtbetätigen des Bremspedals. Dann nämlich ist der Bremslichtschalter offen, und es fließt ebenfalls kein Strom, also ist die Meßspannung Null. Damit nun die Schaltung erkennt, ob ein Lichtstrom fließen muß, wird dazu einfach die Spannung, welche hinter dem Bremslichtschalter beim Betätigen des Pedals anliegt, benutzt. Durch ein Tor zwischen dem Komparator und dem Flipflop gibt diese Spannung erst den Komparatorentscheid auf das Flipflop frei. Somit ist ein definierter Meßzeitraum geschaffen und eine Fehlanzeige ist ausgeschlossen.

Die Schaltung

Die Umwandlung des Stromes in die Meßspannung erfolgt durch den Widerstand R_M. Seine Dimensionierung richtet sich nach dem gewünschten Spannungsabfall, der mit 0,3...0,4 V festgelegt wurde, und dem Strom der beiden Bremslampen. Bei üblichen Bremslampen (12 V/21 W) stellt sich ein Strom von 1,8...2 A pro Lampe ein. Dies ergibt bei einem Gesamtstrom von 3,6 A und einem „erwünschten" Spannungsabfall von 0,36 V einen Widerstand $R_M = 0{,}1\Omega$. Die Meßspannung stellt die Basis-Emitter-Spannung von T 1 dar. Ein Absinken auf 0,18 V (eine Bremslampe defekt) sperrt bereits den Transistor.

Die am Kollektor von T 1 über dem Potentiometer P gegen Masse abgegriffene Spannung wird mit R 2 und R 3 im Verhältnis 1:3 heruntergeteilt und dem Operationsverstärker IC 1 an dem nichtinvertierenden Eingang zugeführt. Der Operationsverstärker ist als Komparator geschaltet. Seine Ausgangsspannung kippt von etwa 6,2 V auf fast 0 V bei $U_M < U_{Ref}$. Die Referenzspannung beträgt hier 2 V, bestimmt durch R 4 und R 5.

Der Entscheid des Komparators gelangt über Tor A und einer nachgeschalteten Impulsverzögerung zum Setzeingang des Flipflops. Der andere Eingang des Tores A liegt, wie einleitend beschrieben, am Bremslichtschalter, um eine defenierte Meßzeit zu schaffen. Die Impulsverzögerung R 11, C 1 dient erstens dazu, die Laufzeit des Komparators auszugleichen; wenn das Bremspedal betätigt wird, liegt vom Schalter sofort H-Signal am Tor A. Der Komparator besitzt durch seine Laufzeit am Ausgang ebenfalls noch H-Pegel. Das Resultat wäre ohne Impulsverzögerung eine falsche Anzeige. Zweitens lädt sich beim Einschalten der Zündung C 1 langsam auf H-Pegel auf, was zwangsläufig zum Setzen des Flipflops führt. Ein verzögerter Impuls mit R 12, C 2, dessen Impulslänge größer als die von R 11, C 1 ist, setzt das Flipflop dabei wieder zurück. Dieses 2-...3fache Blinken der LED während der Einschaltphase der Zündung zeigt die Betriebsbereitschaft des Gerätes an.

Wenn dieses Blinken unterbleibt, ist das Gerät nicht funktionstüchtig. Der Sicherheit wegen sollte eine Bremslichtkontrolle vorgenommen werden!

Ist das Flipflop (1/2 IC 3) gesetzt, so wird über Tor B der Blinktakt auf die

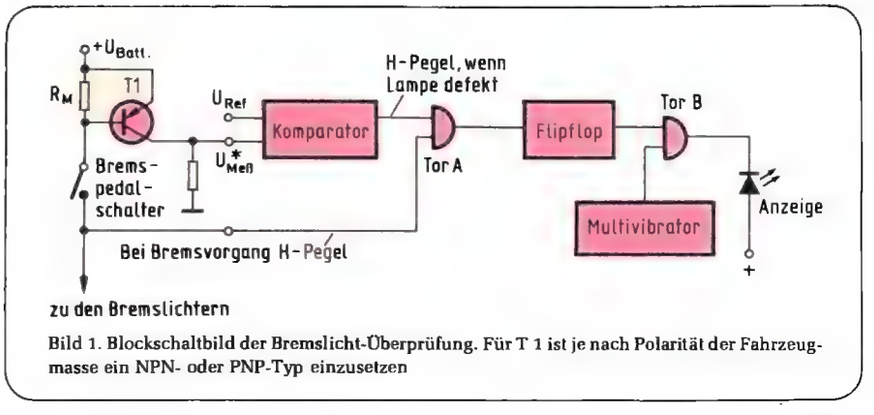


Bild 1. Blockschaltbild der Bremslicht-Überprüfung. Für T 1 ist je nach Polarität der Fahrzeugmasse ein NPN- oder PNP-Typ einzusetzen

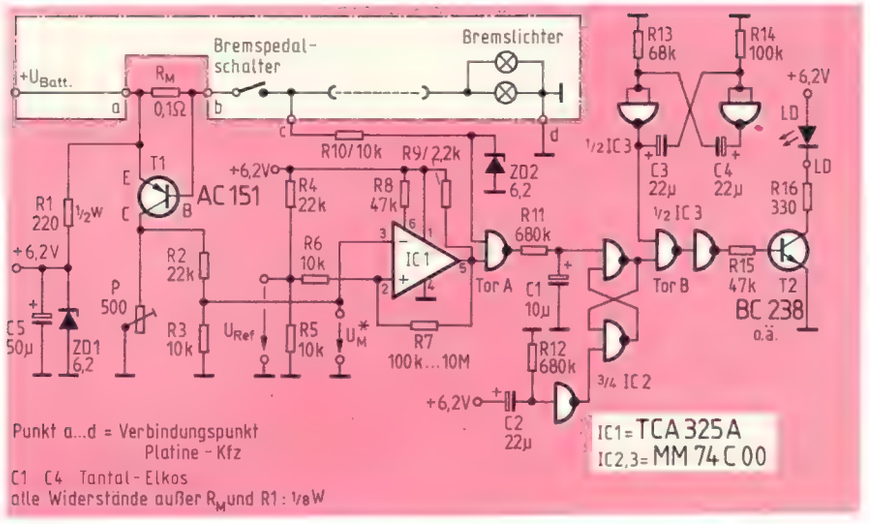


Bild 2. Gesamtschaltung des Gerätes. Der 0,1-Ω-Widerstand kann natürlich auch durch Parallelschalten mehrerer Widerstände „simuliert" werden

Basis von T 2 durchgeschaltet, und die LED beginnt im Rhythmus des Taktes zu blinken. Der Takt wird von einem astabilen Multivibrator mit C 3, R 14 und C 4, R 13 als zeitbestimmende Glieder gebildet. Das Schaltbild des Gerätes zeigt *Bild 2*.

Die Versorgungsspannung der Schaltung wird der Kfz-Bordspannung entnommen. Um auch beim Starten des Motors eine konstante Versorgungsspannung zu haben, wurde diese mit einer Z-Diode (ZD 1) auf 6,2 V heruntergesetzt.

Abgleich des Gerätes

Das Gerät besitzt als einzigen Abgleichpunkt das Potentiometer P, den Kollektorwiderstand von T 1. Der Abgleich wird so vorgenommen:
Bei entferntem IC 1 (einfach durch Einsatz eines Sockels) wird die Spannung am Kollektor gegen Masse bei getretenem Bremspedal gemessen. Das Poti wird so eingestellt, daß eine Spannung von > 10 V ansteht. Durch Entfernen einer Bremslampe wird die Schaltung dann (IC 1 ist wieder eingesetzt) auf Funktionsfähigkeit überprüft (die LED beginnt durch die Impulsverzögerung etwa 2 s nach dem Betätigen des Bremspedals zu blinken).

Tips für den Nachbau

Der Widerstand R_M sollte ein 2-W-Typ sein. Falls der Wert 0,1 Ω nicht besorgt werden kann, so sind andere Widerstände solange parallel zu schalten, bis 0,1 Ω erreicht sind; auf der Platine in *Bild 3* ist für vier Parallelwiderstände Platz vorhanden. *Bild 4* zeigt den Bestückungsplan.

Der Einbau der Schaltung in das Kfz wird folgendermaßen vorgenommen:

1. Verbindung von der Kfz-Bordspannung zum Bremspedalschalter unterbrechen und, wie das Schaltbild zeigt, über R_M auf der Platine (Punkt a und b) wieder mit dem Schalter verbinden.

2. Hinter dem Schalter (Punkt c) wird lediglich ein Kabel zusätzlich angeklemmt.

3. Der Masseanschluß (Punkt d) erfolgt an einer beliebigen Stelle.

Die Leitungsquerschnitte der Verbindungen a und b zum Gerät sind mit gleichem oder größeren Leitungsquerschnitt, als die Bremslichtleitung aufweist, vorzunehmen.

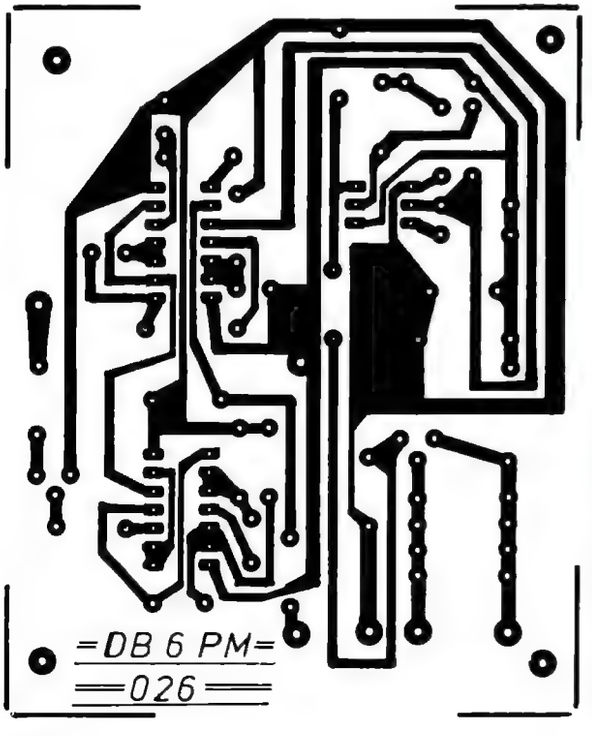


Bild 3. Passende Platine zu der Schaltung nach Bild 2. Sie bietet Platz für bis zu vier Parallelwiderstände, die zusammen 0,1 Ω ergeben müssen

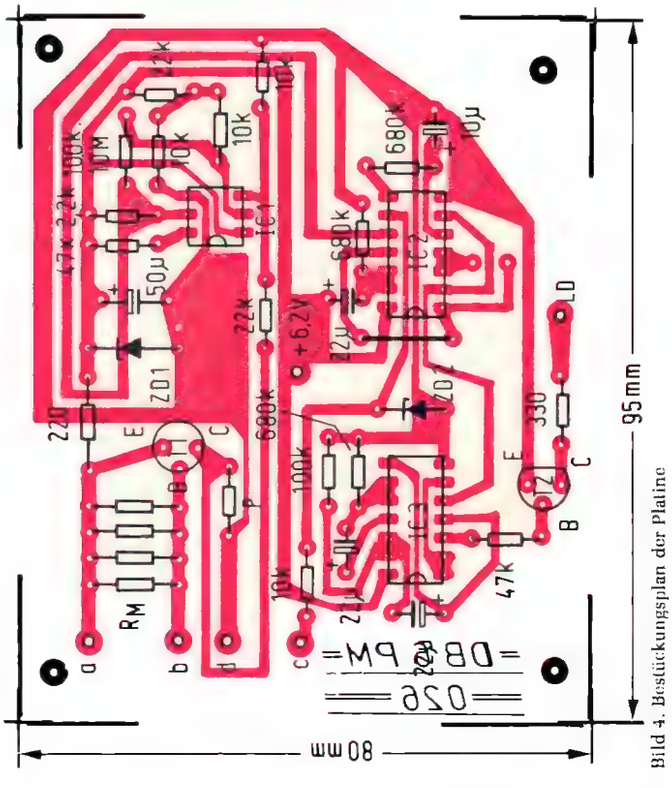


Bild 4. Bestückungsplan der Platine

Ing. (grad.) Conrad Hoesle

Digital-Multimeter mit LCD-Anzeige

1. Teil

Ein wahrhaft universelles und doch stromsparendes Multimeter stellen wir hier vor: Es gestattet die Messung von Gleichspannungen und -strömen, Wechselspannungen und -strömen, Widerständen und Temperaturen. Der Stromverbrauch beträgt nur etwa 5...10 mA bei 9 V.

Seit einiger Zeit gibt es im Handel Digitalvoltmeter-Moduln mit LCD-Anzeige, die mit dem IC ICL 7106 arbeiten. Mit einem Satz Meßwiderstände von 0,5 % Toleranz, der bei den Lieferanten des Voltmetermoduls ebenfalls erhältlich ist, kann so ein preiswertes (ca. 100 DM), empfindliches und relativ genaues Multimeter für Spannungen von 100 µV bis 2000 V und Ströme von 100 nA bis 2 A aufgebaut werden, das sich für Batteriebetrieb eignet. Al-

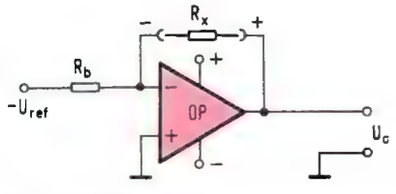


Bild 1. Schaltungsprinzip der Widerstandsmessung

lerdings – ein richtiges Multimeter sollte eben doch etwas mehr können als nur Gleichspannungs- und Strommessungen. Die vorliegende Bauanleitung befaßt sich daher weniger mit dem Grundbaustein als mit den Zusatzschaltungen, mit denen Wechselspannungen und -ströme, Widerstände und Temperaturen gemessen werden können.

Oberstes Ziel bei der Entwicklung der Zusatzschaltungen war es, den Batteriebetrieb weiterhin zu ermöglichen. Die drei Meßzusätze verbrauchen zusammen mit dem Grundbaustein nur etwa 7...10 mA bei Betrieb mit einer 9V-Batterie. Um die Batterie noch weiter zu schonen, wurde die Möglichkeit vorgesehen, die Betriebsspannungen für jeden Meßzusatz einzeln einzuschalten, so daß dann die Belastung in jeder Meßart unter 5 mA bleibt.

Funktionsweise

Der Grundbaustein

Da die Zusatzschaltungen für den Betrieb mit dem IC ICL 7106 entwickelt wurden, muß kurz auf eine Besonderheit dieses Analog-Digital-Wandlers eingegangen werden. Der negative Eingang des Bausteins wird über eine interne Stabilisierung auf rund 3 V unter der Batteriespannung gehalten. Somit ergibt sich eine asymmetrische Betriebsspannung von +3 V und −6 V, bezogen auf den negativen Eingang. Die „negative" Betriebsspannung kann dabei – je nach Zustand der Batterie – zwischen −7 V und −4 V schwanken. Innerhalb dieser Grenzen traten bei der Musterschaltung keine wahrnehmbaren Meßfehler auf.

Die Widerstandsmessung

Das Prinzip der Widerstandsmessung ist bekannt und bietet keine Besonderheiten (*Bild 1*).

Auf den invertierenden Eingang eines Operationsverstärkers wird über einen genau bekannten Widerstand R_b eine Referenzspannung U_{ref} gegeben. Der zu messende Widerstand R_X liegt im Rückkopplungszweig zwischen Ausgang und invertierendem Eingang. Da der nichtinvertierende Eingang des OP auf Bezugspotential liegt, stellt sich dessen Ausgangsspannung so ein, daß die Differenz der Eingangspotentiale Null wird. Somit ist die Ausgangsspannung des OP direkt proportional der Größe des zu messenden Widerstandes. Der Widerstand R_b bestimmt dabei den Meßbereich. Nimmt man für R_b z. B. 100 Ω und als Referenzspannung −100 mV, so kann man Widerstände von 0,1 Ω bis 200 Ω messen.

In *Bild 2* ist die komplette Schaltung des Widerstandsmeßteils zu sehen. Die Referenzspannung wird mit OP 1 erzeugt. Er hat die Aufgabe, die mit dem Spannungsteiler R1, P1 erzeugte Spannung von 100 mV zu invertieren und von der Belastung durch die Bereichswiderstände unabhängig zu machen. Wenn die Referenzspannung nicht invertiert wird, werden die Widerstandswerte mit negativem Vorzeichen angezeigt. Die Funktion der Schaltung ändert sich dadurch nicht, allerdings steigt die Spannung bei offenen Meßklemmen an der Plus-Klemme dann auf ca. −6 V (gegen die Minus-Klemme), statt wie hier auf +3 V. Liegt ein zu messender Widerstand zwischen den Meßklemmen, der innerhalb des Meßbereiches liegt, so beträgt die Spannung an den Meßklemmen maximal 200 mV. Dioden und Transistoren werden also (mit Ausnahme mancher Ge-Typen) bei der Messung nicht erfaßt, was ein Vorteil ist, wenn man Widerstände innerhalb einer Schaltung messen will. Der Ausgang des OP 1 liegt an den Bereichswiderständen, die mit

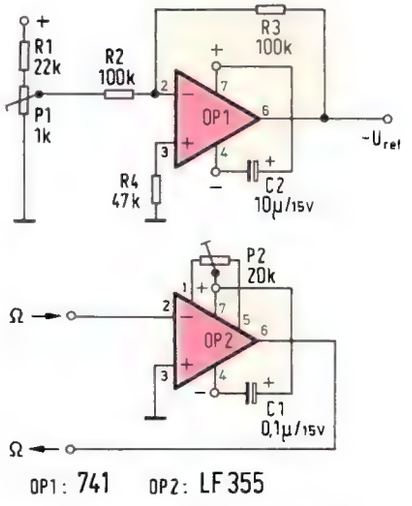


Bild 2. Schaltung des Ω DC-Wandlers

dem Bereichswahlschalter S 2 umschaltbar sind. Vom Mittenkontakt S 2 geht die eine Verbindung an die negative Meßklemme, die andere an den invertierenden Eingang von OP 2. Hier wird die eigentliche Meßspannung gebildet. Der Ausgang von OP 2 liegt an der positiven Meßklemme und gleichzeitig über S 1 am +Eingang des Grundbausteins. P 1 dient der Einstellung der Anzeige „0.00" bei kurzgeschlossenen Meßklemmen, P2 der Einstellung des Meßbereichsendwertes.

Der AC/DC-Wandler

Auch diese Schaltung bietet keine Besonderheiten bezüglich des Konzeptes. Aus *Bild 3* geht hervor, daß lediglich die Dimensionierung der Bauteile auf den speziellen Anwendungsfall zugeschnitten ist. Durch C 6 ist die Schaltung für Gleichspannungen voll gegengekoppelt, seine Größe bestimmt die untere Grenzfrequenz. Daher sollte C 6 so groß wie möglich bemessen sein. Da aus Platzgründen ein Tantalelko verwendet werden muß, ist 150 µF wohl der größte Wert, der einigermaßen gut zu beschaffen ist. Die untere Grenzfrequenz für 1 % Fehler ist dann 10 Hz. Für C 4 und C 5 können – je nach Erhältlichkeit – Tantal- oder MKH-Kondensatoren verwendet werden. Der eingerahmte Teil der Schaltung mit R 5, C 3, D 1 und D 2 dient dem Schutz des OP vor zu hohen Eingangsspannungen; er kann unter Umständen wilde Schwingungen hervorrufen. Wer den eventuellen Verlust eines Operationsverstärkers bei Fehlbedienung verschmerzen kann, der sollte R 5 durch eine Drahtbrücke ersetzen und C 3, D 1 und D 2 weglassen. Die Spannungsfestigkeit der Schaltung ist dann „nur" 150fach, d. h. im 0,2-V-Bereich 3 V, im 2-V-Bereich 30 V usw. Die Bandbreite der Schaltung beträgt ohne den Überlastungsschutz 10 Hz bis 50 kHz bei 1 % Fehler, allerdings, da der Eingangsspannungsteiler nicht frequenzkompensiert ist, nur im empfindlichsten Bereich. In den anderen Bereichen ist die Bandbreite nur etwa 5 kHz bei 1 % Abweichung. Zur Wahl des Operationsverstärkers ist zu sagen, daß der LF 357 eine wesentlich höhere Bandbreite, allerdings auch einen etwas höheren Stromverbrauch als der LF 356 hat.

Der Temperatur/DC-Wandler

Diese Schaltung ist vom Verhalten her die empfindlichste der drei Wandlerschaltungen. Das Meßprinzip ist einfach: An einem als Diode geschalteten Transistor fällt eine Spannung ab, die einen Temperaturkoeffizienten von –2 mV/K hat. Steigt also am Meßfühler die Temperatur um ein Grad, erniedrigt sich die an ihm abfallende Spannung um 2 mV. Der Grundbaustein hat eine Empfindlichkeit von 200 mV für Vollausschlag. Daher muß der Wandler eine Verstärkung von –0,5 haben, damit er die Temperatur mit 0,1°-Schritten anzeigen kann. Der Meßfühler liegt also am invertierenden Eingang des OP und bekommt seinen Strom über R 15. Der nichtinvertierende Eingang des OP liegt an einer mit R 12, P 5, R 13 und R 14 erzeugten Referenzspannung. Die Verstärkung des OP wird mit R 17, R 16 und P 4 auf 0,5 eingestellt. Bei einer Verstärkung von mehr als 1 würde man den Nullpunkt der Skala mit der Rückkopplung einstellen. Hier ist es jedoch genau umgekehrt. P 4 ist für die Nullpunktseinstellung und P 5 für die Skalendehnung verantwortlich. C 8 und C 9 verhindern Einstreuungen in die doch recht hochohmige Schaltung, ihre Werte sind unkritisch. Für den OP kann zur Not statt des LF 355 der Typ 741 verwendet werden; wer Glück hat und den TL 080 bekommen kann, kann den Stromverbrauch der Schaltung (ca. 3 mA) noch weiter senken. Den Aufbau der Schaltung zeigt *Bild 4*.

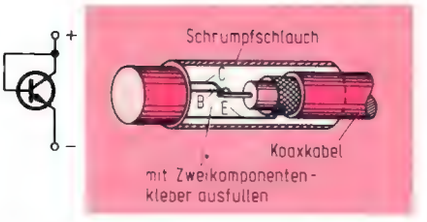
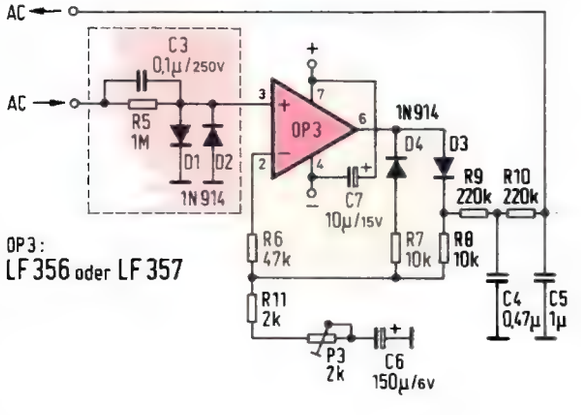


Bild 5. Aufbau des Temperatur-Meßfühlers

Der Aufbau des Meßfühlers ist in *Bild 5* gezeigt. Geeignet ist im Prinzip jeder Si-Transistor, auch Si-Dioden kann man verwenden. Die besten Ergebnisse erhält man mit einem Transistor möglichst hoher Verstärkung im Metallgehäuse. Wenn dazu noch das Gehäuse vom Kollektor isoliert ist, ist es ein (fast) idealer Meßfühler für Temperaturen zwischen –50 und +150 Grad Celsius. Da eine Gleichspannungsmessung stattfindet, ist die Länge der Fühlerleitung praktisch unerheblich. Man kann auch mehrere Temperaturfühler mittels eines Umschalters auf den Eingang des Wandlers schalten. Der Meßfühler wird zwischen den Wandlereingang und Masse gelegt.

Der Eingangswahlschalter

Bild 6 zeigt die Verdrahtung des Betriebsartschalters S 1 und des Bereichschalters S 2 sowie des AC/DC-Umschalters S 3 und des Ein-Aus-Schalters S 4. Für den Betriebsartschalter S 1 kann man einen Stufenschalter mit einer Ebene und 3×4-Kontakten verwenden, eleganter (und teurer) ist jedoch die Verwendung eines Schalters mit zwei Ebenen und 6x4-Kontakten, weil hier auch die Versorgungsspannungen der einzelnen Wandler mit umgeschaltet werden können, was der Lebensdauer der Batterie zugute kommt. Eine



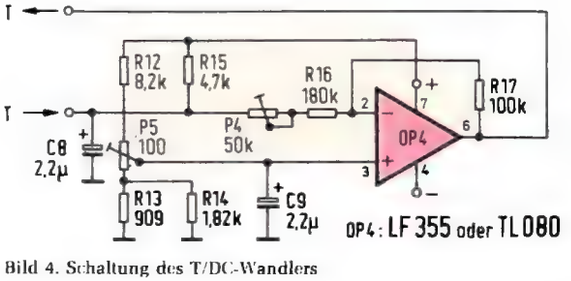


Bild 4. Schaltung des T/DC-Wandlers

◀ Bild 3. Schaltung des AC/DC-Wandlers

Umschaltgruppe des Schalters S 1 ist übrig, sie könnte z. B. noch zur Anzeige der Betriebsart verwendet werden. Mit S 2 werden die Meßbereiche umgeschaltet, dabei ist Stellung 6 nur für die Widerstandsmessung von Bedeutung. Die Widerstände für den Ohm-Meßbereich müssen in umgekehrter Reihenfolge angelötet werden wie die der Spannungs- und Strommeßbereiche, um die gleiche Bezeichnung am Schalter verwenden zu können, nämlich 0,2, 2, 20, 200, 2000 V, mA, kΩ und, nur für Widerstandsmessung, 20 MΩ.

Mit der vierten Kontaktgruppe von S 2 werden die Dezimalpunkte umgeschaltet. Da das Display nur drei Dezimalpunkte hat, ist die Bedeutung des Dezimalpunktes unterschiedlich. In Stellung 0,2 markiert er jeweils die mV-, µA- und Ω-Grenze, in Stellung 2, 20 und 200 die V-, mA- und kΩ-Grenze, in Stellung 2000 die kV-, A- und MΩ-Grenze. Der AC/DC-Umschalter ist ein zweipoliger Kippschalter, der einerseits den Trennkondensator im Eingang des V- und mA-Bereichs überbrückt und andererseits den Ausgang des AC/DC-Wandlers an den Eingang des Grundbausteins schaltet. Nimmt man hier einen vierpoligen Umschalter, so könnte man auch noch die Betriebsspannung des AC/DC-Wandlers damit schalten; eine weitere Stromeinsparung wäre die Folge. Allerdings müssen sowohl S 3 als auch S 2 und S 1 hochwertige Typen mit hohem Isolationswiderstand und niedrigem Kontaktübergangswiderstand sein (Kontaktbelastbarkeit 2 A!)

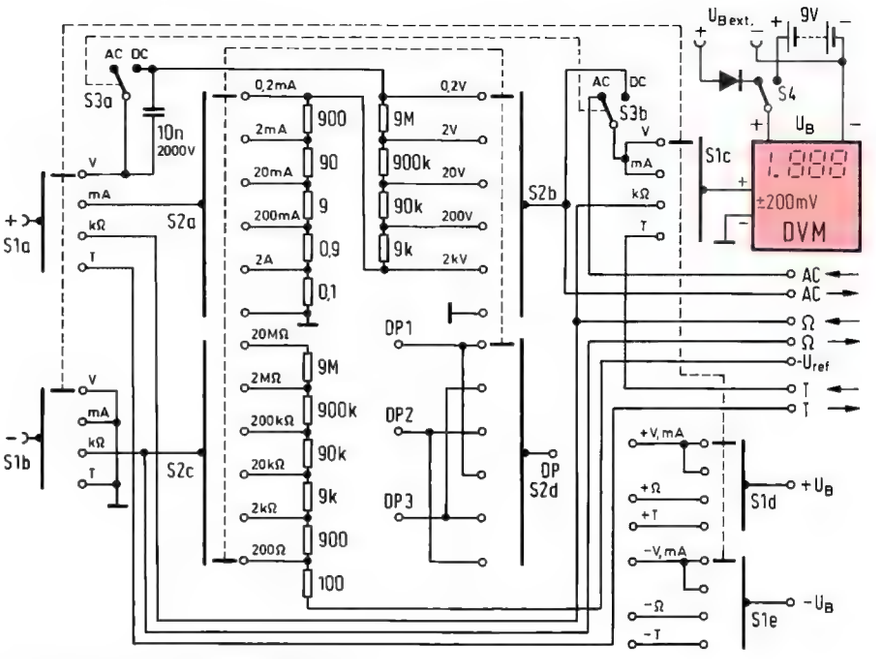


Bild 6. Schaltung der Eingangswahlschalter

S 4 schaltet die Betriebsspannung des ganzen Gerätes ein oder aus, bzw. wie in der im Bild 6 angedeuteten Möglichkeit, zwischen externer und interner Stromversorgung um. Der Verfasser hat an seinem Gerät beim Schalter S 4 zwei Buchsen eingebaut, so daß das Gerät auch von externen Stromversorgungen betrieben werden kann, z. B. von einem stabilisierten Netzgerät oder – wie beim Verfasser – aus einem umgebauten Netzteil eines Taschenrechners. Eine gute Stabilisierung ist in diesem Fall weniger notwendig als eine gute Siebung der Versorgung. Ein Tantalelko 100µ/16 V über die Mittenkontakte von S 4 kann nicht schaden.

Über die Minus-Buchse der externen Versorgung kann auch die eingebaute Batterie überprüft werden: Im Bereich 20 V und S 4 in Stellung „Intern" kann man mit der Plus-Strippe die negative Versorgungsspannung messen. Addiert man 3 V hinzu, hat man die Batteriespannung. Die Diode in der Plus-Zuleitung schützt die Schaltung vor Verpolung. *(Schluß folgt)*

Schaltungskniff

Pegelumsetzer

In digitalen Systemen werden oftmals positive und negative Betriebsspannungen benützt, und auch die resultierenden Logikpegel können daher in einem Schaltungsteil negativ und in einem anderen positiv sein. Um eine Verknüpfung zwischen solchen Teilen herzustellen, wird ein Pegelumsetzer benötigt.

Die in *Bild 1* gezeigte Schaltung setzt negative Eingangssignale in positive Ausgangssignale um und

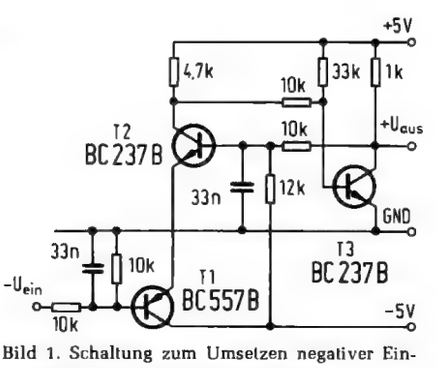


Bild 1. Schaltung zum Umsetzen negativer Eingangspegel in positive Ausgangspegel

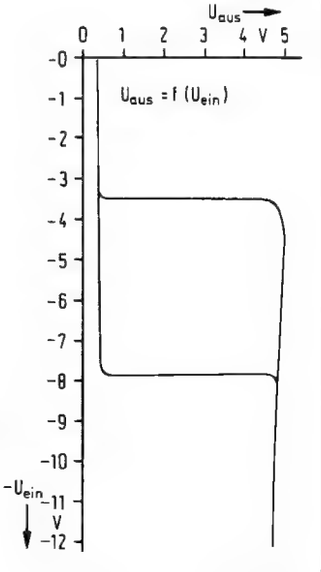


Bild 2. ▶ Übertragungscharakteristik des Pegelumsetzers

besitzt, um Störsignale wirksam zu unterdrücken, eine Schmitt-Trigger-Charakteristik (*Bild 2*).

Johannes Steiner

Ing.(grad.) Volker Beyer

Ansteuerlogik für einen Vorwärts-Rückwärts-Zähler

Die Erfassung von Umdrehungen und Drehrichtung mittels optoelektronischer Bauelemente wurde bereits in der FUNKSCHAU 1975, Heft 1, Seite 57, behandelt. Der Einsatz als Bandzählwerk war teilweise nicht ohne Probleme, da eingeleitete Zählschritte immer erst zu Ende geführt werden müssen, bevor die Drehrichtung umgedreht werden darf. Diesen Nachteil vermeidet die nachfolgende Schaltung, indem für den „up"- und „down"-Zählschritt immer ein und dieselbe Flanke ausgewertet wird.

Der Informationsgeber besteht aus zwei Lichtschranken, die sich aus einer Lichtquelle und zwei Fototransistoren zusammensetzen. Je nach Abschattung ergeben sich vier definierte Zustände (*Bild 1*). Es spielt für die Funktion keine Rolle, ob die Lichtschranken von einer Lochscheibe oder einem perforierten Band unterbrochen werden. Bei guter Justierung erreicht man eine maximale Geschwindigkeit von mehr als 5000 Zählschritten pro Sekunde. Anstelle der Lichtschranken wäre eine Anordnung von einem auf der Achse montierten Dauermagneten, der als Geber dient und zwei Hallgeneratoren oder Reed-Relais praktikabel.

Die Lichtschranke I hat nur Sperrfunktion für die erste Flanke der Lichtschranke II (*Bild 2*). Kommt das Loch des Bandes von links, gibt es nur Abwärtsflanken (H→L), kommt es von rechts, erhält man nur Aufwärtsflanken (L→H). Die Schalthysterese des Schmitt-Triggers hält „auf" und „ab" immer weit genug auseinander (*Bild 3*). Mit der (allgemein bekannten) Laufzeitverzögerung des Impulses durch jeweils 3 nachgeschaltete Schmitt-Trigger wird die Flanke differenziert. Es wird nur das eine von den beiden 4-fach-NAND-Gattern aktiv, bei dem der letzte Schmitt-Triggerausgang der Laufzeitkette am NAND vor dem Eintreffen des Impulses „H" ist. So erhält man die Auf- und Abwärtsimpulse an getrennten Ausgängen.

Zwei Eingänge des 4fach-NAND-ICs dienen der Flankendifferenzierung, der dritte zum Sperren der nichtgewünschten Flanken (Impulse). Mit dem vierten Eingang erhält man einen Sperreingang, mit dem beispielsweise das Band (oder der Film) bei der Synchronisierarbeit um ein oder mehr Löcher vor- oder zurückgesetzt werden kann, ohne daß sich der Zählerstand ändert. Diese Ansteuerlogik ist mit nur zwei CMOS- oder TTL-Bausteinen und zwei bis drei Widerständen realisierbar.

Bild 4 zeigt eine andere Lösung. Kondensatoren übernehmen die Differenzierung der Flanken und ersparen aktive Bauelemente.

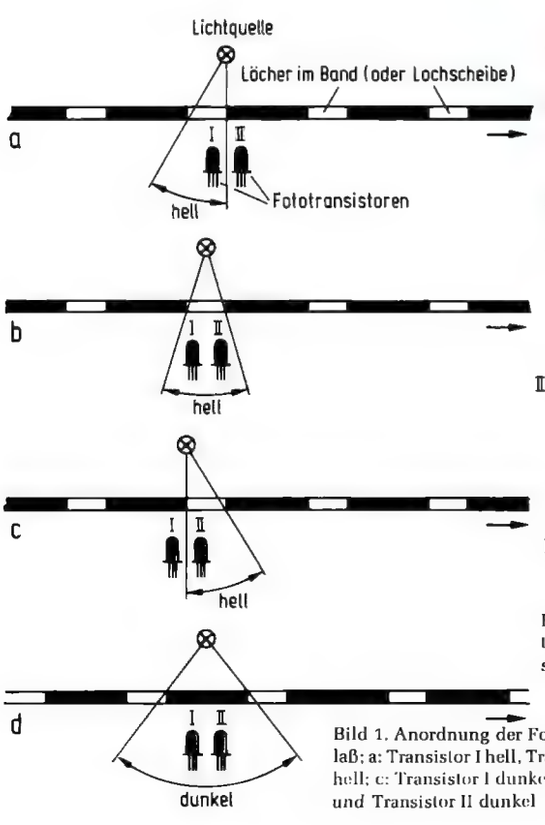


Bild 1. Anordnung der Fototransistoren hinter dem Lichtdurchlaß; a: Transistor I hell, Transistor II dunkel; b: Transistor I und II hell; c: Transistor I dunkel und Transistor II hell; d: Transistor I und Transistor II dunkel

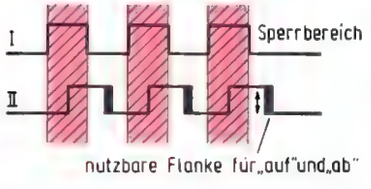


Bild 2. Durch die Auswertung der Flanken wird eine Drehrichtungsumkehr sofort erkannt

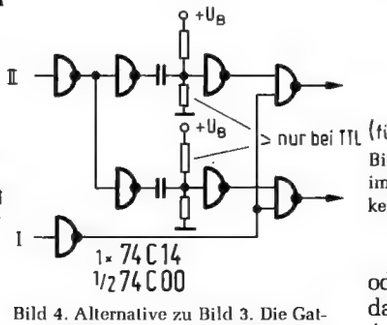


Bild 4. Alternative zu Bild 3. Die Gatter-Verzögerung wird durch Kondensatoren ersetzt

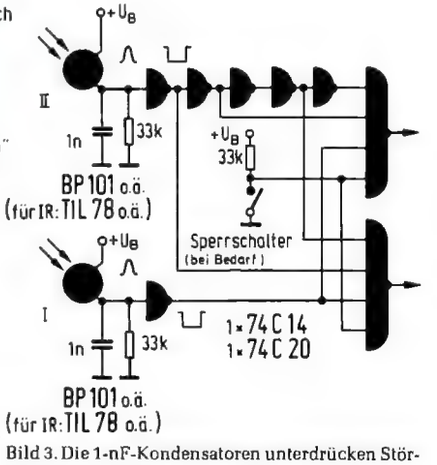


Bild 3. Die 1-nF-Kondensatoren unterdrücken Störimpulse, ohne wesentlich die Zählgeschwindigkeit zu beeinflussen

Ing. (grad.) Anton Kussmaul

2-m-Empfänger mit dem IC SL 664

1. Teil

Funkgeräteempfänger im VHF-Bereich arbeiten vorwiegend mit Schmalband-FM. Geräte mit kommerziellen Eigenschaften sind normalerweise sehr aufwendig. Mit dem integrierten Schaltkreis SL 664 wird dieser Aufwand auf ein Minimum reduziert. Nachstehend wird ein VHF-Überwachungsempfänger beschrieben, der sich sowohl für den kommerziellen Einsatz als auch für den Amateurfunk eignet.

Integrierte Schaltkreise und Schmalband-FM

Es ist z. Zt. eine ganze Reihe von integrierten Schaltkreisen für die Zf-Verstärkung und -Demodulation auf dem Markt. Die wenigsten dieser Schaltkreise werden jedoch den speziellen Gegebenheiten von Schmalband-FM gerecht. Ebensowenig sind meist die Forderungen von Funkgeräten berücksichtigt, wie geringer Stromverbrauch, Squelch usw. Dies bewog Plessey Semiconductors, eine eigens dazu entwickelte IC-Serie vorzustellen. Jeder Schaltkreis enthält einen vollständigen Zf-Verstärker und einen Demodulator sowie das Squelchsystem zur Rauschunterdrückung. Der Schaltkreis SL664 beinhaltet sogar noch einen Nf-Verstärker, der direkt einen 8-Ω-Lautsprecher ansteuern kann.

Im allgemeinen treten bei Schmalband-FM aufgrund des geringen Frequenzhubes die größten Probleme bei der eigentlichen Demodulation auf. Um aber übliche Kanalraster ordnungsgemäß zu belegen, muß mit sehr kleinen Hüben gearbeitet werden. Sollen z. B. noch die Seitenbänder übertragen werden, die nur 10 % der Trägeramplitude erreichen, so ist die Bandbreite annähernd:

$$b = 2\,(f_T + f_{smax}) \qquad (1)$$

mit b = Bandbreite, f_T = Hub, f_{smax} = maximale Signalfrequenz.

Mit ca. 5 kHz Hub in einem 20-kHz-Kanalraster erreicht man „Telefonqualität". Bei integrierten Demodulatoren ist man nun sehr eingeschränkt in der Verwendung von Kondensatoren, zusätzlichen Spulen usw. Außerdem soll der Abgleich so einfach wie möglich sein. Meist wird daher der Quadratur- bzw. Koinzidenzdemodulator [2] verwendet.

Dieser benötigt extern nur einen LC-Kreis, der auf die Zf abgeglichen ist. Die Phasenschieberkondensatoren sind für eine Zf von 10,7 MHz sehr klein. Beim SL 664 genügen 2 pF und konnten somit integriert werden (was die Verwendung bei einer Zf unter 4,5 MHz allerdings ausschließt).

An den Flanken dieses Kreises muß nun eine Phasenverschiebung erfolgen, deren Größe direkten Einfluß auf die resultierende Nf hat. Für große Hübe, wie beim Rundfunk, kann ein weiter Bereich des LC-Kreises genutzt werden bzw. die unvermeidliche Bedämpfung des Kreises ist nicht von Nachteil. Bei Schmalband-FM muß dieser Kreis eine hohe Güte, d. h. steile Flanken haben, um auch bei den kleinen Hüben noch eine ausreichende Phasendrehung zu erreichen. Hier scheitert nun die Verwendung von Schaltkreisen, die für Rundfunk entwickelt wurden: Der LC-Kreis wird durch die üblichen Schaltungstechniken zu stark bedämpft. Der SL-664-Quadraturdemulator bedämpft diesen LC-Kreis mit nur ca. 50 kΩ. Dies hat eine so hohe Güte zur Folge, daß auch bei kleinen Hüben ausreichende Ausgangssignale zu erwarten sind.

Der vollständige Empfänger

Die Schaltung arbeitet, mit geringfügig geänderter Beschaltung, im ganzen VHF-Bereich. Um einen Dimensionierungsvorschlag geben zu können, ohne die postalischen Bestimmungen zu ver-

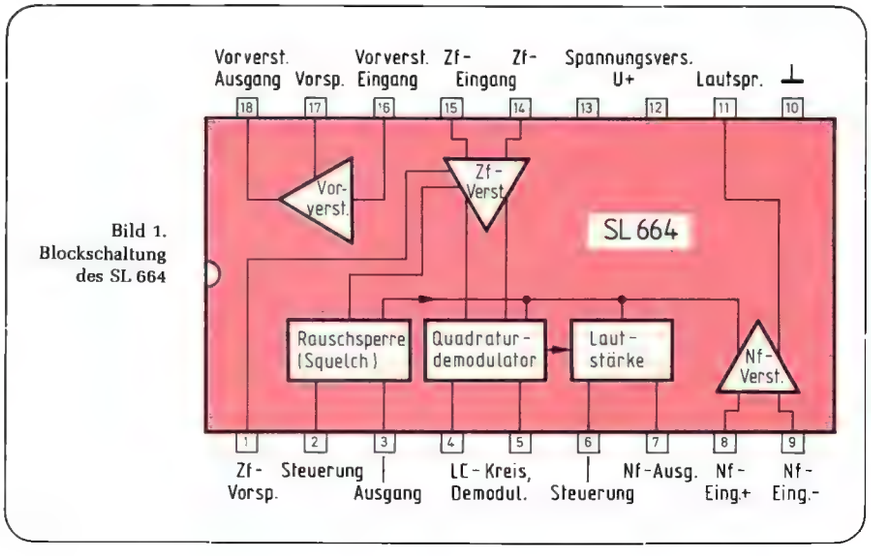


Bild 1. Blockschaltung des SL 664

letzen, wird das Gerät für das 2-m-Amateurband beschrieben. Der Empfänger hat eine Empfindlichkeit von ca. 0,4 µV für 20 dB Signal-/Rauschabstand. *Bild 1* zeigt die Blockschaltung des SL 664, *Bild 2* die Schaltung des vollständigen Empfängers.

Der Eingangskreis ist zweifach abgestimmt. Danach gelangt das Signal auf einen Dual-Gate-MOS-Feldeffekttransistor, der das Eingangssignal um 18 dB verstärkt. Dann folgt ein weiterer, zweifach abgestimmter Kreis, der das Signal auf den Mischer T 3 leitet. Dieser MOSFET besitzt eine Mischverstärkung von ca. 12 dB.

Als Oszillator arbeitet ein PNP-VHF-Transistor (T 2). Das Zf-Signal von 10,7 MHz wird über ein Quarzfilter direkt dem Vorverstärker des SL 664 zugeführt.

Für den Transistor T 1 wurde ein Dual-Gate-MOSFET gewählt, da sich hiermit sowohl hinsichtlich des Rauschverhaltens (4...6 dB) als auch der Intermodulation leicht gute Eigenschaften erreichen lassen. Für T 1 und T 2 wurde je ein 3 N 210 gewählt. Allerdings eignen sich die Typen 3 N 211, 3 N 201, BF 900 oder 40673 ebenso.

Der Hf-Vorverstärker besteht aus T 1, den Widerständen R 1 und R 2, die die Vorspannung für das zweite Gate erzeugen, sowie Entkoppelkondensatoren. Sowohl für den Eingangskreis als auch für den Koppelkreis (L_1, L_2 + L_3, L_4) wurden Spulen der Firma TOKO verwendet (Typ S 18, Bestell-Nr. 3015N-0300). Es sollten nur Keramik-Kondensatoren verwendet werden. L_1 und L_2 befinden sich zusammen in einem Aluminium-Abschirmbecher (12,7 × 25,4 × 19 mm, „ZF-Abschirmbecher"), ebenso L_3 und L_4. Für das 2-m-Band gelten folgende Dimensionierungen: C 2 = 12 pF, C 3 ca. 6...8 pF, C 7 = 8,2 pF, C 8 = 6,8 pF. C 4 und C 9 sind Streukapazitäten und somit nicht als Bauteil ausgeführt; Abstand der Spulen = 13 mm.

Alle Spulen (L_1...L_4) haben einen Durchmesser von 6,5 mm. L_1 bis L_4 haben je $3\,^1/_2$ Windungen (0,7-mm-Draht, versilbert), wobei die Antenne eine $^3/_4$ Windung vom masseseitigen Ende von L_1 angelötet wird.

Der Oszillator (T 2) arbeitet in einer Standardschaltung, allerdings mit einer Ausnahme: Normalerweise läßt man den Oszillator z. B. auf $^1/_3$ der gewünschten Frequenz schwingen, um das Signal zu verdreifachen. Diese Technik setzt allerdings zusätzliche Bauteile voraus, insbesondere abgestimmte Kreise. Um sowohl den Platzbedarf gering zu halten als auch den Nachbau so einfach wie möglich zu gestalten, wurde ein Oszillator gewählt, der *direkt* auf der Empfangsfrequenz abzüglich 10,7 MHz schwingt, für z. B. 145,750 MHz (Stadtrelais München) also auf 145,750 MHz – 10,7 MHz = 135,050 MHz. Im Musteraufbau wurde ein 7. Obertonquarz eingesetzt. Da solche Quarze nicht handelsüblich sind, muß man sie sich also anfertigen lassen. Aus diesem Grunde hier noch folgender Hinweis:

Übliche Toleranzen sind 10 ppm bei Nenntemperatur, 20 ppm im Bereich –20°C bis +70°C. Die Angabe einer Bürdekapazität entfällt, da es sich um einen Serienschwinger handelt. Wichtig ist, daß – wie erwähnt – der Quarz tatsächlich auf der gewünschten Frequenz schwingfähig ist; Standardquarze, wie sie z. B. in japanischen Transceivern eingesetzt sind, können nicht verwertet werden, da diese meist mit Frequenzvervielfachern arbeiten. Der Einzelstückpreis liegt bei ca. DM 25,– bis DM 45,– (KVG-Kristallverarbeitung Neckarbischofsheim, Postfach 7, 6924 Neckarbischofsheim).

Je nach verwendetem Quarz liegt der Wert für C 12 zwischen 1,8 pF (im Mu-

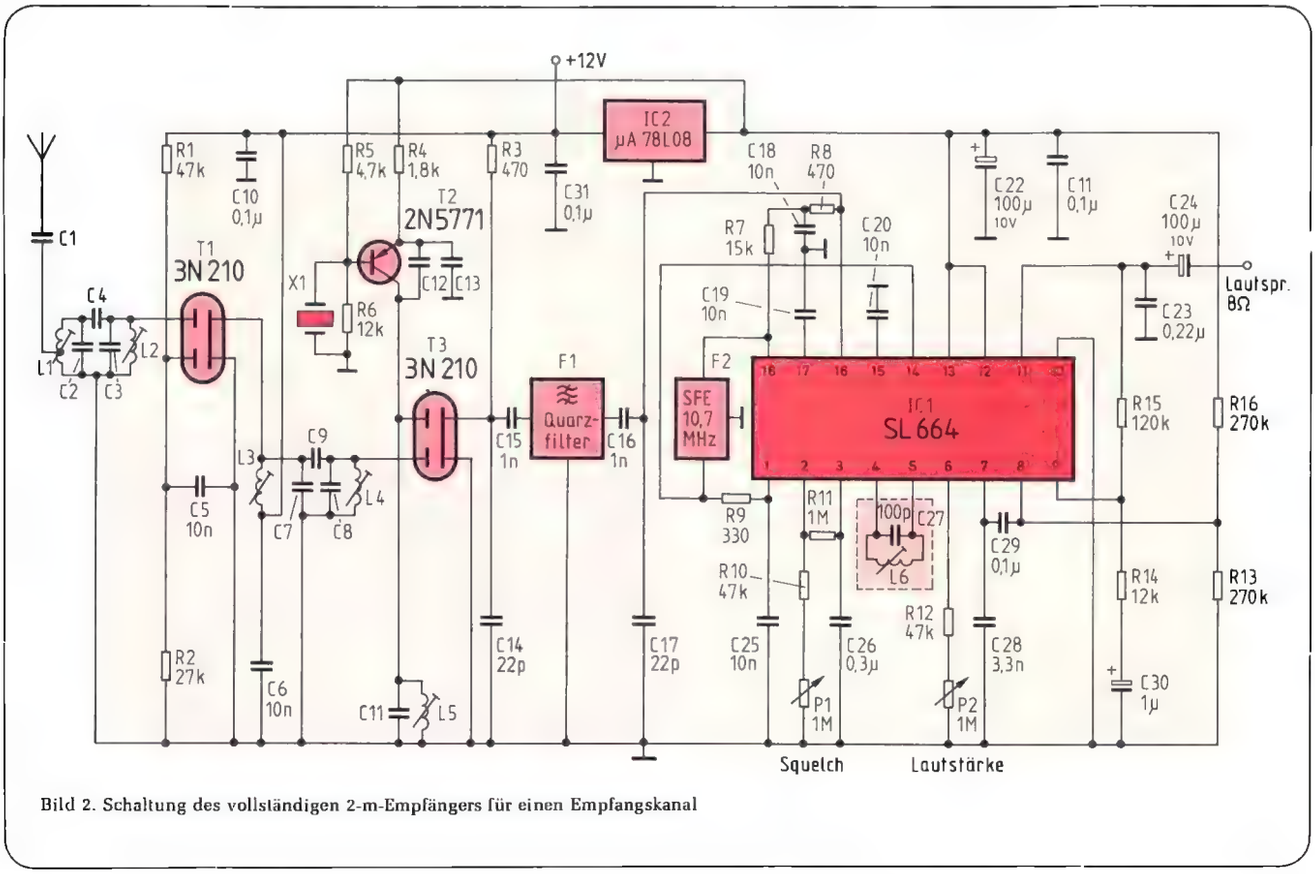


Bild 2. Schaltung des vollständigen 2-m-Empfängers für einen Empfangskanal

stergerät) und max. 10 pF. C 13 kann normalerweise entfallen, bei Schwingungsproblemen sei hier ein Wert bis max. 22 pF empfohlen. L 5 wird auf die gewünschte Schwingfrequenz abgeglichen. L 5 ist ebenfalls auf einen Spulenkörper vom gleichen Typ wie bei L1...L4 gewickelt (ca. 3 1/2 Windungen). L 5 und C 11 (ca. 2,7 pF) befinden sich ebenfalls in einem Abschirmbecher. Es sollte wegen des Oszillators darauf geachtet werden, daß die Versorgungsspannung (+ 12 V) stabil ist und für Hf einen niedrigen Innenwiderstand hat.

Als Mischer kommt wieder ein Dual-Gate-MOSFET zur Anwendung (T 3). Beide Gates liegen gleichspannungsmäßig auf Masse. Der Oszillator steuert das Gate 2 mit einer Signalspannung von Ueff = 2 V an. Wird eine bessere Mischverstärkung gewünscht oder soll mit geringerer Oszillatoramplitude gearbeitet werden, kann Gate 2 auf 2,5...4,5 V vorgespannt werden, was allerdings die Großsignaleigenschaften verschlechtert. Das Mustergerät produzierte praktisch keine Intermodulation, wenn z. B. 50 kHz und 100 kHz außerhalb des Empfangskanals Signale mit je 100 mV anlagen. Durch Reduzierung der Eingangsverstärkung ist natürlich eine Verbesserung möglich, allerdings auf Kosten der Empfindlichkeit.

Als Zf-Filter wurde im Mustergerät ein übliches Quarzfilter eingesetzt. Wichtig ist, daß es die für das zu empfangende Signal nötige Bandbreite hat. Die Leiterplatte wurde für ein Standard-Filter ausgelegt. Es besitzt normalerweise eine Impedanz von 470 Ω/25 pF und eignet sich für den Ausgang von T 3 sowie den Eingang des SL 664. Natürlich können auch andere Filter, wie z. B. der Typ XF 10,7/S 96 von KVG (s.o.), eingesetzt werden. Verwendet man allerdings Filter mit anderen Impedanzen, können Probleme mit der Anpassung entstehen, da zwar C 14 und C 17 entsprechend geändert werden können, für R 3 und R 8 aber kein Wert über 820 Ω eingesetzt werden darf, ohne nicht die Funktion von T 3 und IC 1 zu verschlechtern. Werden R 3 und R 18 andererseits verringert, geht die Verstärkung wesentlich zurück.

Vom Filter gelangt das Signal auf den Vorverstärkereingang (Pin 16) von IC 1. Der Vorverstärker des SL 664 hat eine Verstärkung von 46 dB, die Ausgangsimpedanz ist 330 Ω und paßt somit genau mit den handelsüblichen Keramik-Zf-Filtern zusammen; diese sind ja in FM-Rundfunkgeräten allgemein üblich. Dieses Filter liegt zwischen dem Vorverstärker-Ausgang (Pin 18) und dem Eingang des eigentlichen Zf-Verstärkers (Pin 14). Über R 7 und R 8 wird – vom eigenen Ausgang – die nötige Vorspannung für den Vorverstärker erzeugt. R 8 bestimmt die Eingangsimpedanz des SL 664 und C 18 entkoppelt diese Vorspannungserzeugung. Entsprechend bewirken R 9 und C 25 Vorspannungserzeugung und Entkopplung bzw. Anpassung für den Haupt-Zf-Verstärker.

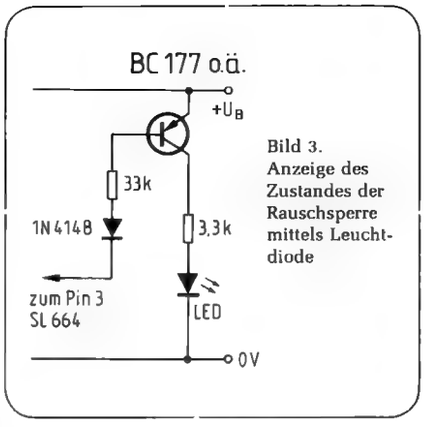


Bild 3. Anzeige des Zustandes der Rauschsperre mittels Leuchtdiode

Für das Filter F 2 genügt ein preiswertes Keramikfilter (z. B. SFE 10,7 MA) vollauf, da ja F 1 die eigentliche Selektion bestimmt. F 2 dient nur zur Begrenzung der Rauschbandbreite. Der eigentliche ZF-Verstärker hat ca. 60 dB Verstärkung, woraus für den SL 664 eine Empfindlichkeit von ca. 10 µV resultiert. Allerdings bedingen eine so hohe Verstärkung und Empfindlichkeit eine sorgfältige Entkopplung (C 19, C 20).

Auf den Zf-Verstärker folgt nun der Quadratur-Demodulator und die Rauschsperre (Squelch). Die Rauschsperre wird beim SL 664 vom Träger gesteuert und mittels P 1 eingestellt. Da das Rauschsperrensystem sehr stabil ist, wurde P 1 zum Einbau in die Leiterplatte vorgesehen; er wird einmalig eingestellt.

R 11 bestimmt die Hysterese der Rauschsperre (also die Größe, um die das Eingangssignal absinken muß, um die Nf-Stufen wieder abzuschalten). Mit R 11 = 390 kΩ ist die Hysterese bei 8 V Versorgungsspannung ca. 7...9 dB. Mit R 11 = 1,5 MΩ werden ca. 4...6 dB erreicht. Die Rauschsperre steuert sowohl den Detektor als auch die Nf-Stufen. Ohne Signal werden diese ausgeschaltet, wodurch die Stromaufnahme von IC 1 auf ca. 3,5 mA sinkt. „Eingeschaltet" steigt der Stromverbrauch auf ca. 8 mA plus dem Verbrauch der Nf-Endstufe je nach Lautstärke.

Pin 3 kann zur Anzeige des Zustandes der Rauschsperre verwendet werden. Ohne Eingangssignal ist der Ausgang dann max. auf 1,5 V, mit Signal min. 4,5 V. Über einen Treiber (*Bild 3*) kann hier z. B. eine Leuchtdiode angeschlossen werden. C 26 an Pin 3 verhindert ein „Flattern" der Rauschsperre bei schneller Änderung des Eingangssignals.

Der Demodulator ist mit Ausnahme des Quadraturkreises voll integriert. Im Mustergerät wurde eine FM-Zf-Spule Typ TOKO 854402 SEJ eingesetzt. Hier ist der Kondensator abstimmbar. Die Spule zwischen Pin 4 und Pin 5 befindet sich in einem Abschirmbecher. Natürlich ist jede andere Anordnung, als der genannte Typ einsetzbar. Die speziellen Eigenschaften des SL 664 in bezug auf die Demodulation wurden bereits erwähnt. Mit der angegebenen Beschaltung kann bei nur 2 kHz Hub leicht ein Signal-/Rauschabstand von 50 dB erreicht werden. Um gleiche Eigenschaften mit ähnlichen Schaltkreisen zu erreichen, müßte sonst entweder ein teurer Quarz als Quadraturelement eingesetzt oder auf eine Zf von 455 kHz übergewechselt werden (Doppelsuper).

Das gewonnene Zf-Signal gelangt nun über den Lautstärkeeinsteller auf die Nf-Endstufe. C 28 siebt noch evtl. verbleibende Hf aus, C 29 ist der Koppelkondensator zur Nf-Endstufe. Die Verstärkung des Vorverstärkers und somit die Lautstärke wird durch P 2 beeinflußt (größter Widerstandswert entspricht voller Lautstärke), P 2 ist nicht zum Einbau in die Leiterplatte vorgesehen.

Der Arbeitspunkt der Nf-Endstufe wird mittels R 16 und R 13 eingestellt. R 14, R 15 mit C 30 bewirken eine Gegenkopplung. Die Nf-Verstärkung kann mittels R 14 geändert werden, dieser darf aber nicht kleiner als 1,2 kΩ sein (= max. Ausgangsleistung), sonst wird der Schaltkreis überlastet. An den Ausgang kann direkt ein 8-Ω-Lautsprecher angeschlossen werden (über C 24). Die Ausgangsleistung ist maximal 200 mW (bei 8 V Versorgungsspannung). Um Hf-Instabilität vorzubeugen, ist der Ausgang noch mit C 23 entkoppelt.

Der Empfänger arbeitet mit einer Versorgungsspannung von 11...15 V. IC 2 ist ein 8-V-Regler und versorgt das IC SL 664. An einigen Stellen der Leiterplatte sind die Versorgungsspannungen gegen Masse entkoppelt (C 10, C 31, C 22, C 21). Ist der Innenwiderstand der Spannungsquelle höher als einige Ohm, sollte diese zusätzlich noch mit einem Elektrolytkondensator von wenigstens 220 µF entkoppelt werden.

(Schluß folgt)

Ing. (grad.) Conrad Hoesle

Digital-Multimeter mit LCD-Anzeige

2. Teil

Der erste Teil des Beitrages behandelte die Schaltung und die Funktionsweise des Digital-Multimeters. Hier folgen nun die Beschreibung des mechanischen Aufbaus und des Abgleichs des Gerätes sowie Tips für den Nachbau.

Mechanischer Aufbau

Bild 7 zeigt die Platine, *Bild 8* den Bestückungsplan. Der Aufbau der Schaltung ist unkritisch. Dank der geringen Abmessungen sowohl des Grundbausteins als auch der Wandlerschaltung kann das Gerät auf engstem Raum aufgebaut werden. Allerdings ist auf genügend Einbautiefe für S 1 und S 2 zu achten. Die Meßwiderstände sind direkt an die Kontakte von S 2 zu löten, ebenfalls der Trennkondensator an S 3. Der Verfasser verwendete ein Teko-Pultgehäuse mit den Frontplattenabmessungen 9,5 cm × 16 cm und 5 cm Höhe an der höchsten Stelle. Die Befestigungslöcher in der Wandlerplatine sind für dieses Gehäuse gedacht, sie kann direkt an den vorgesehenen Punkten am Boden mit Blechschrauben befestigt werden. Die Potentiometer zum Abgleich sind alle auf einer Seite der Platine angebracht, so daß sie durch Bohrungen in der Gehäusewand leicht erreichbar sind. Die Drahtverbindungen sollten so kurz wie möglich gehalten werden und einen ausreichenden Querschnitt haben.

Abgleich des Gerätes

Ω-DC-Wandler

Bei kurzgeschlossenen Meßklemmen ist mit P 2 der Nullpunkt einzustellen, dann wird ein bekannter Widerstand (z. B. 0,5 %) an die Eingangsklemmen gelegt und mit P 1 die Anzeige eingestellt. Je näher der für die Eichung verwendete Widerstand am Meßbereichsende liegt, desto besser ist die Genauigkeit der Einstellung. Welcher Meßbereich verwendet wird, ist unerheblich.

AC-DC-Wandler

Der Abgleich ist sehr einfach: Eine bekannte Sinusspannung mit einer Frequenz zwischen 50 Hz und 1000 Hz wird an die Eingangsklemmen gelegt und P 3 auf die richtige Anzeige abgeglichen. Im Notfall tut's provisorisch auch die Netzspannung. (2000-V-Bereich einschalten! Genauigkeit hier etwa ±5 %.)

T-DC-Wandler

Dies ist der schwierigste Abgleich, weil es nur zwei leicht „beschaffbare" Temperaturen mit guter Genauigkeit gibt, wenn man kein geeichtes Ther-

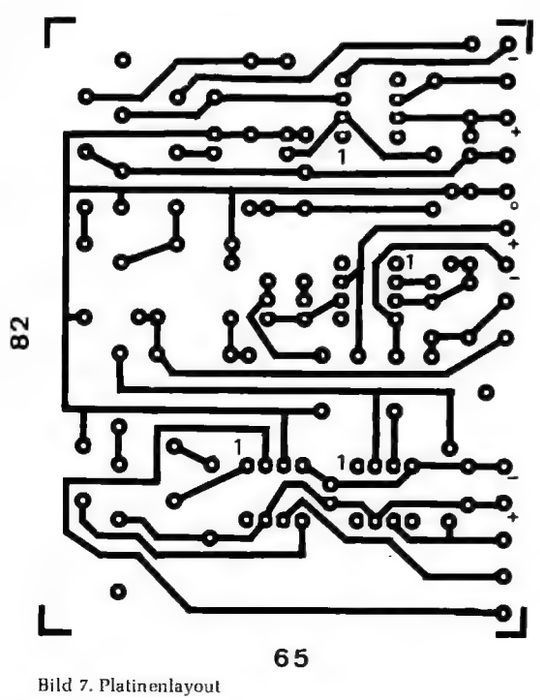


Bild 7. Platinenlayout

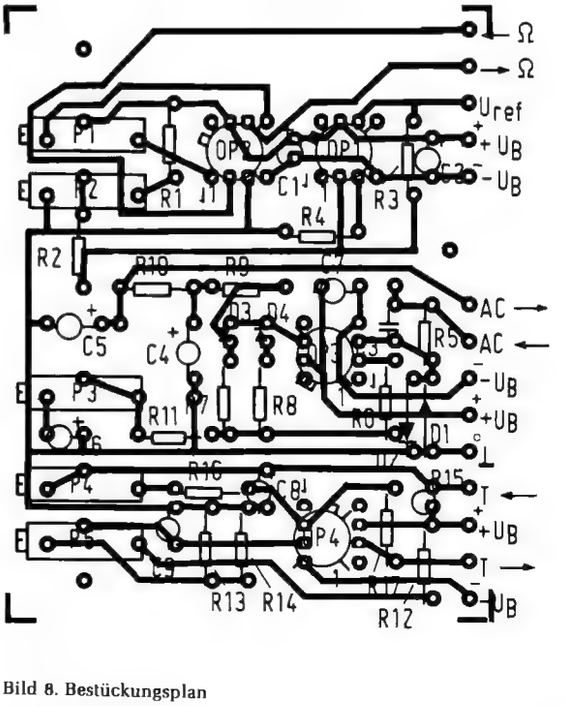


Bild 8. Bestückungsplan

mometer besitzt: schmelzendes Eis und kochendes Wasser. Der Temperaturfühler muß für diese Eichung wasserfest und hitzebeständig sein. Für die Null-Grad-Einstellung nimmt man einen Becher mit Eiswürfeln, die in Wasser schwimmen (wenig Wasser, viel Eis!). Die Mischung sollte einige Minuten stehen, und der Fühler soll einige Minuten eintauchen, sonst ist keine stabile und genaue Anzeige zu erwarten. Dann wird mit P 4 der Nullpunkt eingestellt. Anschließend taucht man den Fühler in kochendes Wasser und gleicht, nachdem die Anzeige zur Ruhe gekommen ist, mit P 5 die Anzeige auf 100° ab. Das Ganze ist mehrere Male zu wiederholen, da sich die Einstellungen von P 4 und P 5 gegenseitig beeinflussen. Es ist so lange wechselseitig abzugleichen, bis sich die Werte nicht mehr ändern. Das Ganze ist ein ziemliches Geduldspiel und wegen des kochenden Wassers auch nicht gerade angenehm. Die Anzeigegenauigkeit und Linearität wurde vom Verfasser mittels eines geeichten Thermometers mit 0,1-Grad-Unterteilung überprüft und für gut befunden. Die Abweichung beträgt maximal ±0,1 Grad! Die Stellung des Bereichschalters hat auf die Temperaturmessung keinen Einfluß, außer daß u. U. der Dezimalpunkt nicht an der richtigen Stelle erscheint. S 2 sollte daher auf 0,2 oder 200 stehen. Die Stellung des AC-DC-Umschalters ist beliebig.

Tips für den Nachbau

Es gibt in der gesamten Schaltung nur drei Widerstände, deren Stabilität keinen Einfluß hat, daher sollte man ausschließlich Metallschicht-Widerstände mit 1/4 W Belastbarkeit verwenden. Alle Trimmpotis sollten 10...15-Gang-Spindeltrimmer sein. Die Werte von R 13 und R 14 im Temperatur-Wandler sind abhängig vom verwendeten Transistor, ihr Wert ist also unter Umständen zu korrigieren. Der Verfasser verwendete einen BC 109 C. Auf der Platine ist Platz für zwei Widerstände, so daß man hier auch andere Werte verwenden kann. Nimmt man für P 5 ein 500-Ω-Poti und statt R 13 und R 14 einen 510-Ω-Widerstand, so ist der Abgleich einfacher, aber nicht so feinfühlig.

Die Werte der Kondensatoren in der Schaltung sind unkritisch, Abweichungen von den angegebenen Werten nach oben oder unten sind durchaus zulässig. Die Platine ist für die Aufnahme von MKH-Typen bzw. Tantal-Elkos vorgesehen. Größere Bauformen sind zu vermeiden.

Beim Aufbau der Schaltung ist auf eine kurze Leitungsführung nur bei der Zuleitung des Meßsignals zum AC-DC-Wandler zu achten. Alle anderen Leitungen sind unkritisch. Allerdings sollte man bei der Leitungsführung für die Dezimalpunktumschaltung darauf achten, daß diese Leitungen, die Wechselspannung führen, nicht in der Nähe der Eingangszuleitungen zu den Wandlern oder zum Grundbaustein geführt werden. Beim Mustergerät zeigte sich eine darauf basierende Einstreuung in den Ω-DC-Wandler. Im 20-MΩ-Meßbereich sollte man, wenn es geht, auf Meßleitungen verzichten und die zu messenden Widerstände direkt an die Meßbuchsen klemmen, da sonst eine unruhige Anzeige auftreten kann. Eine andere Lösung wäre, abgeschirmte Meßleitungen zu verwenden.

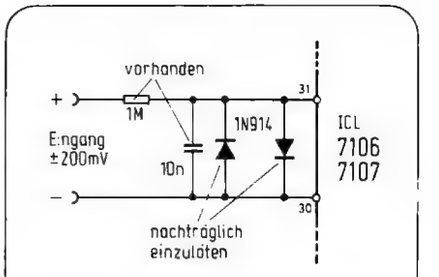


Bild 9. Schaltungsdetail des Grundbausteins mit den nachträglich einzulötenden Schutzdioden

Der DVM-Grundbaustein

Das LCD-Display ist sehr bruchempfindlich, der Verfasser hat diese Erfahrung leider am eigenen Display machen müssen. Es sollte also geschützt eingebaut werden. (Kosten für den Ersatz: ca. DM 30,– und Einbauzeit!)

Der Eingang des Grundbausteins ist gegen Überspannung nur bis zur Höhe der Betriebsspannung geschützt. Was darüber geht, ist von Übel! Dagegen hilft der Einbau von zwei Schutzdioden, wie in *Bild 9* dargestellt. Dadurch ändert sich jedoch die Anzeige etwas. Das kann man aber korrigieren, indem man folgendermaßen vorgeht: Man mißt eine gut konstante Spannung, die in der Nähe von 200 mV liegen sollte, vor dem Einbau der Dioden. Nach dem Einbau mißt man wieder und gleicht mit dem auf dem Grundbaustein vorhandenen Trimmer wieder auf gleiche Anzeige ab.

Und wenn man nun schon ein Digital-Voltmeter hat? Nun, die Schaltung der Meßwandler ist nicht auf den Betrieb mit dem vom Verfasser verwendeten Grundbaustein beschränkt. Man kann z. B. auch das Digitalvoltmeter aus FUNKSCHAU 1978, Heft 8/9, damit anreichern, ebenso ein anderes DVM. Hat man z. B. ein Gerät mit 2 V Eingangsempfindlichkeit, so muß man R 1 und P 1 so ändern, daß sich am Schleifer von P 1 1 V einstellen läßt. Und bei der Temperaturmessung muß R 17 geändert werden, so daß sich eine Verstärkung von 5 ergibt. Man kann für R 17 1 MΩ einsetzen. Die Wirkung von P 4 und P 5 kehrt sich dann um, an P 5 wird der Null-Grad-Punkt und an P 4 die 100-Grad-Anzeige eingestellt.

Technische Daten

Anzeige: $3\,^1/_2$stellig, größte Anzeige ±1.999
Spannung:
DC: 5 Bereiche, Endausschlag jeweils ±0,2/2/20/200/2000 V,
Eingangswiderstand 10 MΩ, Genauigkeit 0,5 % + 1 Digit
AC: 5 Bereiche, Endausschlag jeweils 0,2/2/20/200/2000 V,
Eingangswiderstand 10 MΩ, Genauigkeit 1 % zwischen 10 und 5000 Hz im kleinsten Meßbereich
Strom:
DC: 5 Bereiche, Endausschlag jeweils ±0,2/2/20/200/2000 mA,
Eingangswiderstand 50 Ω/mA, Genauigkeit 0,5 % +1 Digit
AC: 5 Bereiche, Endausschlag jeweils 0,2/2/20/200/2000 mA,
Eingangswiderstand 50 Ω/mA, Genauigkeit 1 % zwischen 10 und 5000 Hz
Widerstand:
6 Bereiche, Endausschlag jeweils 0,2/2/20/200/2000 kΩ/20 MΩ,
Genauigkeit 0,5 % +1 Digit, Meßspannung max. 200 mV, + an roter Klemme
Temperatur:
1 Bereich, –50...+150 Grad Celsius, Auflösung 0,1 Grad, maximale Abweichung ±0,1 Grad

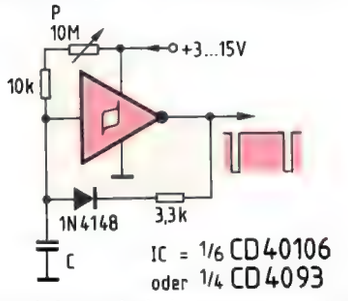
Verwendete Spezialteile

1 St. DVM-Grundmodul mit ICL 7106 und FK-Anzeige
2 St. Meßwiderstandsketten, Toleranz 0,5 %, Werte: 9 MΩ, 900 kΩ, 90 kΩ, 9 kΩ, 900 Ω, 9 Ω, 0,9 Ω, 0,1 Ω
(Helmut Stache-Elektronik, Helmholtzstr. 2–9, Postfach 12 77 65, 1 Berlin 10,
oder OK-Elektronik, Postfach 2765, 45 Osnabrück)

Wichtig ist nur, daß zwischen positiver Versorgungsspannung und negativem Eingang des DVM, also Schaltungsmasse, 3 V konstant gehalten werden. Die Versorgungsspannung sollte jedoch nicht unter 6 V liegen. Für Geräte mit +5 V Versorgungsspannung braucht man also noch eine 9-V-Batterie. Die Pluspole werden parallel geschaltet, der Minuspol der Batterie an die Minuseingänge der Wandlerschaltungen gelegt. Schaltungsmasse ist auf jeden Fall der Minus-Eingang des DVM. Hat man hier eine andere Spannung, so müssen R 1, P 1, R 12, P 5, R 13, R 14 und R 15 entsprechend geändert werden. Ein Anhaltspunkt: Durch den Temperaturfühlertransistor sollten ca. 500 µA fließen. An P 5 muß die gleiche Spannung eingestellt werden können, die am Temperaturfühler abfällt. An P 1 muß eine Spannung von ca. 100 mV bzw. 1 V einstellbar sein.

Impulsgenerator mit weitem Frequenzbereich

Mit minimalem Aufwand, nämlich einem CMOS-Schmitt-Trigger und einigen passiven Bauelementen, können Rechteckimpulse konstanter Dauer erzeugt werden. Mit einem Potentiometer, im *Bild* mit P bezeichnet, läßt sich der Impulsabstand im Bereich 1:1000 verstellen. Die Speisespannung kann 3...15 V betragen, sie beeinflußt etwas die Impulsdauer und die Frequenz. Bei einem Kondensator von 10 nF ergibt sich z. B. eine Impulsbreite von 10 bis 20 µs, während der Impulsabstand von 30...40 µs bis etwa 30...50 ms einstellbar ist. Wenn man den Ausgang mit einem Flipflop verbindet, erhält man ein Tastverhältnis von exakt 0,5 bei halber Ausgangsfrequenz. Am Kondensator liegt eine saubere Sägezahnspannung, die über einen FET als Sourcefolger (Impedanzwandler) ebenfalls entnommen werden kann. Ha.



Diese Schaltung erlaubt die Erzeugung von Impulsen konstanter Breite in einem Frequenzbereich von 1 : 1000

Schaltungskniff

Elektronischer Tastensatz

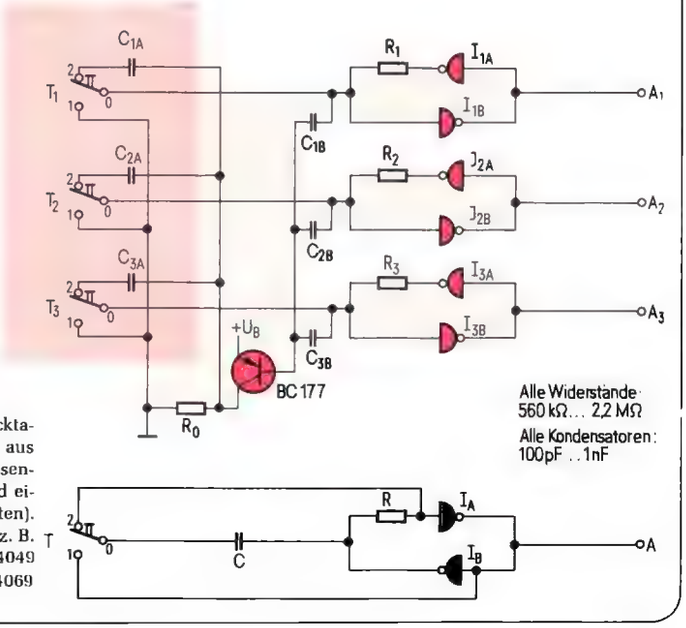
Drucktastensätze sind mit einigen Nachteilen behaftet. Sie nehmen relativ viel Raum ein, ihre Verdrahtung wirft bisweilen Probleme auf, und ihre elektrischen und mechanischen Eigenschaften sind sehr störanfällig. Besonders in Nf-Verstärkern usw. machen sich diese Nachteile durch Schaltknacken, Brummen und Übersprechen bemerkbar.

Diese Schwierigkeiten werden durch eine Tipptastenelektronik vermieden, die hier (*Bild*) am Beispiel von drei Tasten mit gegenseitiger und einer Taste mit Einzelauslösung gezeigt werden soll. Ist zum Beispiel Ausgang A_3 eingeschaltet (H) und es soll auf Ausgang A_1 umgeschaltet werden, so geschieht folgendes: Durch Drücken von T_1 wird der Eingang von I_{1B} auf Masse gelegt. An seinem Ausgang erscheint damit H.I_{1A} sorgt über R_1 dafür, daß auch nach Loslassen von T_1 dieser Zustand beibehalten wird. Gleichzeitig erhält die Basis des Transistors über C_{1B} einen negativen Impuls. Dadurch liegt kurzzeitig an seinem Kollektor H, wodurch über C_{3A} Ausgang A_3 wieder auf L zurückgesetzt wird.

Betätigt man die Einzeltaste T, so lädt sich C auf das Ausgangspotential von I_A auf. Beim Loslassen gelangt dieses Potential auf den Eingang von I_A. Dadurch wird eine Invertierung des Ausgangszustandes erreicht, der über I_B und R beibehalten wird.

Die Ausgänge können direkt elektronische Schalter (z. B. 4016, 4066) schalten. Bei anderen Belastungen ist der maximale Ausgangsstrom des verwendeten Inverters zu beachten. Die Werte der Bauteile sind nicht kritisch, es kann jedoch bei Verwendung von mehr als drei Tasten nötig werden, die Kondensatoren C_{nA} gegenüber C_{nB} auf minimal $^1/_{10}$ zu verkleinern. Die Betriebsspannung sollte zwischen 6 V und 15 V liegen.

Hans-Jürgen Brede



Elektronischer Drucktastensatz, bestehend aus drei gegenseitig auslösenden Tasten (oben) und einer Einzeltaste (unten). Als Gatter eignen sich z. B. die CMOS-ICs 4009, 4049 oder 4069

Reinhard Wiesemann

Alarmzentrale – preisgünstig und doch komfortabel

Die hier vorgestellte Alarmzentrale kann mit beliebig vielen Ruhekontakt-Alarmschaltern verbunden werden, die an Türen oder Fenstern angebracht sein können. Die Alarmabgabe beschränkt sich auf etwa 90 Sekunden. Die Bedienung erfolgt über einen Schlüsselschalter, wobei für das Ein- und Ausschalten Verzögerungszeiten wirksam sind.

Alarmanlagen bestehen im allgemeinen aus drei Komponenten: den Alarmmeldern (z. B. Ultraschallbewegungsmelder, Lichtschranken, Kontakte, die an Türen, Fenstern usw. angebracht werden), der Zentrale und einem oder mehreren Alarmgebern (Sirenen, Blinklichter u. ä.). Dabei übernimmt die Zentrale die gesamte Steuerung der Anlage und muß dazu, wenn es sich um eine auch nur halbwegs komfortable Anlage handelt, verschiedene Funktionen erfüllen, die sie oft zum kompliziertesten und teuersten Teil der gesamten Alarmanlage machen. Solche Zentralen sind schon mehrfach beschrieben worden – im Unterschied zu diesen meist sehr aufwendigen Geräten zeichnet sich die hier vorgestellte Anlage durch den ungewöhnlich einfachen und preiswerten Aufbau aus, der jedoch nicht auf Kosten der gebotenen Möglichkeiten geht.

Aufgaben einer Alarmzentrale

Die Zentrale wertet in einer Alarmanlage die von den Meldern kommenden Informationen aus und schaltet die Alarmgeber ein und aus. Sämtliche Alarmmelder sind dazu in einer Ruhestromschleife hintereinandergeschaltet – zur Alarmgabe muß dieser Ruhestromkreis durch mindestens einen Melder unterbrochen werden (*Bild 1*). Die Zentrale registriert, daß durch diese Unterbrechung kein Strom mehr fließt und schaltet den Alarmgeber ein, wenn sie selbst „scharfgeschaltet" ist (Alarmbereitschaft). Damit die lieben Nachbarn sich nicht tagelang an dem nun einsetzenden Sirenengeheul erfreuen müssen, begrenzt die Zentrale die Alarmgabe auf eine Zeit von etwa 90 s, in der ein Einbrecher wahrscheinlich das Weite gesucht haben wird. Außerdem wird die gesamte Anlage auch in der Zentrale ein- und ausgeschaltet. Dabei ist es bei der Bedienung des Geräts notwendig, daß sich die Anlage beim Scharfschalten nicht direkt einschaltet, so daß man während einer Verzögerungszeit die Möglichkeit hat, den geschützten Bereich ohne Alarm auszulösen zu verlassen (Einschaltverzögerung). Auch das Ausschalten der Anlage darf nicht sofort geschehen, da sonst ein Einbrecher die Möglichkeit hat, solange am dafür bestimmten Schloß zu probieren, bis er zum Erfolg gekommen ist. Die Ausschaltverzögerung bewirkt hier, daß auch dann, wenn der richtige Schlüssel steckt, die Anlage nicht sofort abgeschaltet wird – dadurch probiert der Eindringling weiter und merkt gar nicht, daß er den richtigen Schlüssel schon hatte.

Die Stromversorgung der Zentrale muß netzunabhängig sein, damit auch bei (beabsichtigtem oder zufälligem) Netzausfall eine Alarmgabe sichergestellt ist.

Die Schaltung

Bild 2 zeigt den kompletten Schaltplan einer Zentrale, die alle obengenannten Funktionen erfüllt. Die Stromversorgung erfolgt im Ruhezustand, wenn Netzstrom vorhanden und kein Alarm gegeben wird, durch ein kleines Steckernetzteil, wie es von Taschenrechnern her bekannt ist. Da die Anlage im Ruhezustand weniger als 2,5 mA verbraucht, reicht ein solches Netzteil aus. Als Notstromversorgung und bei Alarmgabe dient die eingezeichnete 9-V-Batterie. Sie wird nur dann entladen, wenn der Netzstrom ausfällt oder (weil die Sirene eingeschaltet ist) so viel Strom verbraucht würde, daß das kleine Steckernetzteil überlastet wäre. Die automatische Umschaltung zwischen beiden Spannungsquellen besorgen die Dioden D 2 und D 3. Sie bewirken, daß

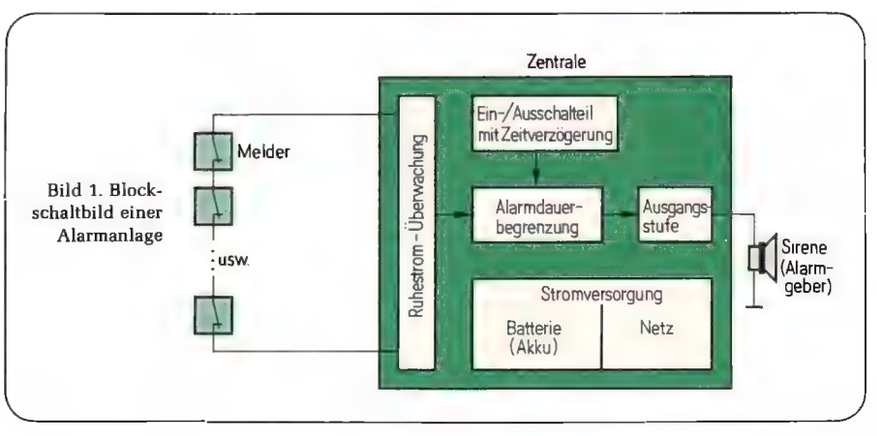


Bild 1. Blockschaltbild einer Alarmanlage

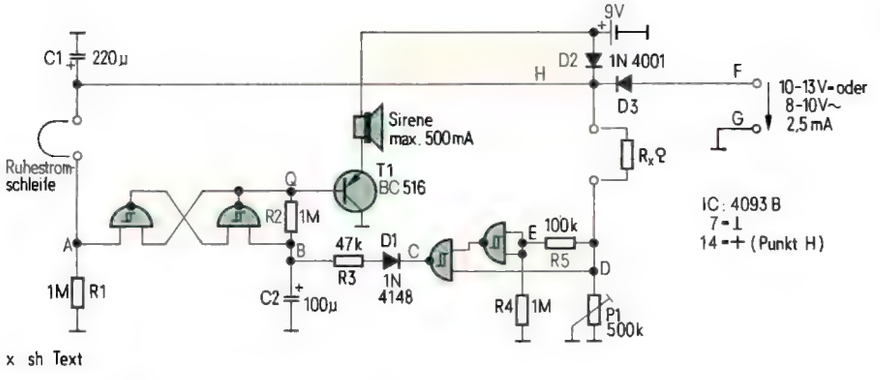


Bild 2. Der vollständige Schaltplan der Zentrale

zur Versorgung der Schaltung immer die Quelle herangezogen wird, die die größte Spannung liefert. Normalerweise ist dies der Netzadapter, sonst die Batterie. D 3 dient gleichzeitig als Gleichrichterdiode, wenn das Steckernetzteil einen Wechselspannungsausgang hat – in diesem Fall ist auch C 1 als Ladekondensator notwendig, sonst kann er entfallen.

Das eingesetzte IC beinhaltet vier NAND-Schmitt-Trigger, von denen zwei als RS-Flipflop geschaltet sind. Durch einen L-Pegel am Punkt A (Unterbrechung des Alarm-Kreises) wird, wenn Punkt B auf H liegt (Anlage eingeschaltet), der Ausgang Q zu L. Hieran ist der Ausgangstransistor T 1 geschaltet, der die Sirene treibt.

Der L-Pegel an Q bewirkt, daß C 2, der in dieser Schaltung als einziger zeitbestimmender Kondensator alle Verzögerungen aufbaut, über R 2 entladen wird (er war vorher geladen, da an Q nur dann L-Pegel erscheinen kann, wenn Punkt B auf H liegt). Sobald die Spannung an B unter die Schaltschwelle des Schmitt-Triggers sinkt, wird die Sirene abgeschaltet, weil Q nun H wird. Damit kann C 2 wieder über R 2 langsam geladen werden und die Anlage ist bereit, einen neuen Alarm zu geben, wenn die Schaltschwelle des Schmitt-Triggers an Punkt B überschritten ist. Liegt Punkt C auf L-Pegel (Anlage ist abgeschaltet), so wird C 2 über R 3 und D 1 entladen. R 3 bestimmt die Ausschaltverzögerung. Punkt C liegt dann auf L-Pegel, wenn die Spannung an Punkt D über der Schaltschwelle des Schmitt-Triggers und die an Punkt E darunter liegt.

Daher kann R_x hier die Funktion eines elektronischen Schlüssels übernehmen. Der Widerstand wird in einen kleinen Klinkenstecker eingebaut und P 1 so eingestellt, daß, wenn der richtige Widerstand steckt, an C ein L-Pegel vorliegt. Solange er steckt, ist die Anlage damit abgeschaltet. Im Gegensatz zu dem in Heft 1/1978 beschriebenen elektronischen Schloß, das auf dem gleichen Prinzip (Widerstand als Schlüssel) beruht, läßt sich der hier beschriebene Aufbau nicht mit einem Potentiometer überlisten, da vor dem Ausschalten eine relativ lange Verzögerungszeit vergeht. Für R_x sind Werte zwischen 1 kΩ und ca. 330 kΩ möglich – bei kleinen Werten (unter etwa 22 kΩ) ist es vorteilhaft, für P 1 einen 50-kΩ-Typ zu verwenden, da sonst das Einstellen dieses Trimmers zu kritisch ist. Je nachdem, wie klein R_x gewählt wird, muß man berücksichtigen, daß sich damit auch der Ruhestromverbrauch ändert und die angegebenen 2,5 mA überschreiten kann.

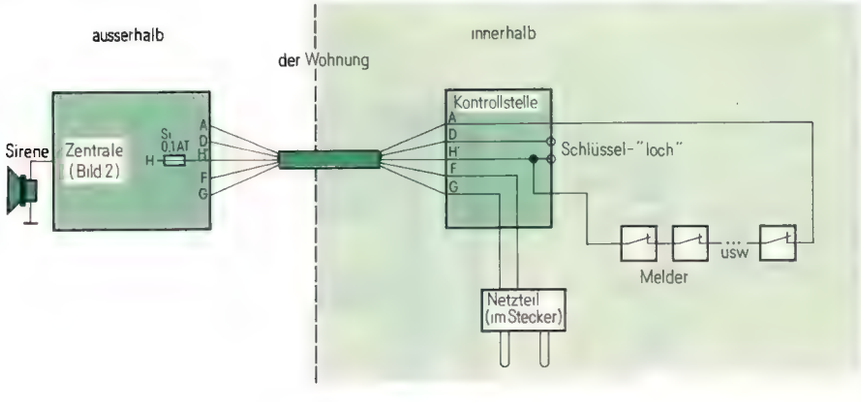


Bild 3. Vorschlag zum praktischen Aufbau. Die Zentrale wird unmittelbar neben der Sirene außerhalb der Wohnung an einem unzugänglichen Ort angebracht

Praktischer Aufbau

Da die Schaltung nur sehr wenige Bauteile benötigt, lohnt sich der Aufbau auf einer gedruckten Schaltung nicht. Hierfür eignen sich Lochrasterplatten wesentlich besser.

Durch die geringe Größe der Zentrale bietet es sich an, das Gerät in ein kleines Gehäuse einzubauen, das unmittelbar bei der Sirene untergebracht wird (dabei muß natürlich auf „wetterfesten" Aufbau des Gehäuses geachtet werden). Aus der Zentrale führt dann eine 5adrige Leitung in die Wohnung (*Bild 3*). Zwei Adern davon dienen dem Anschluß des Netzadapters (Punkte F und G), eine ist die gemeinsame positive Leitung (H) für den Alarmkreis und den „Schlüsselwiderstand", eine ist der andere Pol des Alarmkreises (Punkt A), und die letzte ist der andere Pol des Schlüssels (Punkt D). Alle Leitungen führen in der Wohnung in ein zweites, kleineres Gehäuse, das die Adern lediglich an Klinkensteckerbuchsen verteilt: eine für den Netzadapter, eine für den Alarmkreis und die letzte für den Schlüsselwiderstand. Durch diese „Kontrollstelle" ist die Zentrale vollständig fernsteuerbar und kann daher auch an unzugänglichen Stellen, z. B. auf dem Dach des Hauses, angebracht werden. Das Kontrollgerät selbst muß nicht weiter (vor Zerstörung) geschützt werden – zerstört man die zu ihm führende Leitung, so wird die Anlage eingeschaltet (weil damit auch R_x abgeklemmt wurde), der Ruhestromkreis unterbrochen (führt zur Alarmgabe) und der Netzadapter vom Gerät getrennt (hat keine Folgen für die Funktionsweise, da die Zentrale sofort auf Batteriebetrieb umschaltet).

Bedienungshinweise

Die gesamte Bedienung der Anlage erfolgt über den Schlüsselschalter am Kontrollgerät – hierfür empfiehlt es sich, pro Familienmitglied einen Schlüssel anzufertigen. Solange ein Widerstands-Schlüssel steckt, ist die Anlage (nach der Ausschaltverzögerung) abgeschaltet. Wird der Schlüssel abgezogen, so hat man noch während der Einschaltverzögerung Zeit, den gesicherten Bereich zu verlassen. Danach sollte man im Interesse guter nachbarlicher Beziehungen davon Abstand nehmen, eine gesicherte Tür, Fenster

o. ä. zu öffnen, bevor die Anlage abgeschaltet wurde (man achte auf die Ausschaltverzögerung!). Vor dem Einschalten sollte man sich vergewissern, daß der Alarmkreis tatsächlich an keiner Stelle unterbrochen ist – sonst ertönt nach der Einschaltverzögerung Sirenengeheul. Als Abhilfe kann man im Kontrollgerät ein µA-Meter einbauen, das in den Alarmkreis geschaltet wird. Sobald alle Kontakte im Kreis geschlossen sind, schlägt der Zeiger aus ($I \approx 10\ \mu A$). ■

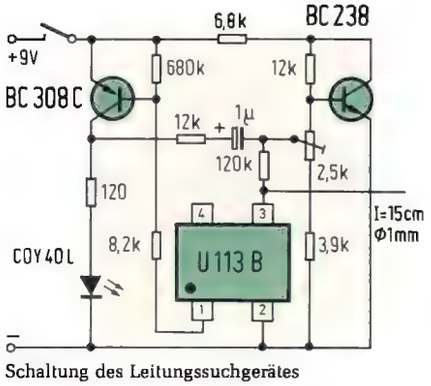
Einfaches Leitungssuchgerät

Der Berührungsschalter U 113B eignet sich vorzüglich zum Aufspüren von wechselspannungsführenden Leitungen. Durch den geringen Sensoreingangsstrom von weniger als 2 µA wird dabei eine große Empfindlichkeit erreicht. Die Ankopplung an das Wechselfeld, das eine stromdurchflossene Leitung umgibt, erfolgt über eine etwa 15 cm lange „Antenne".

Zusammen mit dem Transistor BC 308 arbeitet der U 113B als retriggerbares Monoflop. Der Transistor BC 238 dient als Referenzspannungsquelle; damit werden Spannungsschwankungen der Batterie kompensiert.

Nach dem Einschalten wird mit dem 2,5-kΩ-Potentiometer die maximale Empfindlichkeit eingestellt, d. h. die Leuchtdiode soll gerade noch nicht leuchten oder blinken; erst bei Annäherung an eine spannungsführende Leitung beginnt sie zu blinken. Durch Reduzieren der Ansprechempfindlichkeit läßt sich die Lage der Leitung genau orten. Die Empfindlichkeit ist am größten, wenn Leitung und Antenne zueinander parallel liegen.

(Nach Unterlagen der Fa. AEG-Telefunken)



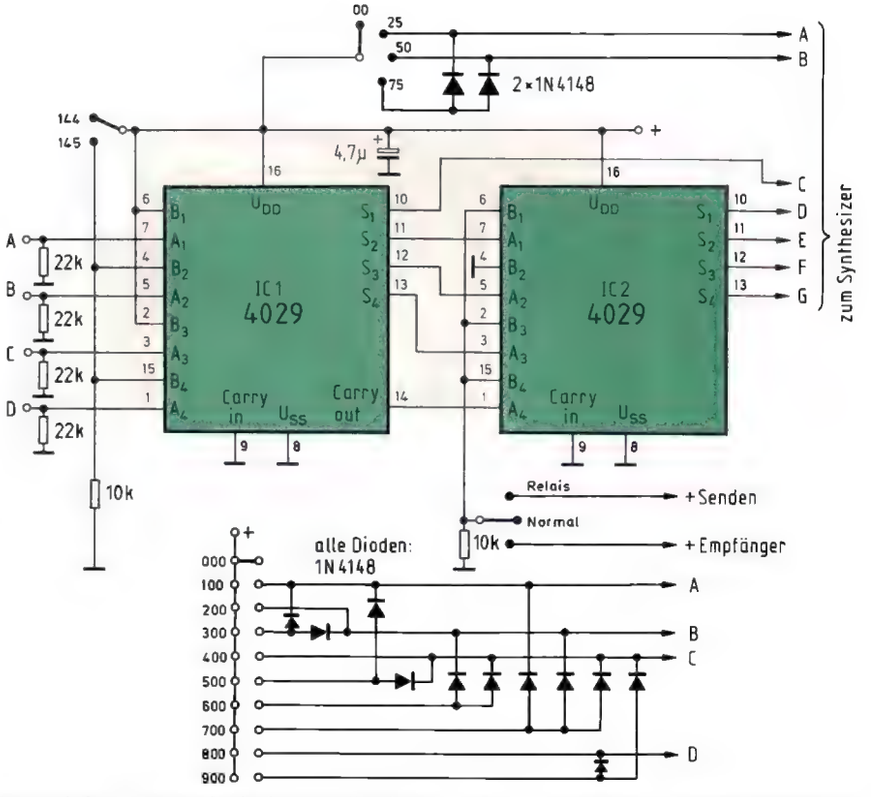
Schaltung des Leitungssuchgerätes

„Echte" Frequenzeinstellung beim 2-m-Synthesizer

In FUNKSCHAU 1976, Heft 18, und 1977, Heft 2, war ein 2-m-FM-Handfunksprechgerät mit 80-Kanal-Synthesizer als Bauanleitung beschrieben. Da die dort verwendete Schaltungstechnik immer noch aktuell ist, sei hier eine alternative Möglichkeit der Frequenzeinstellung beschrieben – die ursprünglich vorgesehenen BCD-Codierschalter ließen nur die Einstellung der Kanalnummern (20...99 entsprechend 144,0...145,975 MHz) zu. Das *Bild* zeigt eine Alternative:

Die Einstellung erfolgt mit drei Schaltern (10 Schritte à 100 kHz und vier Schritte zu 00, 25, 50 und 75 kHz. Wenn die Schalter mit entsprechenden, teilweise abgedeckten Skalen versehen werden, kann die eingestellte Frequenz direkt abgelesen werden. Für den Betrieb über Relais wurde nur eine feste Shift von 600 kHz vorgesehen, die auch invers möglich ist. Die programmierbaren Teiler 4029 werden dazu als Binärstatt als BCD-Zähler betrieben. Dies ermöglicht man durch Anschließen von Pin 9 an V_{DD} statt an V_{SS}. Man hat jetzt die Möglichkeit, an den insgesamt acht Programmeingängen A bis H 256 Kombinationen einzustellen. Da die höchste Kanalzahl im 2-m-Band 99 ist, wird Eingang H direkt geerdet. Die Eingänge A und B werden mit dem Schalter für die letzte Stelle aktiviert. Für die 100-kHz-Schritte werden in einem IC 4008 E + C = 20 zum eingestellten Schritt im Binärcorde, der den Stellen C bis F zugeordnet ist (entspr. 0, 4, 8 bis 28, 32, 36), addiert. Im gleichen IC werden D + F = 40 für die MHz-Stelle addiert. Am Ausgang dieses IC stehen also die Zahlen 20...96 in Abständen von 4 im Binärcode zur Verfügung. In einem weiteren 4008 werden für Relaisbetrieb D + F + G = 104 = 128 – 24 addiert. Die Information für die 100-kHz-Schritte kann entweder einem BCD-Schalter oder einem Schalter 1 aus 10 mit nachgeschalteter Diodenmatrix entnommen werden.

Ludwig v. Zech



Diese Schaltung gestattet das direkte Einstellen der Frequenz am 2-m-Synthesizer. Die 100-kHz-Stelle wird entweder mit einem BCD-Schalter oder auch, wie unten gezeigt, mit einem 10stufigen Drehschalter und einer Diodenmatrix ausgewählt

Platine für das Bandzählwerk

Unser Leser Klaus Reißig in Berlin entwickelte für das in Heft 21/1978 auf Seite 1054 beschriebene Bandzählwerk für Kassettenrecorder eine kleine Platine. Dabei wurde gleichzeitig die Stellenzahl der Anzeige auf vier vergrößert. Eine neu hinzugekommene Standby-Schaltung sorgt dafür, daß auch bei Netzausfällen oder beim Abschalten des Bandgerätes der momentane Zählerstand nicht verlorengeht; dies machen drei 1,5-V-Trockenbatterien als „Notstromversorgung" möglich, die eine fast unbegrenzte Lebensdauer haben, da die Anzeige bei Batteriebetrieb abgeschaltet wird und die Schaltung dann einen kaum noch meßbaren Strom aufnimmt. *Bild 1* zeigt die dafür erforderliche kleine Zusatzschaltung; sie findet auf der Platine (*Bild 2*) leicht Platz. *Bild 3* gibt den Bestückungsplan wieder. Dabei ist zu beachten, daß man zweckmäßigerweise zunächst die Brücken unter den ICs einlötet, bevor man die Bauteile bestückt.

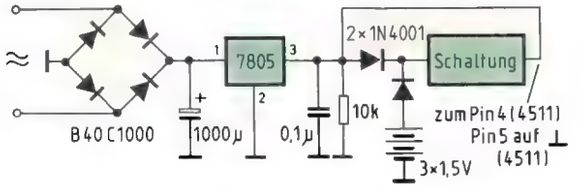


Bild 1. Zusätzlich erforderliche Schaltung für die „Notstromversorgung" mit zwei oder drei Trockenzellen

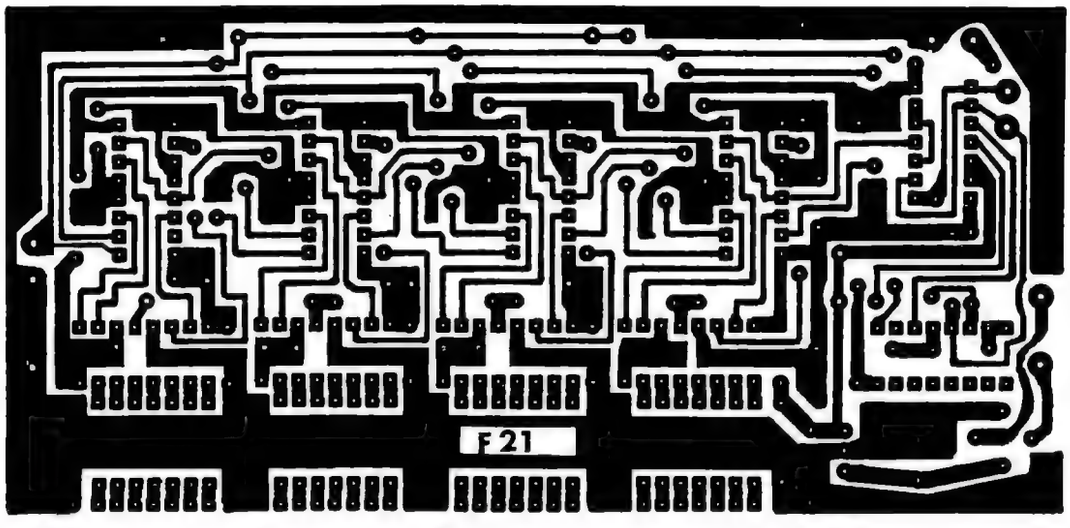


Bild 2. Platinen-Layout für das Bandzählwerk

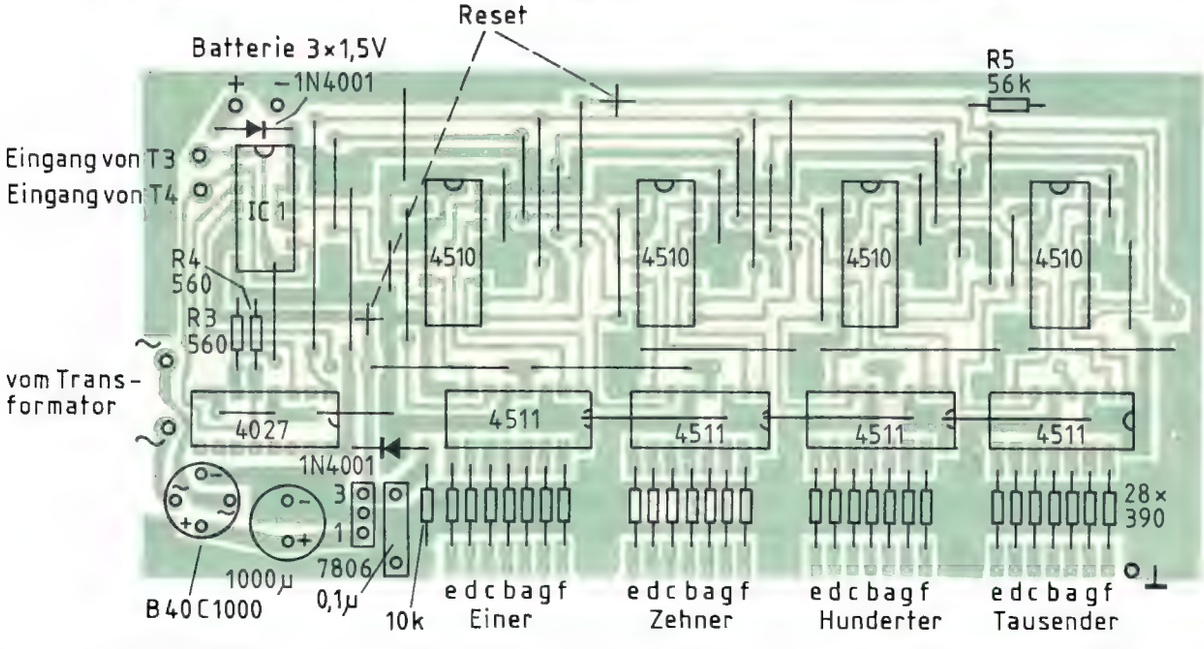


Bild 3. Bestückungsplan. Beim Einlöten der Bauelemente beginnt man sinnvollerweise mit den Drahtbrücken, die zum Teil unter den ICs liegen

Ing. (grad.) Anton Kussmaul

2-m-Empfänger mit dem IC SL 664

2. Teil

Der 2. Teil dieses Beitrags über einen UKW-Empfänger befaßt sich mit dem mechanischen Aufbau und dem Abgleich. Mit einer elektronischen Quarzumschaltung ergibt sich eine Kanalerweiterung.

Der mechanische Aufbau

Das Mustergerät wurde auf einer doppelt kaschierten Leiterplatte aufgebaut. Dies wird unbedingt empfohlen. Da es aber dem Amateur selten möglich ist, durchkontaktierte Leiterplatten anzufertigen, wurde die Schaltung so ausgelegt, daß auf der Bauteileseite nur eine zusätzliche Massefläche ist. Beim Aufbau müssen dann aber Bauteile, die auf Masse liegen, beidseitig eingelötet werden.

Bild 4 zeigt die Platinen-Lötseite, *Bild 5* die Leitungsführung. Das gewählte Leiter-Bild gewährleistet minimale induktive Verkoppelungen und ist leicht zu bestücken. Alle Bauteile sollen so dicht wie möglich auf die Leiterplatte gelötet werden. *Bild 6* zeigt die Bauteile-Seite, also die Massefläche. Alle Widerstände haben $^1/_8$ W.

Der Abgleich

Mittels Signalgenerator, Oszillograf und Hf-Voltmeter ist der Abgleich sehr einfach. Zunächst wird L 5 so eingestellt, daß die Schwingungsamplitude so groß wie möglich ist und der Oszillator sicher anschwingt. Der Tastkopf sollte am Drain-Anschluß von T 3 angelegt werden, um den Schwingkreis nicht zu verstimmen bzw. zu belasten. Unter Betrachtung des Signals am gleichen Punkt werden L 1...L 4 ebenfalls auf Maximum abgeglichen. (Bei angelegtem Signal an die Antenne.)

Nun wird ein 10,7-MHz-Zf-Signal am Eingang des Quarzfilters eingespeist. Bei voller Lautstärke, Rauschsperre auf Minimum, wird nun der Quadraturkreis zunächst auf größte Lautstärke und dann, u. U. etwas „daneben", auf geringsten Klirrfaktor eingestellt. Begrenzt der Nf-Verstärker, ist die Lautstärke zurückzunehmen.

Ein Abgleich ohne Instrumente ist auch möglich, allerdings nicht so genau. Mit einem starken Antennensignal auf dem gewünschten Kanal wird L 5 auf größte Lautstärke bei geringstem Klirrfaktor eingestellt. Dann muß der Empfänger mehrmals aus- und wieder eingeschaltet werden, um das sichere Anschwingen des Oszillators zu prüfen. Nun wird der Quadraturkreis bei minimal wirksamer Rauschsperre auf geringsten Klirrfaktor abgeglichen. Dann, bei reduziertem Eingangssignal (Vorteiler!), werden L 1 bis L 4 auf günstigen Signal-/Rauschabstand eingestellt. Abschließend wird die Rauschsperre noch auf den gewünschten Wert (Signal-/Rauschabstand) eingestellt.

Ausbau zum Empfang mehrerer Kanäle

In der Grundschaltung wurde das Gerät nur für einen Kanal ausgelegt. Natürlich ist mittels eines entsprechend geänderten Oszillators auch eine Abstimmung mit einem Drehkondensator

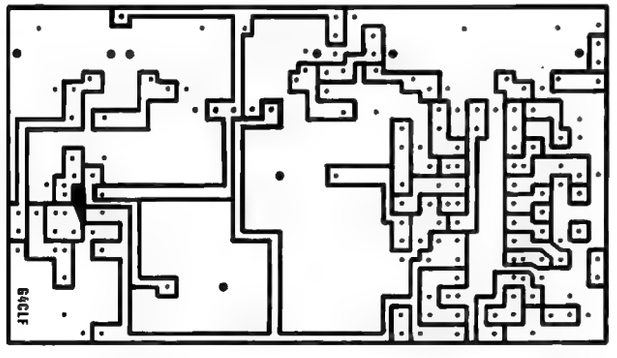


Bild 4. Das Layout der Leiterplatte, Lötseite

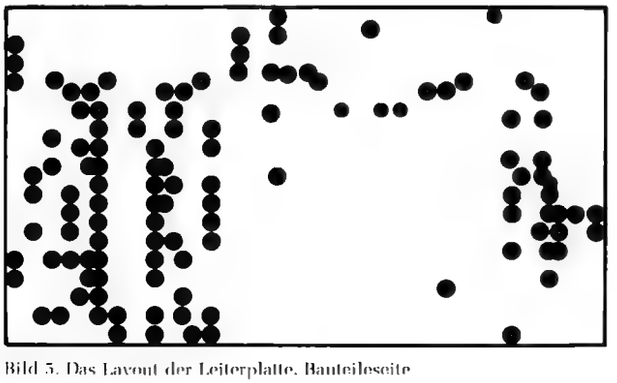


Bild 5. Das Layout der Leiterplatte, Bauteileseite

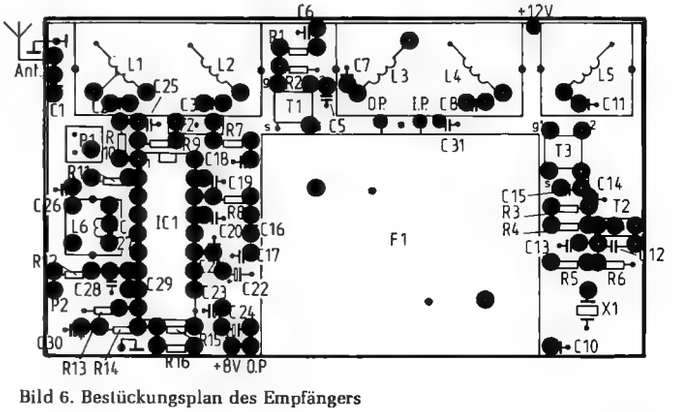


Bild 6. Bestückungsplan des Empfängers

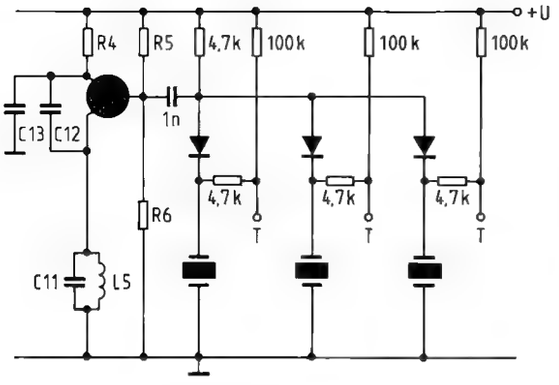


Bild 7. Die elektronische Quarzumschaltung, eine Erweiterung für mehrere Kanäle

möglich. Der Nachbau bringt aber dann erhebliche Schwierigkeiten mit sich, besonders wegen der mangelnden Frequenzstabilität frei schwingender Oszillatoren. Einfacher ist es, für die wichtigsten Kanäle Quarze zu nehmen. Allerdings kommt dann eine mechanische Umschaltung wegen der hohen Frequenzen kaum in Frage.

Bild 7 zeigt die Erweiterung der Schaltung für eine elektronische Quarzumschaltung. Sie erfolgt einfach dadurch, daß der zum gewünschten Quarz gehörende Punkt T auf Masse gelegt wird und somit die jeweilige Diode durchschaltet. Wichtig ist, daß hierfür geeignete Hf-Schaltdioden verwendet werden (z. B. 1 N 916, 1 N 4313).

Bewußt wurde zwar der Empfänger ausführlich beschrieben, jedoch in der kleinsten Ausbaustufe. Waren in letzter Zeit dem Selbstbau eines guten Empfängers Schranken gesetzt, bietet der konsequente Einsatz modernster integrierter Schaltkreise die Gelegenheit, Selbstbau und Entwicklung wieder aufzunehmen und damit an eine – fast schon vergessene – Amateurtradition anzuknüpfen.

Literatur

[1] *Mäusl Rudolf:* Modulationsverfahren in der Nachrichtentechnik, Hüthig-Verlag, Heidelberg, 1975.
[2] *Limann, Otto:* Funktechnik ohne Ballast, Franzis-Verlag, München, 1972.
[3] Plessey Semiconductors: Radio Communications Handbook, Swindon, 1977.
[4] Plessey Semiconductors: Integrierte Schaltkreise für Schmalband-FM, ZF + Demodulation, SL 660, SL 664, SL 665, SL 669, München, 1978.

Schaltungskniff

Klirrarmer Sinusgenerator

Sollte einmal Bedarf für einen besonders klirr- und doch aufwandsarmen Generator im Nf-Bereich bestehen, läßt sich mit wenig Aufwand die folgende Schaltung realisieren (*Bild*).

Die Operationsverstärker 1...3 simulieren einen LC-Schwingkreis mit sehr hoher Güte. Seine Übertragungsfunktion ist näherungsweise:

$$G(p) = \frac{-A \cdot p}{p^2 + \frac{\omega_o \cdot p}{Q} + \omega_o^2}$$

Somit ist nur für $p = j\omega_o$ eine Phase von 180° gegeben. Weitere 180° Phasenverschiebung erzeugt ein symmetrisch-logarithmischer Rückkopplungsverstärker (OP 4), um die Schwingbedingung zu erfüllen.

Die Schwingfrequenz berechnet sich zu:

$$f_o = \frac{1}{2\pi RC}$$

Um die Güte des Schwingkreises positiv werden zu lassen, muß P 2 folgendermaßen dimensioniert werden:

$$P2 > \frac{4}{C \cdot \omega_t}$$

wobei ω_t = Verstärkungsbandbreiteprodukt der Operationsverstärker.

Die Schwingfrequenz sollte ein tausendstel des Verstärkungsbandbreiteprodukts nicht überschreiten, um ein einwandfreies Arbeiten der Schaltung zu garantieren. Auch darf keinesfalls die Slew-Rate überschritten werden.

Beim Aufbau des Rückkopplungsverstärkers ist auf die Wahl möglichst gleicher Dioden zu achten, damit der Verstärker symmetrisch begrenzt.

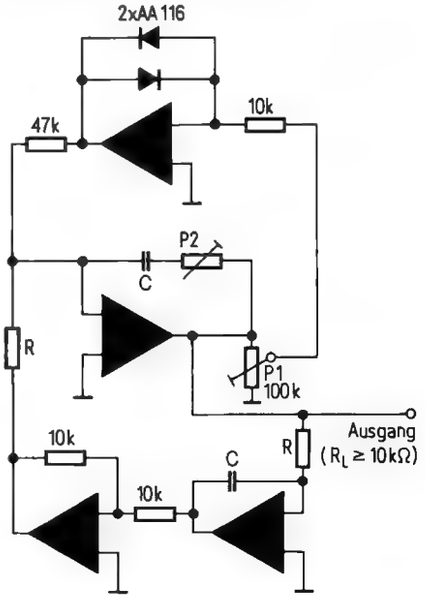
Zum Abgleich geht man wie folgt vor: P 1 auf Masseseite stellen, P 2 auf Kurzschluß drehen und dann so einstellen, daß die Dauerschwingung langsam, aber einwandfrei abklingt und keine Selbsterregung mehr stattfindet. Nun kann P 1 so eingestellt werden, daß die Schaltung schwingt und sich die gewünschte Amplitudengröße ergibt.

Ein Versuchsaufbau mit dem Typ 741 als OP, einer Schwingfrequenz von 1 kHz und einer Amplitude von $U^1 = U_S = 6$ V ergab Klirrfaktorwerte von weniger als 0,02 %.

Axel Goldmann

Literatur

Thomas, L.C.: The Biquad: Part I – Some Practical Design Consideration. IEEE CT-18 (1971) 2, S. 350–357.



Schaltung des Sinusgenerators. Für OP 1...4 lassen sich entweder vier IS 741 oder auch ein Vierfach-OP (z. B. TL 084) einsetzen. Dimensionierung von R, C und P 2: Siehe Text

Oswald Müller

Ein Miniatur-DCF-77-Empfänger

Das tragbare, batteriebetriebene Gerät empfängt den von der Physikalisch-Technischen Bundesanstalt gesteuerten Langwellensender DCF 77 auf der Frequenz 77,5 kHz. Eine Decodierlogik verarbeitet die laufend während einer Minute übertragenen Zeitinformationen und zeigt die amtliche Zeit mittels verschiedenfarbiger LED im 1-2-4-8-Code an. Zusätzlich vermittelt eine akustische Hörkontrolle die Sekundentakte, eine Einrichtung, die besonders beim Starten von korrigierten Uhren eine wesentliche Hilfe darstellt.

Der Sender DCF 77 ist einer der vier europäischen Normalfrequenz- und Zeitzeichensender im Langwellenbereich, deren Aufgabe darin besteht, eine nach dem Stand der Technik hochgenaue Frequenz abzustrahlen und darüber hinaus die jeweilige amtliche Zeit zu verbreiten. Sowohl Trägerfrequenz als auch die Zeitmarken sind von primären Frequenzstandards (Atomuhren) mit einer relativen Unsicherheit von $\pm 1 \cdot 10^{-13}$ abgeleitet. Die Zeitmarken werden durch sekundliche Trägerabsenkungen dargestellt und variieren in der Dauer. Dies ist notwendig, weil die Zeitinformation sowie Datumsangabe im Binärcode erfolgt. Ein Sekundenimpuls von 100 ms bedeutet ein L-Signal und ein 200-ms-Impuls entsprechend ein H-Signal. Zur Erkennung eines Minutenbeginns wird der 59. Sekundentakt ausgelassen, der nachfolgende 60. Sekundentakt stellt also den Minutenbeginn dar. Über den weiteren Inhalt des übermittelten Codes soll hier nicht weiter gesprochen werden, da dieser in Veröffentlichungen (1; 2) schon ausführlich behandelt wurde.

Da normale Langwellenempfänger erst bei Frequenzen von 145 kHz beginnen, sind zum Empfang von Zeitzeichensender Spezialempfänger notwendig. Man hat zwar schon versucht, durch Frequenzverdopplung in den normalen Langwellenbereich zu kommen und die Zeitzeichen hörbar zu machen. Das Verfahren hat sich aber offensichtlich nicht richtig durchsetzen können, weil nur über eine schnelle Mitschrift des Binärcodes, Entschlüsselung und Rückrechnung der wahre Zeitstand zu ermitteln war. Denn ohne Decodierung und Sichtbarmachung der Zeitinformation durch irgendwelche Anzeigen ist es wenig sinnvoll, die Zeitzeichensender zu empfangen.

Der folgende Beitrag beschreibt nun einen Empfänger und Decoder mit Anzeige durch Leuchtdioden für den deutschen Sender DCF 77.

Ferritantenne und 77,5-kHz-Empfänger

Zum Empfang von Zeitzeichensendern im Längstwellenbereich eignen sich besonders magnetische Antennen mit hochpermeablen Ferritkernen. Mit Ferritantennen wird die magnetische Komponente der elektromagnetischen Welle empfangen, deren Wellenlänge in unserem Falle bei ca. 3800 m liegt und einer Frequenz von 77,5 kHz entspricht. Die induzierte Spannung hängt ab von der Frequenz, Windungszahl, Antennenfläche und magnetischen In-

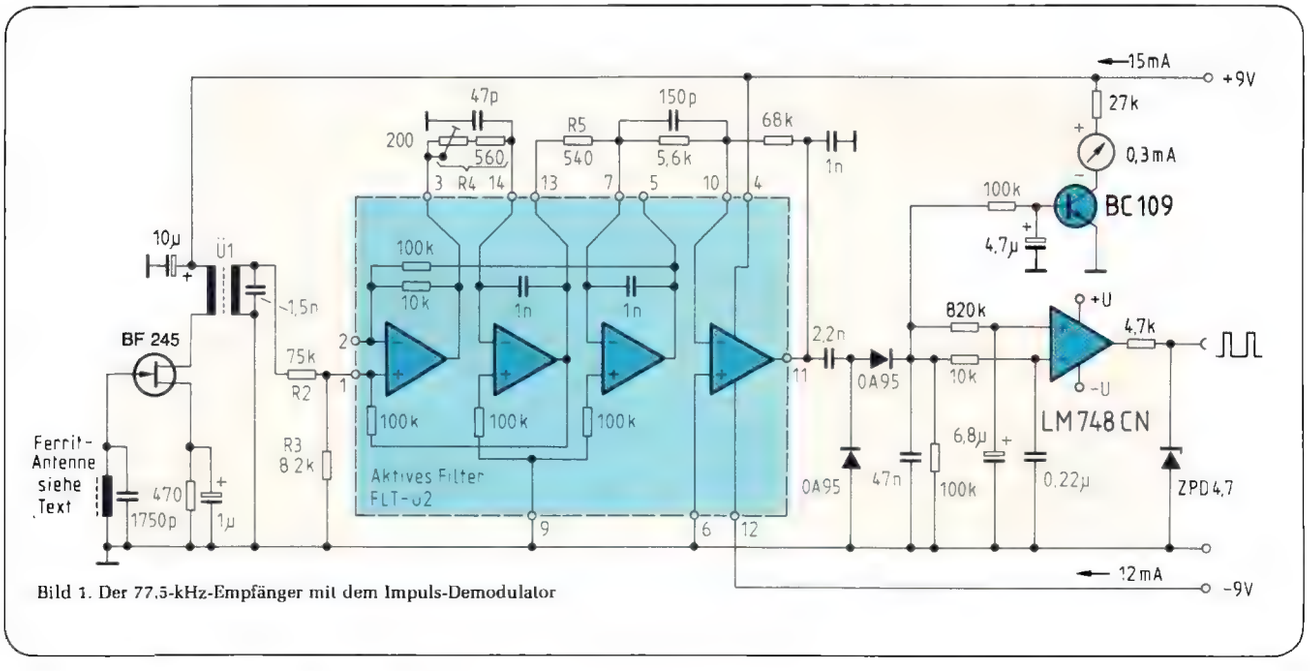


Bild 1. Der 77,5-kHz-Empfänger mit dem Impuls-Demodulator

duktion und multipliziert sich bei Abstimmung auf die Empfangsfrequenz noch um den Gütefaktor Q.

Um die Antenne der vorgesehenen Gerätegröße anzupassen, wurde ein Ferritstab mit den Abmessungen 56 x 13 x 5 mm gewählt. Mit zwei Lagen Cul-Draht der Stärke 0,35 mm ergab sich ein Induktivitätswert von ca. 2,4 mH. Damit war für einen Abgleich auf 77,5 kHz ein Kapazitätswert von etwa 1750 pF notwendig; der Resonanzwiderstand wurde zu 94 kΩ ermittelt, die Bandbreitenmessung ergab 1 kHz. Die Ausgangsspannung für den Sender DCF 77 in einem Abstand von ca. 100 km betrug 100 μV_{ss} bei 1 MΩ Abschluß. Leider konnte die Ferritantenne nicht im Gehäuse untergebracht werden, da die TTL-Logik und der Ton-Multivibrator der Abhörkontrolle zu starke Rückwirkungen ergaben. Auch mußte die Ferritantenne zur Vermeidung einer Schwingneigung mit einem Widerstand von 43 kΩ bedämpft werden, wodurch sich die Bandbreite auf 2,7 kHz erhöhte.

Der Empfangskanal für 77,5 kHz beginnt mit einer FET-Stufe mit abgestimmtem Übertrager. Darauf folgt ein Universalfilter-Verstärker vom Typ FLT-U2 der Fa. Datel Systems (Postfach 15 06 20, 8000 München 2). Dieser Baustein enthält vier Operationsverstärker, wovon einer ohne innere Verbindungen vorliegt. Mit wenigen äußeren Bauteilen lassen sich hiermit Filter 2. Ordnung verwirklichen, und zwar als Tief-, Hoch- oder Bandpaß. Für einen Bandpaß für die Empfangsfrequenz 77,5 kHz wird dieser Baustein nach *Bild 1* beschaltet. Während die Widerstände R 4 und R 5 die Resonanzfrequenz bestimmen, hat R 3 Einfluß auf die Filtergüte. Der vierte Operationsverstärker dient als normaler Verstärker mit $V_u \sim 12$ und liefert genügend Hf-Spannung für die anschließende Demodulation. Die Gesamtverstärkung beträgt etwa 5000 bei einer Bandbreite von 700 Hz.

Der Spitzenwertgleichrichter liefert eine positive Spannung mit sekundlichen Absenkungen durch die aufmodulierte Zeitinformation. Auf ihn folgen RC-Tiefpässe mit unterschiedlichen Zeitkonstanten. Für den Spannungskomparator LM 748 N dient die gleichgerichtete Trägerfrequenz-Spannung als Referenz, da das RC-Glied am nichtinvertierenden Eingang als Mittelwertbildner fungiert. Mit einer Grenzfrequenz von 0,03 Hz bzw. einer Zeitkonstante von ca. 5 s stellt sich ein Spannungswert von etwa 50...60 % der Gleichrichtspannung ein. Der invertierende Eingang des LM 748 N erhält über das RC-Glied mit der höheren Grenzfrequenz von 70 Hz bzw. einer Zeitkonstanten von 2 ms ebenfalls die Gleichrichtspannung, deren Impulsamplituden noch unter die Referenzspannung absinken. Im Zeitpunkt, wo beide Spannungen gleich groß sind, ändert sich die Ausgangsspannung des Komparators entsprechend der „slew rate" vom negativen zum positiven Maximalwert. Durch eine Z-Diode am Ausgang wird sowohl der negative Spannungswert unterdrückt als auch der Nutzpegel auf TTL-Wert gehalten. Über einen dritten RC-Tiefpaß gelangt das Zeitsignal noch zu einer Transistorstufe mit einem µA-Meßinstrument im Kollektorkreis. Die Instrumentenanzeige beginnt bei etwa 50 μV_{eff} Eingangsspannung und erreicht 50 % Vollausschlag bei ca. 100 μV_{eff}. Empfänger und Decodierer funktionieren noch bis zu Eingangsspannungen von 5...10 μV_{eff} (z. B. außerhalb von Gebäuden im Stadtgebiet von Zürich).

Zeitinformations-Decoder

Die vom 77,5-kHz-Schmalbandempfänger gelieferte Zeitinformation in Form von TTL-Impulsen unterschiedli-

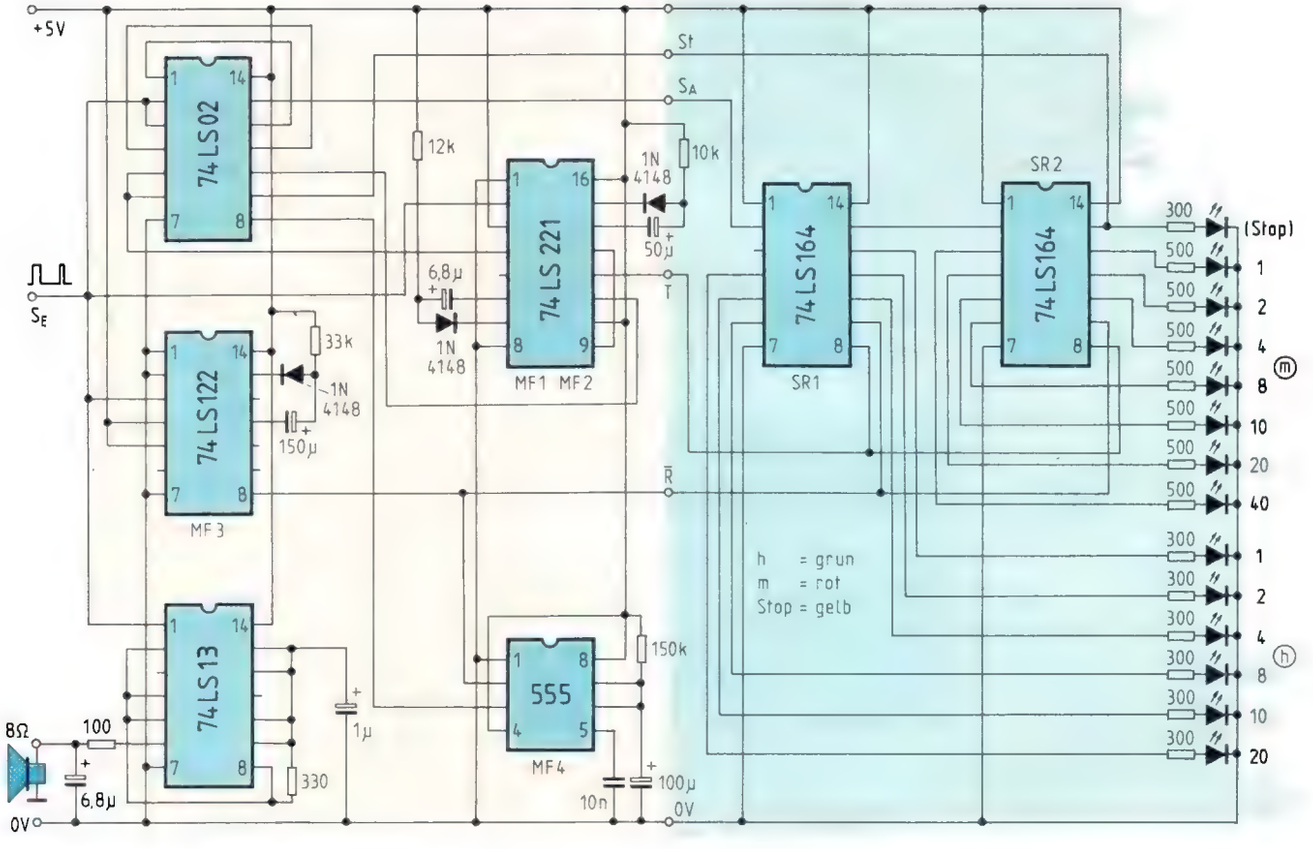


Bild 2. Decoder und binäre Anzeige der Zeitinformation

cher Dauer wird in einer Logikschaltung nach *Bild 2* weiterverarbeitet und zur Anzeige gebracht. Dazu ist eine Unterscheidung zwischen L- und H-Impulsen und ein Erkennen des Minutenbeginns erforderlich. Mit einer schon oft angewandten Methode [3; 4] wird durch das positiv flankengetriggerte Monoflop MF 1 mit der Impulsdauer von 150 ms immer nur dann ein Ausgangsimpuls von 50 ms Länge am UND-Gatter (S_A) auftreten, wenn der Eingangsimpuls an diesem Gatter ein H-Impuls war. Schaltungstechnisch wird hierbei das UND-Gatter aus drei NOR-Gattern gebildet. Der Q-Ausgang von MF 1 triggert ein weiteres Monoflop MF 2, dessen $\overline{Q}$-Ausgang jede Sekunde einen Taktimpuls von 25 ms Dauer als Schiebetakte für die Schieberegister SR 1 und SR 2 liefert. Gleichzeitig mit MF 1 wird auch das Monoflop MF 3 getriggert, dessen Q-Ausgangsimpuls 1,5 s lang ist. Da es ein wieder triggerbarer Typ ist, bleibt sein Q-Ausgang so lange auf H, bis in der 59. Sekunde durch das Ausbleiben dieses Sekundentaktes der Q-Ausgang nach 1,5 s auf L geht. Das hat zur Folge, daß das Monoflop MF 4 getriggert wird und die beiden Schieberegister SR_1 und SR_2 den Resetbefehl erhalten. Alle 8 bzw. 16 Ausgänge (Q_A...Q_H) liegen jetzt auf L-Potential und die Leuchtdioden sind dunkel.

Das Monoflop MF 4 sperrt über ein NOR-Gatter die Taktimpulse für ca. 19 s. Denn mit der 20. Sekunde beginnt die Zeitinformation, zuerst die Minutenzahl mit 7 bit und einem Prüfbit, dann die Stundenzahl mit 6 plus 1 Prüfbit. Da der 20. Takt immer ein 200-ms-Impuls ist, also ein H-Signal, erscheint dieser nach dem Durchschieben durch beide Schieberegister nach 16 s am Ausgang Q_H ebenfalls als H-Pegel. Dieses H-Signal bewirkt nun über das NOR-Gatter eine Sperrung des Taktmonoflops MF 2; gleichzeitig leuchtet eine Leuchtdiode (gelb) auf und signalisiert das Ende des „Einlesens" der Zeitinformation. Je nach der augenblicklichen Zeit leuchten nun die einzelnen LEDs auf, wobei zu bemerken ist, daß die Minutenanzeige (LED = rot) n+1 bedeutet, also die nächstfolgende Minutenzahl angibt. Dasselbe gilt für die Stunden (LED = grün), wenn die 59. Minute erreicht ist.

Bis zum Löschbefehl durch die neue Minutenkennung sind nun noch 24 s Zeit für Korrekturen und Einstellungen an Quarz- oder anderen Präzisionszeitmessern vorhanden. Zum genauen Start dieser Uhren dient die akustische Hörkontrolle mittels eines Multivibrators, gebildet aus einem Schmitt-Trigger und einem RC-Glied. Seine Ausgangsimpulse von ca. 1 kHz werden über ein von den Sekundentakten geöffnetes UND-Gatter im IC 7413 dem Kleinstlautsprecher zugeführt.

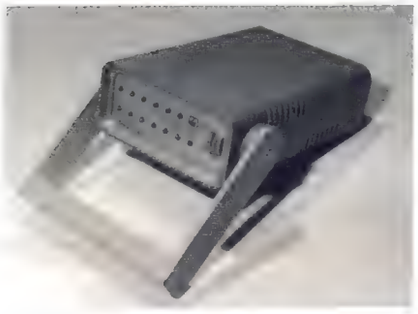


Bild 3. Das Gerät des Verfassers. Der Griff enthält die Ferritantenne. Die obere LED-Reihe zeigt die Stundenzahl, die untere die Minuten an. Die eingerahmte LED zeigt an, wenn ein Zeitcode vollständig empfangen wurde

Einsatzmöglichkeiten

Die Kenntnis der Uhrzeit ist eine der am häufigsten benötigten Information im täglichen Leben. Bahn, Schiff und Flugzeug sind auf genaue und über große räumliche Distanz hinaus übereinstimmende Zeitangaben angewiesen. Orientierungshilfe geben öffentliche Normaluhren, Uhrenanlagen auf Flughäfen und Bahnhöfen, der Rundfunk und das Fernsehen sowie die Telefonzeitansagen der Post. Die Steigerung der Ganggenauigkeit von elektrischen und elektronischen Uhren, seien es nun Tisch-, Wand-, Auto- oder Armbanduhren, auf Werte von wenigen Sekunden Abweichung im Monat wäre ein unnötiger Fortschritt, wenn nicht auch der Stand der betreffenden Uhren so genau wie möglich der amtlichen Zeit entspräche.

Dazu ist es nötig, diese amtliche Zeit zu kennen und wenn die obengenannten „Zeitquellen" nicht präsent sind oder, wie in den Fällen der Zeitzeichen im Rundfunk und Fernsehen, zu spärlich erscheinen, so ist es von Vorteil, auf die Aussendungen des Senders DCF 77 zurückgreifen zu können. Seine Zeitinformationen stehen „rund um die Uhr" zur Verfügung, und neuerdings wird der Sender höchstens bei starkem örtlichem Gewitter abgeschaltet. Das kleine, netzunabhängige und tragbare Gerät kann also die Aufgaben der Kontrolle von Uhren, Uhrensystemen und -anlagen wahrnehmen. Da nicht netzgebunden, kann das Gerät auf Booten und auch auf Landeplätzen der Sportflieger Verwendung finden. Nach spätestens zwei „Durchgängen" steht die Zeitinformation in Minute und Stunde fest und korrigierte Uhren lassen sich dann mit dem nächsten Minutenbeginn starten. Als Kontrollempfänger kann das Gerät außerdem beim Ausfall funkgesteuerter Uhrenanlagen eine Aussage darüber machen, ob z. B. der gerade auftretende Fehler durch eine geräteinterne oder aber durch eine Empfangsstörung verursacht wird. Auch der günstigste Ort für eine Antennenmontage von funkgesteuerten Uhrenanlagen wäre eine Anwendungsmöglichkeit.

Literatur

[1] *Becker, G.*: Aussendung und Empfang des Zeitmarken- und Normalfrequenzsenders DCF 77. PTB-Mitteilungen 4/72, S. 224 bis 229.

[2] *Becker, G.*, u. *Hetzel, P.*: Codierte Zeitinformation über den Zeitmarken- und Normalfrequenzsender DCF 77. PTB-Mitteilungen 4/73, S. 163...164.

[3] *Hetzel, P.*, u. *Rohbeck, L.*: Datums- und Zeitangabe drahtlos empfangen. FUNKSCHAU 1974, Heft 19, S. 727...730.

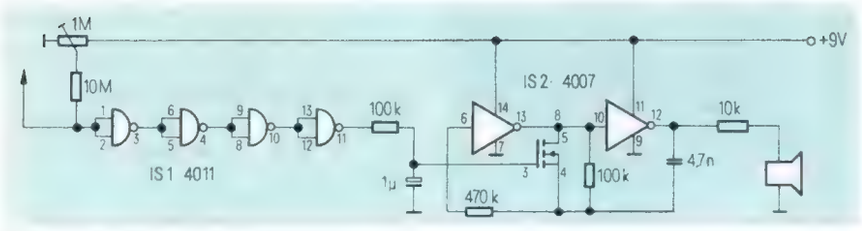
[4] *Wonnay, J. R.*, u. *Schlegel, M.*: Die codierte Zeitübertragung nach DCF 77. Uhrentechnik 1975, Nr. 2, S. 9...16.

Einfaches Leitungssuchgerät

Zum Auffinden von elektrischen Leitungen unter Putz gibt es recht preiswert erhältliche Geräte. Es handelt sich dabei meist um Metalldetektoren, das heißt um Geräte, die nicht spezifisch auf stromführende Leitungen reagieren, sondern auch zum Beispiel auf Gas- oder Wasserleitungen ansprechen. Mit diesen Geräten ist es jedoch häufig schwierig, elektrische Leitungen aufzufinden, da diese nur kleine Metallmassen haben und zudem aus Kupfer bestehen, einem Metall, auf das diese Geräte schlechter ansprechen als zum Beispiel auf Eisen.

Diese Schwierigkeiten umgeht die nachfolgende Schaltung (*Bild*), die nur auf stromführende elektrische Leitungen anspricht, indem sie die Brummspannung dieser Leitungen auffängt und indirekt hörbar macht.

Die IS 4011 dient als hochohmiger Verstärker. Das erste Gatter liegt dazu über einen Spannungsteiler auf halber Speisespannung. Zum Eingang des ersten Gatters führt der eigentliche Sensor, der einfach aus einem etwa fünf-



Schaltung des Leitungssuchers. Das Trimmpoti ist auf die jeweils gewünschte Empfindlichkeit einzustellen; normalerweise steht sein Schleifer etwa in Mittelstellung

zehn Zentimeter langen Stück Draht besteht. Wird dieser Sensor in ein genügend starkes Brummfeld gehalten, erscheint am Ausgang des letzten Gatters eine 50-Hz-Rechteckspannung, deren Tastverhältnis stark von der Lage des Sensors abhängig ist. Diese Rechteckspannung wird durch das nachfolgende RC-Glied geglättet.

Mit der IS CD 4007 ist ein spannungsgesteuerter Oszillator (VCO) aufgebaut. Es handelt sich im Prinzip um die Standartschaltung eines astabilen Multivibrators mit zwei Invertern. Zu dem frequenzbestimmenden Widerstand ist jedoch ein N-Kanal-FET parallel geschaltet; dieser FET wird durch die geglättete Ausgangsspannung des Verstärkers angesteuert. Kommt man nun mit dem Sensor in ein Brummfeld, so macht sich dies in einer deutlichen Frequenzänderung des VCO bemerkbar.

An den CMOS-Oszillator läßt sich direkt ein Kristallohrhörer mit einer Impedanz von 50 kΩ anschließen. Wer es lauter haben will, kann natürlich auch eine Impedanzwandlerstufe folgen lassen und einen Kleinlautsprecher betreiben.

Das Gerät ist völlig unkritisch im Aufbau. Der Verfasser hat die Schaltung wegen ihres geringen Raumbedarfs zusätzlich in ein schon vorhandenes Metallsuchgerät einbauen können und ist jetzt für alle Fälle gerüstet.

Winfried Degen

Die Umkehrung von NTC-Widerständen

In manchen Schaltungen benötigt man zur Kompensation der Temperaturabhängigkeit einen Widerstand mit positivem Temperaturkoeffizienten. Während jedoch Widerstände mit negativem Temperaturkoeffizienten (NTC-Widerstände) mit Werten von einigen Ohm bis zu mehreren hundert Kiloohm leicht erhältlich sind, gibt es im allgemeinen PTC-Widerstände nur in wenigen Varianten des Widerstandswertes und des Temperaturkoeffizienten. Mit der in *Bild 1* gezeigten Schaltung kann nun auf einfache Weise der Temperaturgang eines NTC-Widerstandes „umgekehrt" werden: Der Zweipol zwischen den Anschlüssen a und b verhält sich wie ein Widerstand mit positivem Temperaturkoeffizienten.

Daß der Zweipol überhaupt einen Widerstand darstellt, also ein linearer Zusammenhang zwischen Spannung U und Strom I besteht, zeigt die in *Bild 2* als Beispiel gemessene Kurve. Der Zweipolwiderstand wird durch $R = \Delta U/\Delta I$ definiert. Man sieht allerdings auch, daß zwei geringfügige Einschränkungen in Kauf genommen werden müssen: Erstens muß natürlich der Anschluß a gegenüber dem Anschluß b stets positiv sein, damit überhaupt Strom durch den Transistor fließt. Zweitens muß zwischen a und b eine Mindestspannung von etwa 1,5 V eingehalten werden, um im linearen Teil der Kurve zu arbeiten. Nach oben wird der Arbeitsbereich nur durch die Grenzdaten des Transistors und die Eigenerwärmung des NTC-Widerstandes begrenzt.

Die zwei Freiheitsgrade bei der Festlegung der beiden Widerstände R1 und R2 werden dazu benutzt, der Schaltung die folgenden praktischen Eigenschaften zu geben:

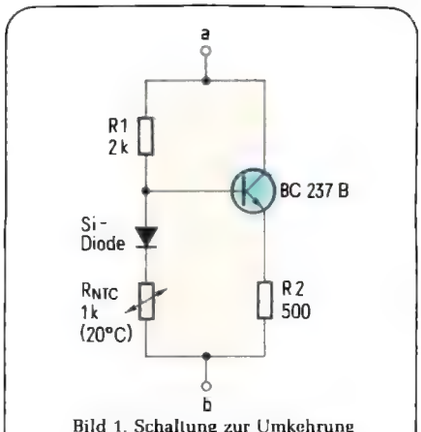


Bild 1. Schaltung zur Umkehrung des Temperaturgangs eines NTC-Widerstandes

– Der relative Temperaturkoeffizient α des Zweipols ist gleich einem beliebig wählbaren Bruchteil des relativen Temperaturkoeffizienten des NTC-Widerstandes:

$$\alpha = -q\,\alpha_{NTC} \text{ mit } q<1, \qquad (1)$$

wobei die Definition des relativen Temperaturkoeffizienten

$$\alpha = \frac{1}{R}\,\frac{\Delta R}{\Delta T} \qquad (2)$$

in Bild 3 veranschaulicht ist.

– Bei der nominellen Arbeitstemperatur ist der Zweipolwiderstand zwischen a und b gleich dem Widerstandswert des NTC-Widerstandes. Dazu sind die Widerstände R1 und R2 durch

$$R1 = \frac{1+q}{1-q} R_{NTC} \text{ und } R2 = \frac{1-q}{1+q} R_{NTC} \qquad (3)$$

festzulegen.

Als Beispiel wurde die Schaltung in Bild 1 für den Fall dimensioniert, daß ein Zweipol mit einem relativen Temperaturkoeffizienten von einem Drittel

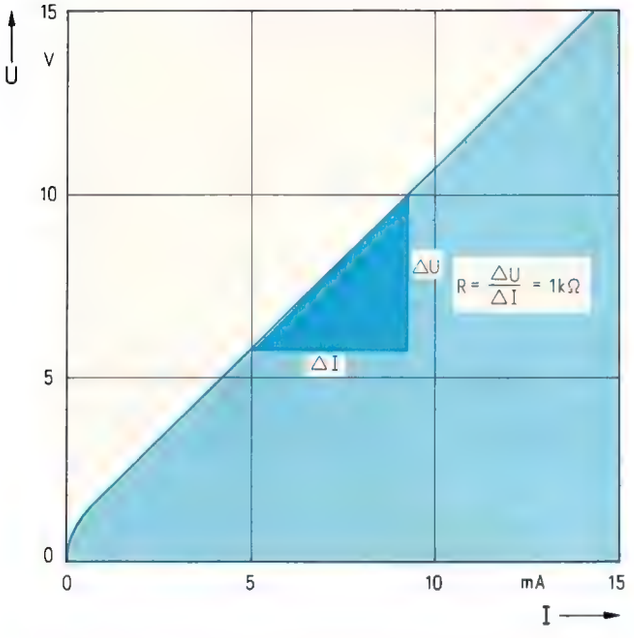


Bild 2. Die Spannung als Funktion des Stromes in der Schaltung nach Bild 1

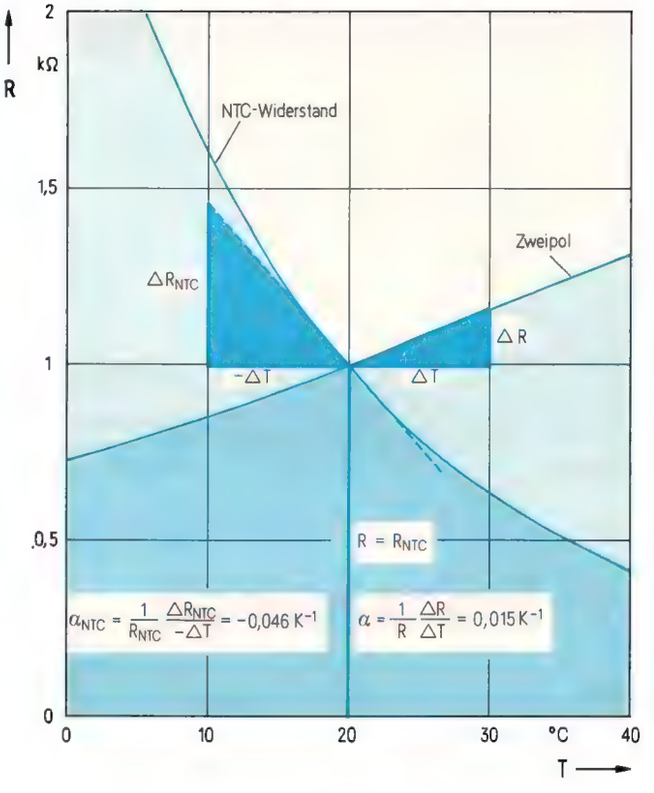


Bild 3. ▶
Die Temperaturabhängigkeit des Zweipols und des NTC-Widerstandes

desjenigen eines NTC-Widerstandes benötigt werde (q = 1/3) und der Zweipol bei 20°C einen Widerstand von 1 kΩ haben soll. Aus Gl. 3 ergibt sich R1 = 2 kΩ und R2 = 500 Ω. Die gemessene U/I-Kurve, Bild 2, bestätigt den gewünschten Zweipolwiderstand. *Bild 3* schließlich zeigt den Temperaturgang des Zweipolwiderstandes mit der gewünschten positiven Steigung im Arbeitspunkt. Zum Vergleich ist auch der Temperaturgang des NTC-Widerstandes allein eingetragen. Sein relativer Temperaturkoeffizient kann, wie hier, grafisch aus der Steigung der Kurve ermittelt werden oder aus der in den Datenblättern angegebenen Materialkonstante B berechnet werden:

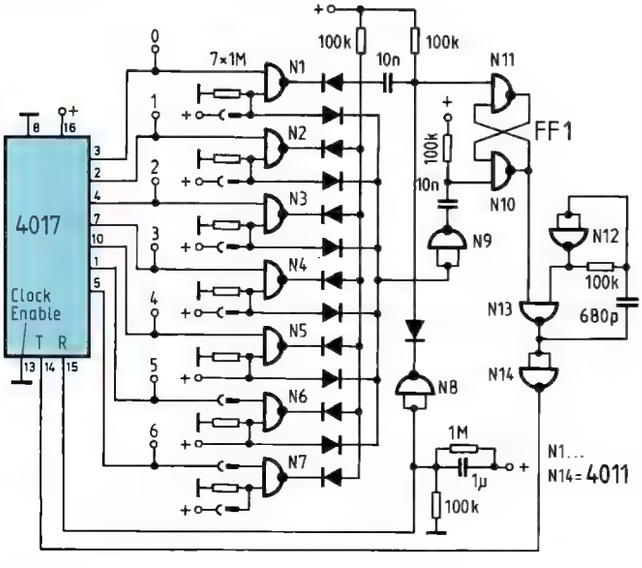
$$\alpha_{NTC} = \frac{-B}{(273{,}15 + t)^2}, \qquad (4)$$

wobei t die Temperatur im Arbeitspunkt in °C ist.

Dipl.-Phys. Arnulf Wallrabe

Sensortasten mit gegenseitiger Auslösung

Da spezielle Sensor-ICs manchmal nicht leicht beschaffbar sind, kam die Schaltung im *Bild* zustande. Sie eignet sich besonders in Verbindung mit Analogschaltern vom Typ 4016 oder 4066.



Schaltung der gegenseitigen Auslösung für Sensortasten. Die Gatter sind in Vierergruppen in vier ICs 4011 integriert, als Dioden eignen sich beliebige Si-Typen

Beim Berühren einer Sensortaste wird FF1 gesetzt, sein Ausgang wird H und der Rechteckgenerator (ca. 100 kHz) erhöht bei jedem positiven Taktimpuls den Zählerstand um 1, bis die Und-Funktion des mit der Sensortaste aktivierten Gatters erfüllt ist. Dann wird FF1 rückgesetzt, und der Zähler zählt nicht weiter, sondern bleibt stehen und wirkt als Speicher, bis eine andere Taste berührt wird.

Beim Einschalten der Speisespannung werden FF1 und der Zähler rückgesetzt, was eine Vorzugsstellung ergibt. Die Ausgänge der Schaltung sind die Dekoder-Ausgänge des Zählers. Sie sind auf L, außer der „eingerasteten" Taste, die auf H schaltet. Die Oszillatorfrequenz ist so hoch gewählt, daß keine Übergangsstörungen bei den einzelnen Schaltern auftreten.

Bassem Yahya

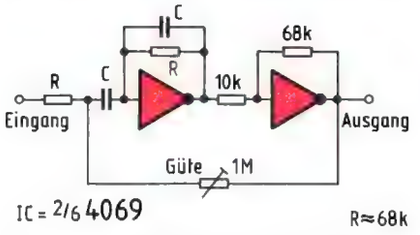
Selektives Filter mit zwei CMOS-Invertern

Mit denkbar geringem Aufwand läßt sich ein selektives Filter mit einer in einem weiten Bereich einstellbaren Bandbreite realisieren, wie das *Bild* zeigt. Die Resonanzfrequenz errechnet sich annähernd zu

$$f = \frac{1}{2\pi RC},$$

wobei allerdings das Trimmpoti, mit dem sich die Güte und damit die Bandbreite einstellen lassen, ebenfalls einen geringen Einfluß auf die Resonanzfrequenz hat.

Dieses Trimmpoti dient als Rückkopplung; die schmalste Bandbreite ist dann erreicht, wenn die Schaltung gerade eben noch nicht schwingt. Je nach Bandbreite und Güte wird eine erhebliche Spannungsverstärkung erzielt.



Mit einem CMOS-IC 4069 oder 4049 lassen sich so drei selektive Nf-Filter mit einstellbarer Bandbreite realisieren

Ein kleiner Nachteil der Schaltung soll nicht unerwähnt bleiben: Steuert man die Gatter so weit aus, daß die Ausgangsspannung mehr als etwa 1 V_{ss} beträgt, so produziert das Filter einen nicht zu vernachlässigenden Klirrfaktor, was es für Hi-Fi-Anwendungen als nur bedingt brauchbar erscheinen läßt.

Fe.

Schaltungskniff

Digitales Kapazitätsmeßgerät mit Analoganzeige

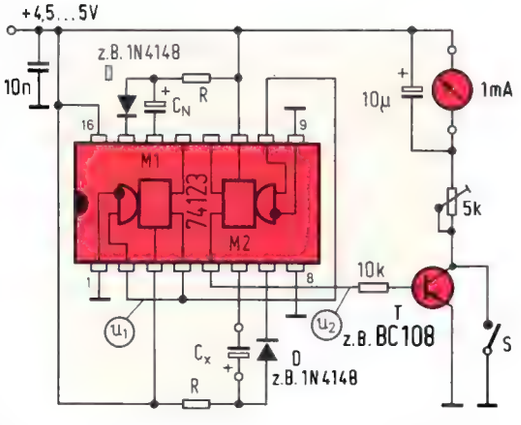
Mit nur einer IS 74123 und wenigen anderen Bauteilen läßt sich ein praktisches Kapazitätsmeßgerät aufbauen. Damit können Kapazitäten von ca. 100 pF . . . 10 µF gemessen werden. Als Anzeige wird ein 1-mA-Drehspulinstrument verwendet; jedes Vielfachinstrument mit einem 1-mA-Meßbereich ist auch geeignet.

Die IS 74123 enthält zwei monostabile Kippstufen. Bei der in *Bild 1* angegebenen Schaltung läuft Kippstufe 1 als Oszillator mit der Periodendauer T_1. Diese ist proportional zu $R \cdot C_N$. Jeder Impuls dieses Signals triggert die monostabile Kippstufe 2. Die monostabile Zeit dieser Stufe ist proportional zu $R \cdot C_X$. Dann erscheint am Ausgang von Stufe 2 eine Spannung U_2, wie sie auf *Bild 2* dargestellt ist. Je größer C_X ist, desto länger wird T_2. Damit vergrößert sich auch die schraffiert dargestellte Fläche, die dem arithmetischen Mittelwert der Spannung U_2 entspricht. Dieser ist proportional zum Quotienten aus C_X und C_N und kann mit einem Drehspulinstrument gemessen werden. Setzt man für C_N einen Kondensator von z. B. 1 µF ein, dann kann der Wert des Kondensators C_X direkt in Bruchteilen von 1 µF auf der Skala des Instrumentes abgelesen werden. Es muß dafür gesorgt werden, daß die Kapazität von C_N immer größer als die von C_X ist.

Die Spannung U_2 steuert einen Transistor, in dessen Kollektorkreis ein Trimmer in Reihe mit dem 1-mA-Meßinstrument liegt. Zum Kalibrieren muß bei geschlossenem Schalter S das Instrument mit dem 5-kΩ-Trimmer auf Vollausschlag gebracht werden. Wenn man diesen einfachen Abgleich von Zeit zu Zeit wiederholt, kann man als Stromversorgung eine 4,5-V-Taschenlampenbatterie verwenden.

Die beiden Widerstände R müssen möglichst gleich sein. Werte zwischen 27 kΩ und 33 kΩ sind zulässig. Die Dioden sind Silizium-Universaldioden, als Transistor T wird ein NPN-Schalttransistor verwendet. Der Kondensator C_N darf Werte zwischen 1 nF und 10 µF annehmen. Da der Wert dieses Kondensators den jeweiligen Meßbereichsendwert festlegt, sollten hier Kondensatoren mit Nennwerten von 1 nF, 10 nF, 100 nF, 1 µF oder 10 µF eingesetzt werden.

Günther Ramm



◀ Bild 1. Der Einsatz dieser Schaltung in einem einfachen Vielfachinstrument ermöglicht zusätzlich die Messung von Kapazitäten

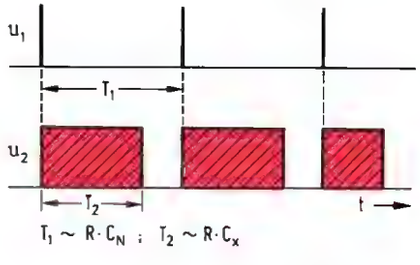


Bild 2. ▶ Impulsdiagramm

Leonhard Sting

Aus Miniaturzähler wird Universalzähler

1. Teil

In Heft 7/1976 beschrieben wir einen Miniaturzähler für Frequenz- und Periodendauermessung. Der folgende Beitrag beschreibt den Ausbau dieses Minizählers zum Universalzähler. Mit dem Minizähler als Kernstück erhält man so einen kompakten und preiswerten Laborzähler, der durch seine erweiterten Funktionen und die Aufbereitung der Eingangssignale universell einsetzbar ist.

Konzept zur Systemerweiterung

Ausgegangen wird von dem Wunsch, den Frequenzmeßbereich des Minizählers von 5 MHz auf mindestens 50 MHz zu erweitern. Die Frequenzmeßbereiche sollen umschaltbar sein. Im niedrigeren Frequenzmeßbereich wird eine Anzeige direkt in Hz gewünscht; dies entspricht einer Messung pro Sekunde. Um auch schneller messen zu können, erschien eine Wahl der Auflösung sinnvoll. Bei einem Wert der niedrigstwertigen Stelle von 10 Hz erhält man zehn Messungen pro Sekunde. Schaltet man mit einem Vorteiler von 10 : 1 den höheren Frequenzmeßbereich ein, so ergibt sich eine wählbare Auflösung von 10 Hz bzw. 100 Hz. Die Umschaltung bzw. Ausblendung des Dezimalpunkts soll in allen Schalterstellungen für alle Systemerweiterungen automatisch geschehen.

Ein Vorteiler (10 : 1) bringt nicht nur die Möglichkeit, den Frequenzmeßbereich zu erweitern, sondern erlaubt es auch, in der Betriebsart Periodendauermessung über zehn Perioden zu mitteln. Damit steigt die mögliche Auflösung von 1 µs auf 0,1 µs.

Die Triggerschaltung

Betrachten wir nun die Eingangseigenschaften des Zählers. Um Eingangssignale mit unterschiedlichen Signalpegeln verarbeiten zu können, wird ein Vorverstärker mit einem darauffolgenden Trigger vorgesehen. Der Vorverstärker hebt den Pegel des Eingangssignals auf einen zur Ansteuerung des Triggers ausreichenden Wert an und sorgt für eine gute Entkopplung, um Rückwirkungen zu vermeiden. Er bestimmt außerdem die Eingangsimpedanz und die Überlastbarkeit des Zählers. Der Trigger hat die Aufgabe, das zu messende Eingangssignal, welches meist nicht in Rechteckform (sondern z.B. als Sinus) vorliegt, in eine rechteckförmige Steuerspannung umzuformen, mit der digitale Zählstufen angesteuert werden können. Die Angabe der Eingangsempfindlichkeit bezieht sich auf die minimale Eingangsspannung, bei der ein korrekter Betrieb des Zählers gerade noch gewährleistet ist. Sie wird durch den Vorverstärker und den Trigger bestimmt. Die Empfindlichkeit ist um so größer, je größer der Verstärkungsfaktor des Vorverstärkers und je größer sein Störabstand (je geringer sein Eigenrauschen) ist. Außerdem wird der Zähler um so empfindlicher, je kleiner der Hysteresebereich des Triggers ist, allerdings nicht nur für das Nutzsignal, sondern auch für Störungen. Eine Eingangsempfindlichkeit von minimal 20 mV (Spitze – Spitze) soll hier erreicht werden.

Da die Empfindlichkeit außerdem einstellbar sein soll, betrachten wir nun den Triggerpegel. Macht man die Schalthysterese eines Schmitt-Triggers gleich Null, so erhält man einen nicht rückgekoppelten Null-Volt-Komparator. Das Schaltverhalten zeigt *Bild 1a*. Das Kippen der Ausgangsspannung des Spannungskomparators erfolgt in den Nulldurchgängen der Eingangsspannung. Dieses Verhalten wird bei unserem Zähler erreicht, wenn die Hysterese ausgeschaltet und die maximale Empfindlichkeit eingestellt ist. Ein fester Triggerpegel ist jedoch in vielen Fällen ungünstig. Durch einen einstellbaren Triggerpegel können Störspitzen unterdrückt werden, und weiterhin bleibt bei geringen Signalpegeln ein guter Rauschabstand erhalten. Diese Vorteile eines nach positiven Werten hin verschiebbaren Triggerpegels zeigen die Bilder 1b und 1c. Spezielle Meßaufgaben verlangen jedoch neben einer variablen Triggerpegeleinstellung auch noch die Möglichkeit, die Hysterese einzustellen, und zwar unabhängig vom Triggerpegel. Dies ist z. B. der Fall, wenn man die Frequenz einer Schwingung messen will, die stark verrauscht ist oder auf deren Amplitude eine weitere Schwingung höherer Frequenz aufmoduliert ist (Bild 1d). Somit soll bei unserem Zähler neben dem Triggerpegel auch die Hysterese einstellbar sein.

Um die richtige Einstellung des Triggerpegels überwachen zu können, wird ein Trigger-Ausgang vorgesehen, der TTL-Pegel liefert. Somit kann man auf einem Oszilloskop sehen, ob der Triggerpegel dem Meßproblem entsprechend richtig gewählt ist oder ob z. B. ein Jitter des Triggersignals vorliegt. Außerdem kann dieser Ausgang in Verbindung mit dem Z-Eingang eines Oszilloskops zur Helligkeitsmodulation des Eingangssignals benützt werden, um die Lage des Triggerpegels sichtbar zu machen.

Eine genauere Lagebestimmung des Triggerpegels ist mit einem Zweikanal-Oszilloskop möglich. Dabei wird auf dem einen Kanal das Meßsignal und auf dem anderen Kanal das Triggersignal dargestellt. Der Low-Pegel des Triggersignals wird dazu vor der Messung deckungsgleich auf den Null-Volt-Pegel des Meßsignals eingestellt.

Die effektive Eingangsimpedanz ist eine frequenzabhängige Größe und sinkt mit steigender Frequenz, da der kapazitive Anteil dann immer mehr an Bedeutung gewinnt. Der ohmsche Eingangswiderstand des Vorverstärkers wird hier zu 1 MΩ gewählt, um das Meßobjekt möglichst wenig zu belasten. Die unvermeidliche Parallelkapazität wird in der Größenordnung von 20...30 pF liegen.

Als Kopplungsarten sind Gleichspannungskopplung (DC) und Wechselspannungskopplung (AC) vorgesehen. Gleichspannungskopplung muß gewählt werden, wenn extrem langsame Vorgänge gemessen werden sollen, die Periodendauer des Eingangssignals also sehr groß ist. Bei AC-Kopplung würde das Eingangssignal so stark verformt (differenziert) werden, daß eine Messung nicht mehr möglich wäre. Eine Umschaltung auf Wechselspannungskopplung muß dagegen möglich sein, um Signale mit hohem Gleichspannungsanteil (Offset) messen zu können.

Der Eingang des Vorverstärkers soll außerdem einen Überspannungsschutz besitzen, damit er bei zu hohen Eingangsspannungen nicht zerstört wird. Als weitere Systemergänzung wird nun die Wahl zusätzlicher Betriebsarten betrachtet.

Tastverhältnis-Messung

Außer der Messung von Frequenz und Periodendauer ist eine Erweiterung zur Messung der Low-Zeit und der High-Zeit leicht möglich. Somit kann auch die Zeitdauer der Pulspause bzw. der Pulsbreite von Rechtecksignalen bestimmt werden. Ist die Eingangsspannung ein periodisches, nicht rechteckförmiges Signal, so kann die Zeit bestimmt werden, in der das Signal negativ bzw. positiv ist. Es sei hier daran erinnert, daß dabei genauso wie in der Betriebsart Periodendauermessung der Triggerpegel auf den Nulldurchgang des zu messenden Signals gelegt werden muß (Einstellung maximaler Empfindlichkeit).

Ereigniszählung

Als weitere Betriebsart soll eine Ereigniszählung möglich sein. Dabei entfällt die Steuerung des Zählgatters durch die Zeitbasis, das Tor ist normalerweise ständig in Durchlaß geschaltet, und die ankommenden Impulse des Meßsignals werden laufend gezählt. Damit man die Anzahl der Ereignisse auch innerhalb eines frei wählbaren Zeitraumes feststellen kann, wird das Zählgatter extern gesteuert. Man erhält so einen Start-Stop-Betrieb. Da das Start- und Stop-Signal entweder von einer oder von zwei getrennten Quellen stammen kann, muß eine Umschaltung für die Betriebsarten „Gemeinsam" und „Getrennt" (Common, Separate) vorgesehen werden. Für die Stellung „Common" ist nur ein Eingang vorhanden (*Bild 2a*). Für die Stellung „Separate" sind zwei weitere Eingänge vorhanden, die aus unabhängigen Signalquellen betrieben werden können (Bild 2b). Auf eine Einstellmöglichkeit für die Triggerpegel der Start-Stop-Eingänge sowie auf eine Wahl der Triggerflanke wird hier verzichtet. Es wird stets bei der abfallenden Flanke getriggert. Durch zwei Taster wird auch ein manuelles Starten und Stopen ermöglicht. Mit einer „Reset"-Taste wird die Anzeige auf Null zurückgestellt.

Man beachte, daß bei eingeschaltetem Vorteiler die angezeigte Impulszahl mit zehn multipliziert werden muß! Außerdem sei hier daran erinnert, daß bei bekannter Impulsdauer der Betrieb als Stoppuhr möglich ist.

Die gewählte Betriebsart wird mittels Leuchtdioden angezeigt. Da bei diesen Systemerweiterungen vom Miniaturformat sowieso abgegangen werden muß (obwohl der Aufbau trotzdem sehr kompakt möglich ist), soll auch die ursprünglich vorgesehene Sieben-Segment-Anzeige durch eine größere Anzeige ersetzt werden.

Die Schaltung

Im folgenden sollen die einzelnen Teile der Schaltung, welche die Systemerweiterung ausmachen, besprochen werden. Um die Übersichtlichkeit zu wahren, werden Funktionseinheiten vorgestellt.

Die Eingangsschaltung

Bild 3 zeigt die Eingangsschaltung des Zählers. Hier werden aus beliebigen Kurvenformen des Eingangssignals Rechtecksignale gewonnen, wobei die Triggerschwelle einstellbar ist. Zuerst soll der Zweig mit dem 10:1-Vorteiler betrachtet werden. Dieser Vorteiler erweitert die maximale Zählfrequez des Minizählers von 5 MHz auf 50 MHz und

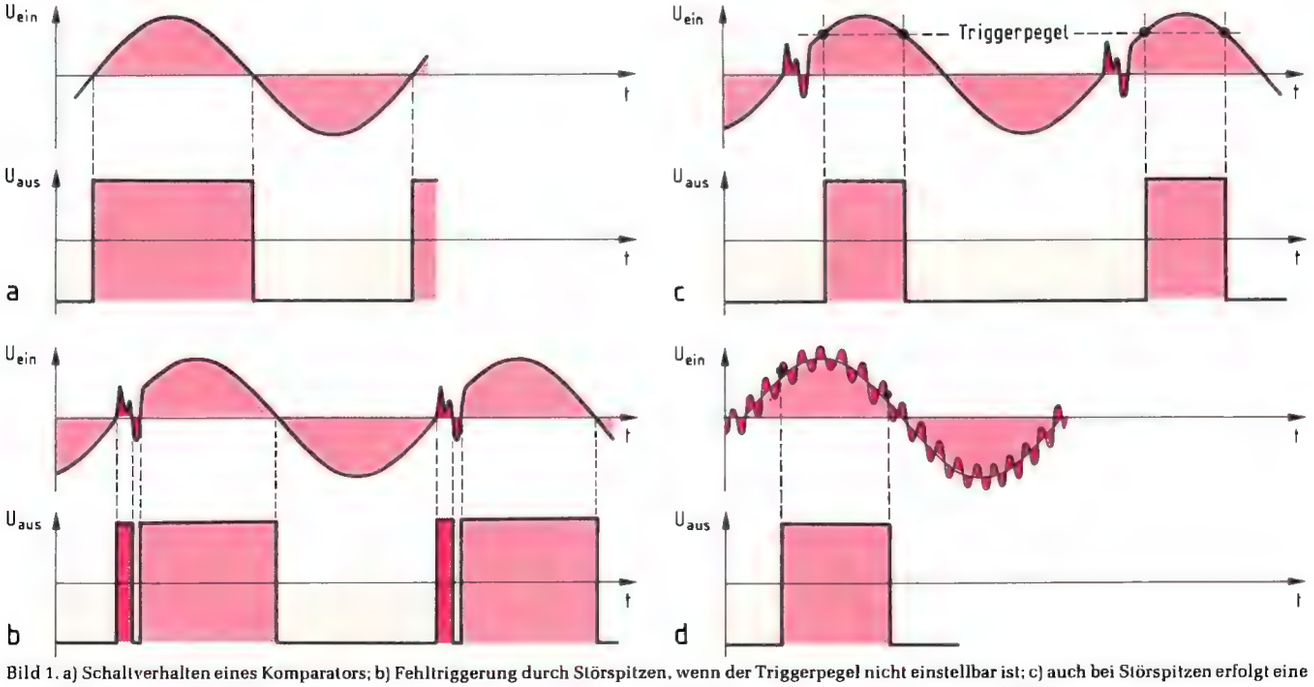


Bild 1. a) Schaltverhalten eines Komparators; b) Fehltriggerung durch Störspitzen, wenn der Triggerpegel nicht einstellbar ist; c) auch bei Störspitzen erfolgt eine korrekte Triggerung, wenn der Triggerpegel zu positiven Werten hin verschoben ist; d) exakte Triggerung durch einstellbare Hysterese

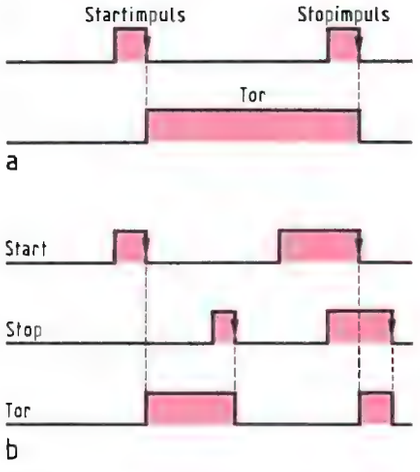


Bild 2. Start-Stop: a) Schalterstellung „Common", b) Schalterstellung „Separate"

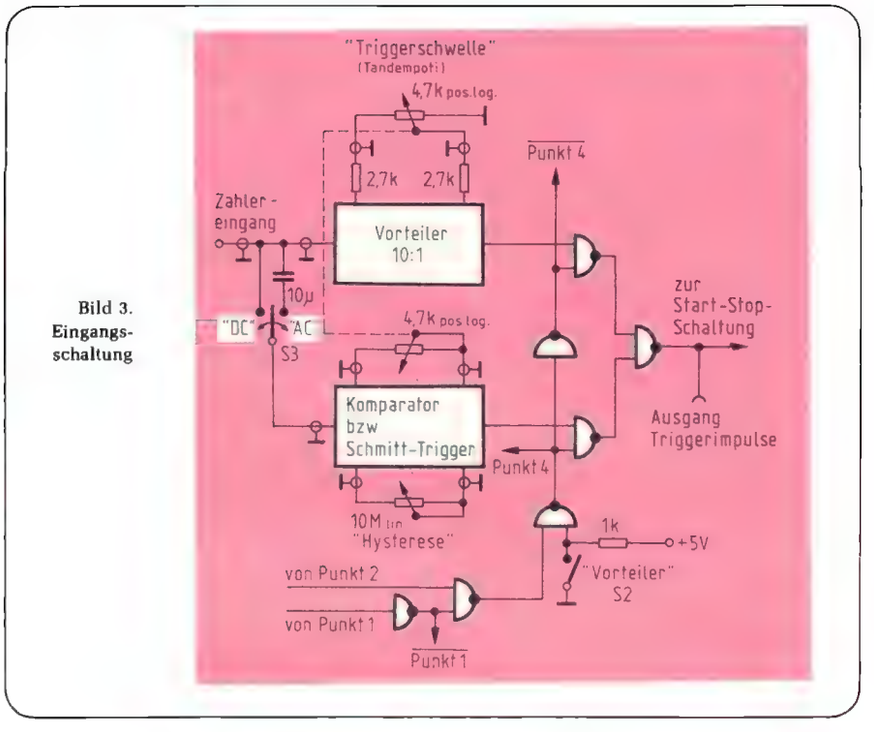


Bild 3. Eingangsschaltung

ist in den Betriebsarten Frequenzmessung (f), Periodendauermessung (T) und Ereigniszählung (I) eingeschaltet, wenn S2 geöffnet ist. Wie wir später sehen, ist bei der Messung der High-Zeit (T_H) und der Low-Zeit (T_L) Punkt 2 auf High und Punkt 1 auf Low, so daß in diesen beiden Betriebsarten der Zweig mit dem Komparator automatisch eingeschaltet ist. Dies wurde gemacht, weil eine Zeitmessung ohnehin nur bei niedrigen Frequenzen, die keinen Vorteiler verlangen, möglich ist.

Die Schaltung für den 50-MHz-Vorteiler nebst Vorverstärker ist hier nicht wiedergegeben. Wer den Selbstbau scheut, kann diese Baugruppe auch fertig, z. B. von der Firma Schwille (Postfach 80 16 09, 8000 München 80), beziehen. Als Vorteiler-IC eignet sich z. B. der Typ 74196, als Vorverstärker der Komparator µA 710.

Ist S2 geschlossen, so ist auf alle Fälle der Zweig mit dem Komparator eingeschaltet. Die Schaltung zeigt *Bild 4*. Mit einem Feldeffekttransistor BF 245 in Drainschaltung (Sourcefolger) wird ein hoher Eingangswiderstand (1MΩ) erzielt. Der Arbeitspunkt des Transistors ist mit R = 1 kΩ von Source gegen Masse eingestellt. Die Spannungsverstärkung der Transistorstufe ist v ≈ 1, siehe [1]. Der 100-kΩ-Widerstand in der Gate-Leitung ist gegen den hohen Eingangswiderstand des FET zu vernachlässigen und dient nur als Vorwiderstand der beiden gegeneinander geschalteten Z-Dioden. Diese begrenzen die Eingangsspannung (Überspannungsschutz). Der Kondensator mit C = 4,7 nF parallel zu R = 100 kΩ verbessert das Impulsverhalten der Schaltung. Mit R = 1 MΩ wird ein definierter Eingangswiderstand eingestellt. Zusammen mit dem Koppelkondensator von 10 µF (Bild 3) ergibt sich bei AC-Kopplung (S3) eine untere Grenzfrequenz von f = 0,1 Hz. Die maximal erlaubte Eingangsfrequenz der Schaltung ist ca. 1 MHz. Auf die FET-Stufe folgt ein Spannungskomparator mit einem Operationsverstärker 709. Die Referenzspannung und somit die Triggerschwelle wird über ein Poti (4,7 kΩ pos. log.) eingestellt.

Die Triggerschwelle läßt sich nur zu positiven Spannungswerten hin verschieben (ca. 7 V Spitze), die maximale Empfindlichkeit ergibt sich bei Linksanschlag und wird mit dem 1-kΩ-Trimmer auf ca. 20 mV eingestellt (siehe Abschnitt „Abgleich"). Wird die Schaltung mit ± 15 V gespeist, so muß der Widerstand mit 1 kΩ, der parallel zu 3,3 kΩ liegt, entfallen. Ist S7 geschlossen, so geht der Komparator in einen Schmitt-Trigger über, und die Hysterese ist mit dem 10-MΩ-Poti unabhängig von der Triggerschwelle einstellbar. Über einen Spannungsteiler und ein

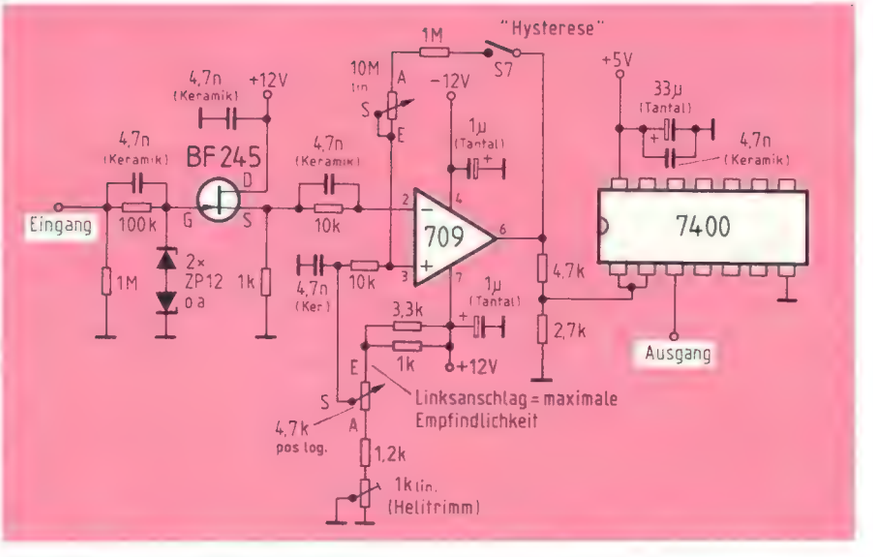


Bild 4. Komparator bzw. Schmitt-Trigger

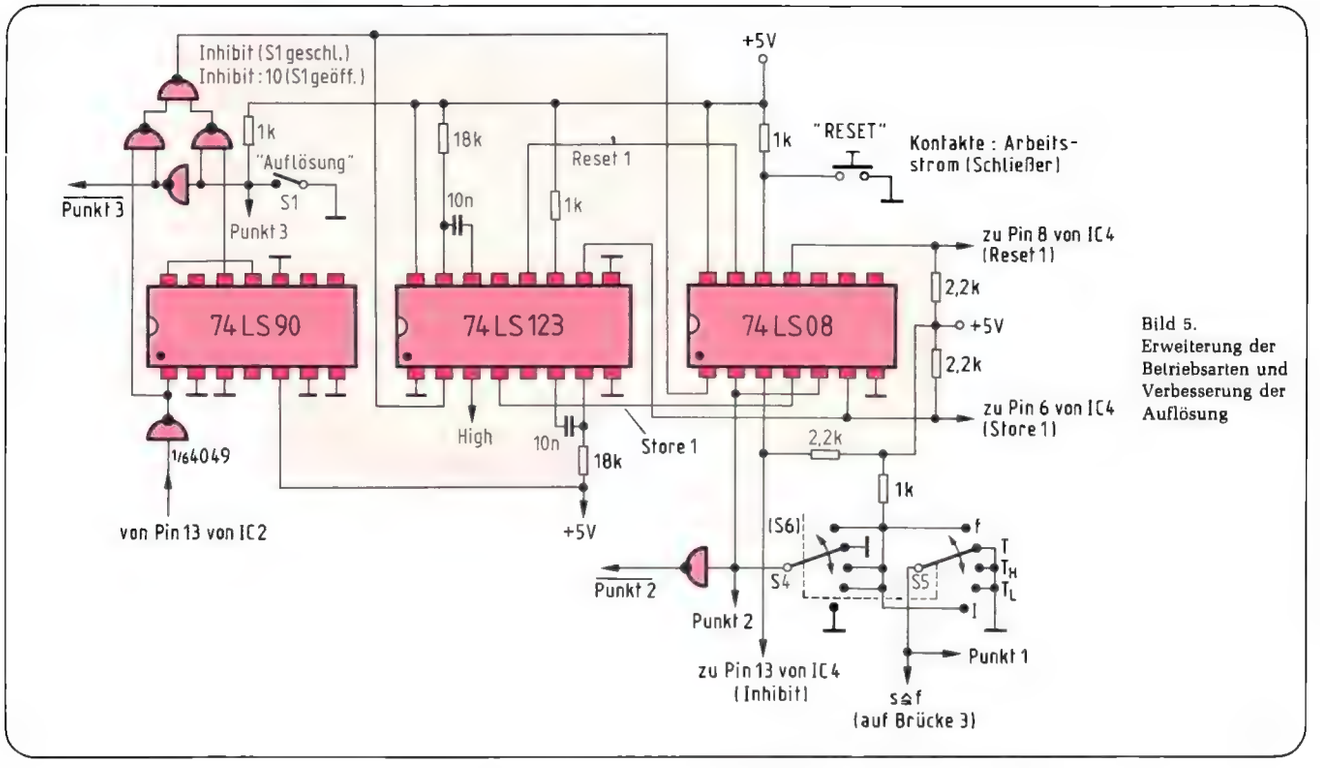


Bild 5. Erweiterung der Betriebsarten und Verbesserung der Auflösung

UND-Gatter wird das Ausgangs-Rechtecksignal auf TTL-Pegel gebracht.

Erweiterung der Betriebsarten und Verbesserung der Auflösung

Die Erweiterung der Betriebsarten auf Messung der High-Zeit, der Low-Zeit und auf Ereigniszählung zeigen *Bild 5* und *Bild 6*. Zugleich wird hier die Anzeige von 1 Hz in der niedrigstwertigen Stelle (ohne Vorteiler) erreicht. Ist S1 (Bild 5) geschlossen, so gelangt das Inhibit-Signal von Pin 13 von IS2 |2| zu Pin 13 von IS4 und von dort weiter zu Pin 2 von IS5, wenn der Betriebsarten-Wahlschalter S4, S5, S6 (3 x 5 Kontakte) in Stellung „f" steht. Ist S1 geöffnet, so wird das Inhibit-Signal durch zehn geteilt und die Torzeit zehnmal länger. Die Auflösung ist somit nicht mehr 10 Hz, sondern 1 Hz. In der Betriebsart Ereigniszählung ist das Inhibit-Signal stets auf Low-Potential und das Tor somit stets geöffnet. Die Signale Reset 1 und Store 1 werden jetzt durch ein Dual-Monoflop (74 LS 123) erzeugt. Reset 1 wird auch durch Drücken der Reset-Taste zum Rücksetzen der Anzeige bei Ereigniszählung erzeugt. Store 1 wird vom UND-Gatter nur bei Frequenzmessung durchgelassen.

Die TTL-Pegel der Signale werden durch Pull-up-Widerstände (2,2 kΩ) zur Ansteuerung der CMOS-Schaltungen des Mini-Zählers aufbereitet. In der Schaltung nach Bild 5 werden außerdem logische Pegel erzeugt, die zur automatischen Umschaltung des Dezimalpunkts und zur Anzeige der Betriebsart benötigt werden. Bild 6 zeigt die wenigen Änderungen, die zur Messung der High- bzw. Low-Zeit nötig sind. In diesen beiden Betriebsarten wird das Flipflop von IC6 umgangen, so daß die Torzeit τ_{INH} direkt der Signalbreite entspricht. Bei Messung der Periodendauer formt dieses Flipflop als Teiler durch 2 aus Impulsen mit beliebigem Tastverhältnis eine Torzeit τ_{INH}, die der vollen Periodendauer des Eingangssignals entspricht. Dies wird bei Messung von T_H bzw. T_L verhindert.

(Schluß folgt)

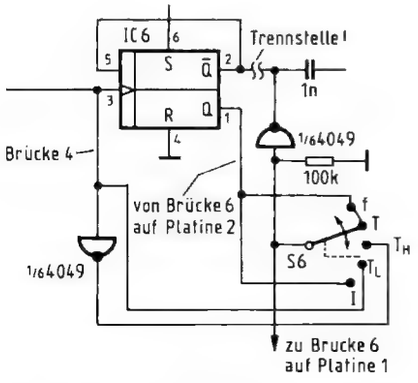
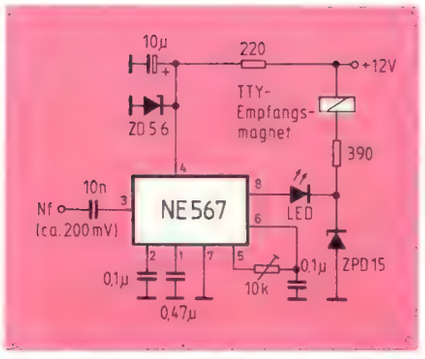


Bild 6. Änderungen zur Messung der High/Low-Zeit

Ein einfacher Fernschreib-Konverter

Funkfernschreiben (RTTY) ist eine Betriebsart, die meist zwei Tonfrequenzen zur Übertragung der einzelnen, seriell gesendeten Bits eines Zeichens verwendet. Um einen Fernschreiber an einen Kurzwellen- oder VHF-Empfänger anzuschließen, ist also eine kleine Zusatzschaltung erforderlich, die man Konverter nennt und die die Rückverwandlung der Töne in eine digitale Information vornimmt.

Das *Bild* zeigt eine Möglichkeit der einfachen Realisation eines solchen Konverters. Es handelt sich dabei um eine PLL-Schaltung, die auf die Frequenz 2125 Hz eingestellt werden kann; das ist die der logischen 1 entsprechende Frequenz. Ist dieser Ton vor-



Diese Schaltung wandelt die Tonfrequenzen eines empfangenen Funkfernschreibsignals in digitale Signale um

handen, so fließt Strom durch den Empfangsmagneten des Fernschreibers; außerdem leuchtet eine LED auf, die u. a. zum genauen Abgleich der Schaltung dient.

Die Dimensionierung der PLL-Zeitkonstanten ist ein Kompromiß zwischen geringer Bandbreite (und damit hoher Störsicherheit) und der maximal verarbeitbaren Geschwindigkeit, die hier rund 75 Baud (bit pro Sekunde) beträgt. Die Schaltung eignet sich vor allem für die Verwendung im 2-m-Band (RTTY-Frequenz: 144,6 MHz) oder für den Empfang relativ wenig gestörter Fernschreibsignale auf dem KW-Bereich.

Noch ein Hinweis: Die Geschwindigkeit der RTTY-Stationen ist nicht einheitlich, sie beträgt z. T. 45,45 Baud und 50 Baud. Stellt man den zum Empfang verwendeten Fernschreiber auf etwa 48 Baud ein, so lassen sich beide Geschwindigkeiten noch fehlerfrei verarbeiten. Leider ist dies nicht bei allen Geräten möglich, da nur ein Teil mit fliehkraftgeregelten Motoren ausgestattet ist. Fe.

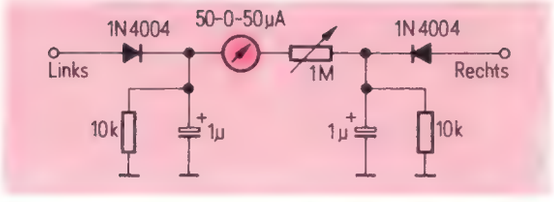
Einfache Balance-Anzeige für Stereo-Verstärker

Um festzustellen, ob die beiden Verstärkerzüge einer Stereo-Anlage bei jeder Stellung des Lautstärke-Potentiometers untereinander die gleiche Verstärkung aufweisen bzw. ob die beiden Teilpotentiometer im Lautstärkeregler einen identischen Widerstandsverlauf haben, eignet sich recht gut eine Balance-Anzeige mit einem Drehspulinstrument, dessen Nullpunkt in der Mitte liegt (*Bild*).

Aus den beiden Lautsprecherausgängen des Stereo-Verstärker wird mit Hilfe zweier Gleichrichterschaltungen eine Differenz-Gleichspannung gebildet, die am Instrument direkt als Anzeige der Balance dient. Mit dem Potentiometer kann die Empfindlichkeit der Schaltung der eingestellten Lautstärke angepaßt werden.

Sinnvollerweise schaltet man zum Balance-Test den Stereo-Verstärker auf monofonen Betrieb, da dadurch sichergestellt wird, daß beide Kanäle ein identisches Signal erhalten. Bei richtiger Einstellung des Balance-Reglers darf sich auch bei Betätigung des Stereo-Lautstärkereglers der Zeiger des Instruments nicht aus seiner Mittelstellung bewegen.

Ein wunder Punkt der Sache soll nicht verschwiegen werden: Das Instrument liefert natürlich keine Aussage darüber, welche Stellung des Balance-Einstellers der optimalen Einstellung für bestimmte räumliche Verhältnisse entspricht – das hängt vom Aufstellungsort und der Symmetrie der Lautsprecherboxen ab. *Mathias Hecker*



Balanceanzeige für Stereoverstärker. Die Elkos sollten eine Spannungsfestigkeit von min. 50 V aufweisen, damit sich die Anordnung auch für größere Leistungen eignet

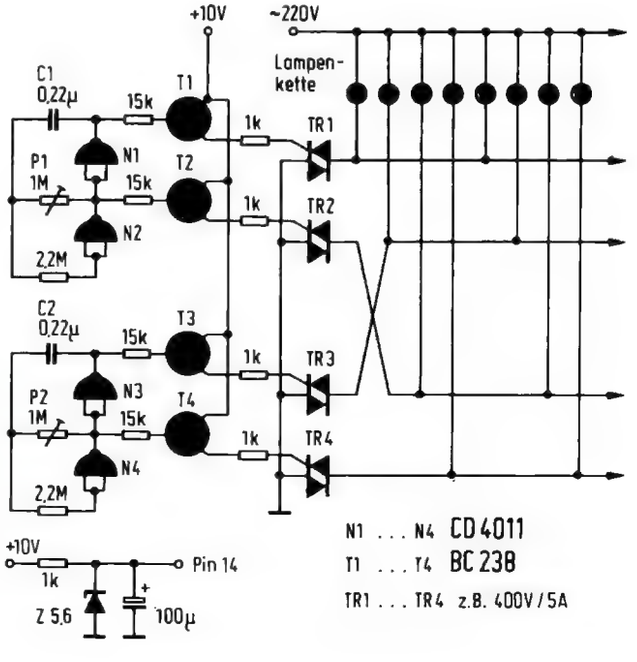
Schwebungs-Lauflicht

Der nicht nur aus der Akustik bekannte Effekt der Schwebung läßt sich auch visuell realisieren. Während die akustische Schwebung durch zwei benachbarte Töne hervorgerufen wird, kann für Lauflichteffekte die Überlagerung von Rechtecksignalen verwendet werden.

Die Steuereinheit läßt sich mit einem IC 4011 verwirklichen. N 1 und N 2 bzw. N 3 und N 4 bilden je einen Rechteckgenerator. Ihre Frequenz ist durch C 1 bzw. C 2 grob vorgegeben, P 1 und P 2 dienen zur Feineinstellung. An die Ausgänge der NAND-Glieder ist jeweils eine Stromverstärkerstufe angeschlossen. Diese Stufen steuern Triacs, deren Dimensionierung der Aufnahmeleistung der Lampenkette entsprechen muß. Die Lampen sind in vier Gruppen zusammengefaßt, die in geeigneter Weise (*Bild*) an die Steuereinheit angeschlossen sind.

Die Einstellung der Taktfrequenzen 1 und 2 erfolgt mit den beiden Potentiometern. So kann z. B. der ungefähre Umschalttakt mit P 1 eingestellt werden. Gelingt es nun, mit P 2 die gleiche Frequenz zu erreichen, blinkt die Lampenkette ohne erkennbares System. Eine geringe Variation eines der Potentiometer ruft eine Laufwirkung in der Lichterkette hervor. Die Laufgeschwindigkeit wächst allmählich und erreicht ein Geschwindigkeitsmaximum. Dann verlangsamt sich der Laufeffekt und kommt schließlich zum Stehen, d. h.

Verblüffende optische Effekte ergeben sich durch dieses „schwebende" Lauflicht. Die Triacs richten sich nach der Belastung durch die Lampenkette



die Lampengruppen blinken wechselseitig. Danach baut sich die Laufwirkung in gleicher Weise in entgegengesetzter Richtung auf. Die Laufrichtungen wechseln ständig. Dazwischen gibt es die Phase des wechselseitigen Blinkens. Der zeitliche Abstand zwischen zwei Richtungswechseln ist durch die Frequenzdifferenz gegeben.

Beim Aufbau der Schaltung sind die Bestimmungen der VDE 0100 zu beachten. *Otto Herbst*

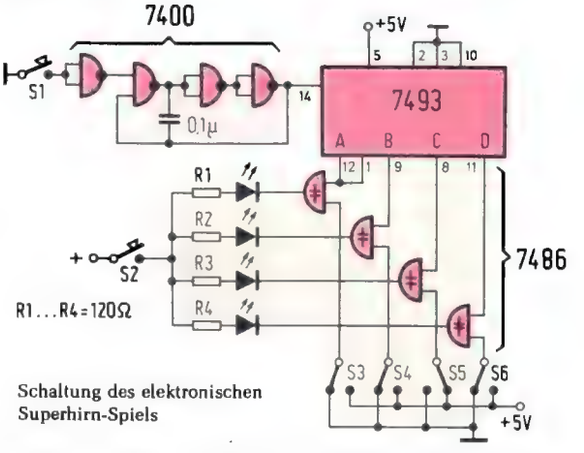
Elektronisches „Superhirn"

Unter dem Namen „Superhirn" erfreut sich ein Denkspiel großer Beliebtheit, bei dem möglichst schnell eine bestimmte Farbkombination des Spielpartners erraten werden muß. Der Mitspieler gibt mit Hilfe von Stöpseln zu erkennen, welche Farben übereinstimmen. Das Spiel bietet sich an, elektronisch nachvollzogen zu werden.

Als Start-Stop-Oszillator wird das IC 7400 verwendet *(Bild)*. Wird die Taste S 1 gedrückt, beginnt der Zähler 7493 die erzeugten Impulse zu zählen und bleibt beim Loslassen der Taste so stehen, daß an den vier Zählerausgängen eine zufällige Kombination von High- und Low-Zuständen entsteht, die es nun zu erraten gilt.

Die vier Schalter S 3...6 kann man nun in eine beliebige Stellung bringen. Haben die zusammengehörenden Zählerausgänge und Schalter gleiches Potential, so nehmen die Ausgänge des ICs 7486 den Zustand „Low" an. Nach Betätigung der Taste S 2 läßt sich ablesen, wie viele Schalterstellungen „richtig" sind. Zweckmäßigerweise ordnet man die vier LED so an, daß der Zusammenhang mit den einzelnen Schaltern nicht erkennbar ist.

Klaus Hörmann



Schaltung des elektronischen Superhirn-Spiels

Schaltungskniff

Empfindlicher Hochfrequenzgleichrichter

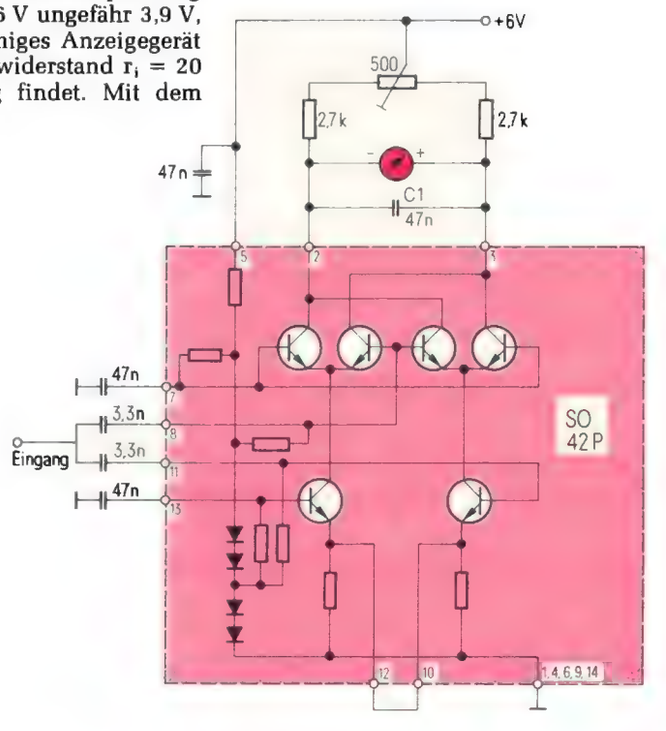
Die im *Bild* angegebene Schaltung dient zum Nachweis oder zur qualitativen Messung kleiner Hf-Spannungen bis über den UKW-Bereich hinaus. Der Vorteil dieser Anordnung gegenüber dem gebräuchlichen Diodengleichrichter besteht im Fehlen der als nachteilig empfundenen Schwellwert-Charakteristik. Im Prinzip handelt es sich um einen Kleinsignal-Multiplizierer, der derart modifiziert ist, daß er die Eingangsgröße quadriert. Mit guter Genauigkeit gilt dieses Verhalten, solange die Eingangsspannung einen Betrag von 10 mV nicht überschreitet. Wie sich mathematisch zeigen läßt, erzeugt ein sinusförmiges Eingangssignal der Frequenz f an einer quadratischen Kennlinie eine Ausgangsgröße, die aus zwei Komponenten besteht, nämlich einer Gleichspannung und einer überlagerten Wechselspannung mit der doppelten Eingangsfrequenz gemäß dem Gleichungspaar

$$f-f = 0 \quad \text{und} \quad f+f = 2f$$

Der zweite Anteil ist für die Gleichrichterfunktion unerwünscht und wird mit einem Kondensator (C 1) unterdrückt.

Im Falle der Übersteuerung ($U_{Hf} > 10$ mV) arbeitet die Schaltung – auf Grund der Kennliniensymmetrie gegenüber negativen und positiven Halbwellen – uneingeschränkt, aber die Anzeige erreicht schnell ihren Sättigungswert. Dieser hängt von der Betriebsspannung ab und beträgt bei 6 V ungefähr 3,9 V, sofern ein hochohmiges Anzeigegerät (spezifischer Innenwiderstand r_i = 20 kΩ/V) Anwendung findet. Mit dem 500-Ω-Trimmwiderstand wird der Nullabgleich durchgeführt.

Der Kern der Schaltung läßt sich auch mit Einzelhalbleitern simulieren. Allerdings geht dann im allgemeinen die der integrierten Schaltung SO42P innewohnende Temperaturkompensation verloren. Abschließend sei noch erwähnt, daß sich die Anordnung ausgezeichnet zur AM-Demodulation eignet, z. B. anstelle der Diode im „Detektor-Empfänger". *Michael v. Sarnowski*



Das IC SO42P dient hier als Hf-Multiplikator zur Quadrierung und damit Gleichrichtung des Eingangssignals

Ing. (grad.) Peter von Bechen

LED-Siebensegment-Großdisplay

Zuweilen werden Anzeigeelemente benötigt, die aus größerer Entfernung noch deutlich erkennbar und sicher ablesbar sein sollen, z. B. in einer Halle. Handelsübliche Displays reichen dafür oft nicht aus, sie haben Ziffernhöhen von maximal 20...25 mm und sind daher für einen Betrachtungsabstand bis ungefähr 5 m geeignet.

Hier sollen einige Hinweise gegeben werden, wie mit einzelnen LEDs Anzeigen aufgebaut werden können, die auch aus größerer Entfernung noch erkennbar sind. Als Beispiel ist der Bau einer Digitaluhr mit 50 mm hohen Ziffern beschrieben.

Mechanische Beschaffenheit von LED-Displays

Ziffern von 0 bis 9 werden üblicherweise durch Siebensegment-Anzeigen dargestellt, indem jeweils die Segmente angesteuert werden, die zusammen das Ziffernsymbol ergeben. Die Leuchtbalken bestehen aus je einer oder zwei (in Reihen geschalteten) LED, über der sich ein Material befindet, welches dafür sorgt, daß der Balken gleichmäßig ausgeleuchtet ist.

Für größere als die industriell gefertigten Anzeigen können die Balken aus einzelnen LEDs gebildet werden [1], die so aneinander gereiht werden, daß sich – aus einiger Entfernung – der Eindruck einer Linie ergibt.

Sehr gut dazu geeignet sind solche LEDs, die aufgrund der mechanischen Ausführung für die Anreihung vorgesehen sind (z. B. 5082-4670 oder CQX 10). Allerdings sind – besonders für größere Ziffernhöhen – auch die runden Typen geeignet (3 oder 5 mm Durchmesser).

Zur Bestimmung der für eine Anzeige notwendige Anzahl n_D von LEDs gibt man zunächst die Displayhöhe h vor. Eine Segmentlänge ist die Hälfte der Ziffernhöhe, welche wiederum durch die LED-Breite plus Abstand (a) geteilt wird (*Bild 1*).

$$n_D = 7 \cdot \frac{h}{2 \cdot a}$$

Die LEDs werden in der üblichen Weise in Siebensegmentanordnung auf einer Platine montiert. Zur Erhöhung des Kontrastes empfiehlt es sich, die Bestückungsseite der Platine mattschwarz zu spritzen und eine Filterscheibe (z. B. Plexiglas) vor die LEDs zu setzen.

Elektrische Eigenschaften

Die einzelnen LEDs eines Segments sind jeweils in Reihe zu schalten. Abhängig vom verwendeten Decoder kann man die Segmente mit einer gemeinsamen Kathodenleitung (z. B. für CD 4511) oder gemeinsame Anodenleitung (z. B. für SN 7447 A) verbinden.

Es ist sinnvoll, mit gemeinsamer Anode zu arbeiten, da sich bei der Summierung der LED-Flußspannungen U_f für ein Segment schon für vier und mehr LED ein Spannungswert erreicht wird, der die in Logiksystemen übliche 5-V-Betriebsspannung überschreitet. In diesem Fall kann man eine zweite Betriebsspannung U_B vorsehen, die über diesem Wert liegt (*Bild 2*).

Die Segmentvorwiderstände R_S stellen die Segmentströme I_S ein. Der Widerstandswert wird folgendermaßen berechnet:

$$R_S = \frac{U_B - U_{CES} - n_S \cdot U_f}{I_S}$$

Üblicherweise arbeitet man mit Segmentströmen I_S von 20 mA; U_{CES} liegt bei 0,5 V, n_S ist die Anzahl der in Reihe liegenden LEDs pro Segment und U_f deren Flußspannung (rd. 1,5 V für rote, 2,0 V für gelbe und grüne LEDs). Als Treiber/Decoder ist der Typ 7447 A (74247) bis 15 V und 7446 A bis 30 V

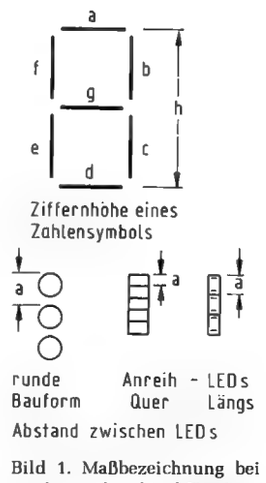


Bild 1. Maßbezeichnung bei runden und rechteckförmigen Leuchtdioden für Groß-Displays

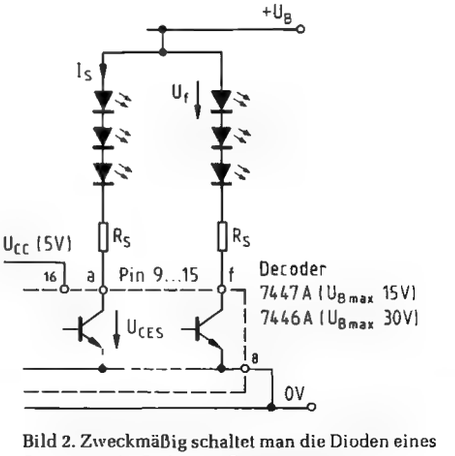
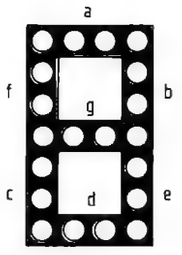


Bild 2. Zweckmäßig schaltet man die Dioden eines Segmentes in Serie, um Strom zu sparen



50 mm-Siebensegmentanzeige mit 20 LEDs

Bild 3. Anordnung der einzelnen Segmentdioden

geeignet. Die übrigen Verbindungen am Decoder erfolgen in der üblichen Weise.

Digitaluhr mit Großanzeige

Beim Aufbau einer Großanzeige mit LEDs wurde die Anordnung und Form der einzelnen Segmente so gewählt, daß bei einer Symbolhöhe von rd. 50 mm nur 20 LEDs benötigt werden. Die sich daraus ergebenden Zahlensymbole sind gut ablesbar. Bei der in *Bild 3* gezeigten Segmentaufteilung ergeben sich unterschiedliche Anzahlen der Einzel-LEDs pro Segment (*Tabelle*).

Wie aus dem Schaltbild (*Bild 4*) zu entnehmen ist, arbeitet die Anzeige im Multiplex-Betrieb, d.h. die Ziffern sind bei der sechsstelligen Anzeige nur ein Sechstel der Zeit an. Der Spitzenstrom pro Segment beträgt rd. 60 mA, bei einem Tastverhältnis von rd. 18 % ist der mittlere Segmentstrom 10 mA [2].

Damit trotz unterschiedlicher Anzahl der LEDs die Segmente gleich hell leuchten, werden unterschiedlich hohe Segmentvorwiderstände (R 17 bis R 23) eingesetzt, deren Werte in der Tabelle angegeben sind. Die Widerstände müssen mit 1 W belastbar sein.

Die Uhrenschaltung ist mit dem sehr preiswerten Uhren-IC MM5314 aufgebaut, welches mit der Netzfrequenz betrieben wird [3].

Die Uhr läßt sich wahlweise auch mit vier Stellen (Minuten/Stunden) betreiben. Dazu werden die Masseverbindung an Pin 24 offen gelassen (X) und TR 12+13 und LED 81–120 nicht vorgesehen.

Mechanischer Aufbau

Die 120 LEDs der Anzeige sind auf eine 265 mm x 78 mm große Platine montiert (*Bild 5*), die vor der Bestückung auf der Oberseite mit mattschwarzem Lack gespritzt wurde. Bei der Bestückung muß auf die richtige Polarität der LEDs geachtet werden. Netztrafo, Uhren-IC und Treibertransistoren befinden sich auf einer ebenso großen Platine (*Bild 6*), die mit Abstandsröllchen gegen die Anzeigeplatine geschraubt ist. *Bild 7* zeigt die Bestückung der beiden Platinen. Vor den LEDs befindet sich eine Filterscheibe aus rotem Plexiglas, die mit Abstandsröllchen verschraubt ist. Es ergibt sich ein sehr flacher Aufbau, der, nachdem er in einem Gehäuse aus Alublech eingebaut ist, auch der Wand aufgehängt werden kann.

Tabelle:
Segment-Vorwiderstände bei Multiplex-Betrieb von roten LEDs

Segment	LED	U_f/V	R_S/Ω
a	3	4,5	120
b	3	4,5	120
c	4	6,0	91
d	3	4,5	120
e	2	3,0	150
f	3	4,5	120
g	2	3,0	150

Literatur

[1] Das Opto-Kochbuch. Hrsg.: Texas Instruments.

[2] 7-Segmentanzeigen im Multiplexbetrieb. Applikationsschrift der Fa. Litronix.

[3] Datenblatt MM 5314. Fa. Natinal Semiconductor.

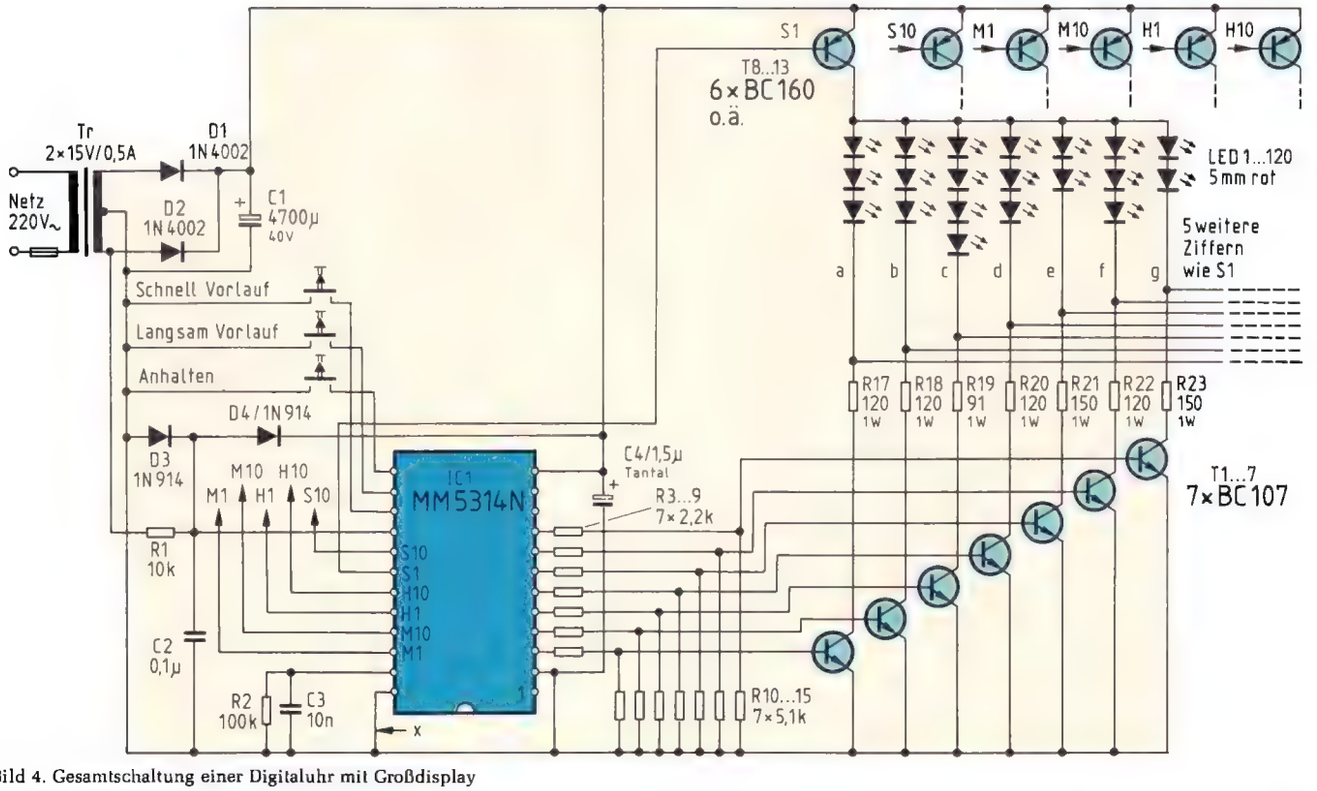


Bild 4. Gesamtschaltung einer Digitaluhr mit Großdisplay

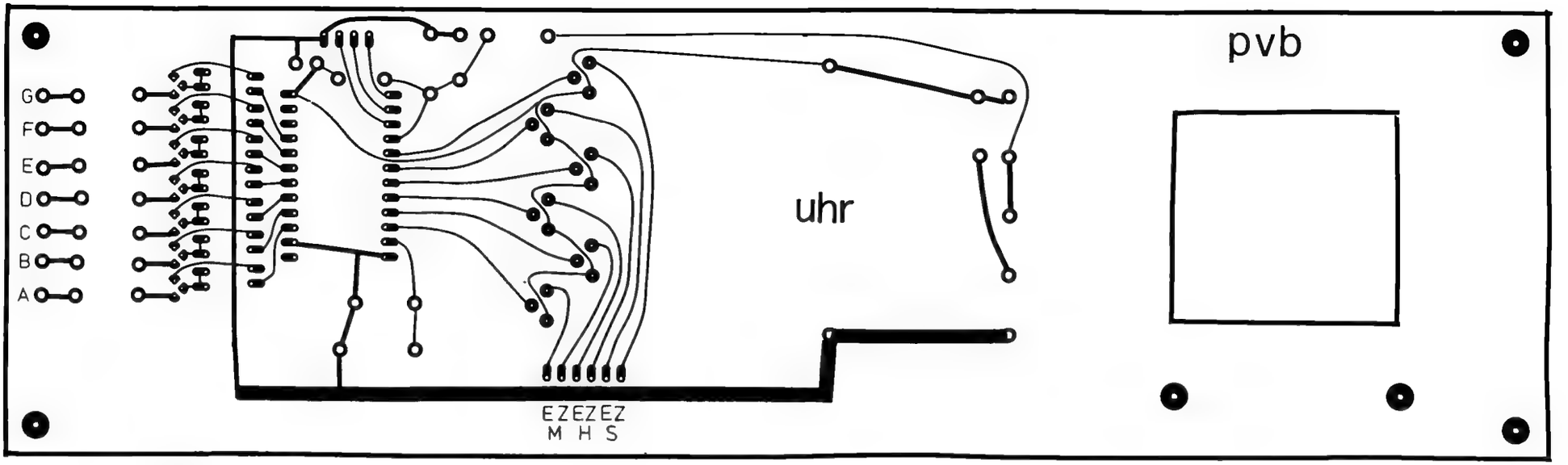


Bild 5. Platinen-Layout für die Uhr mit einem einfachen Netzteil

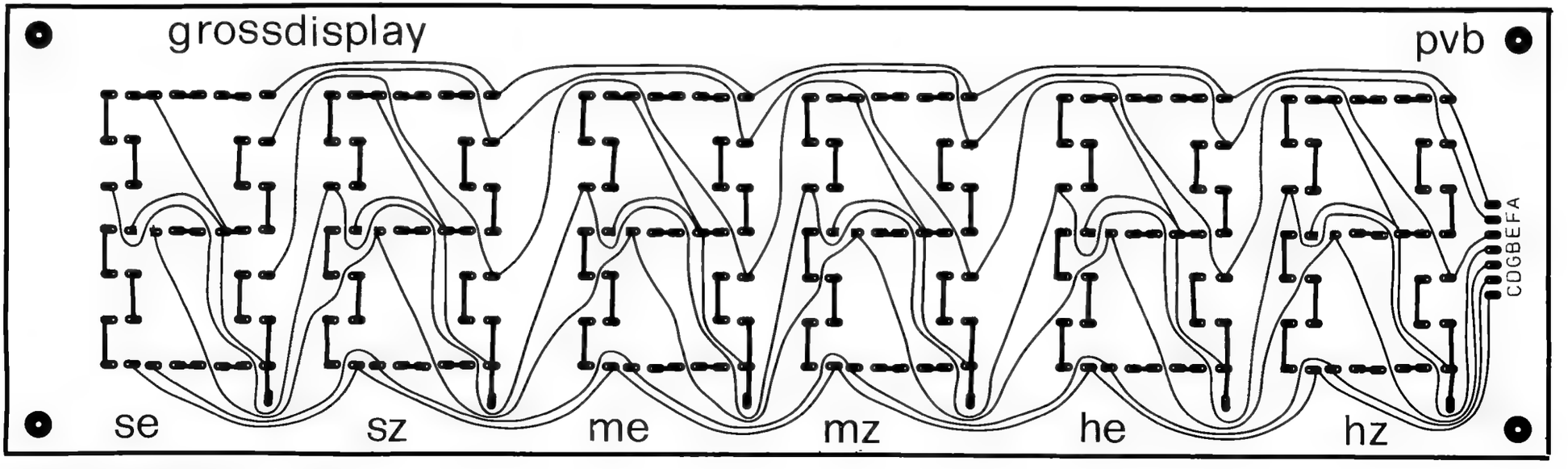
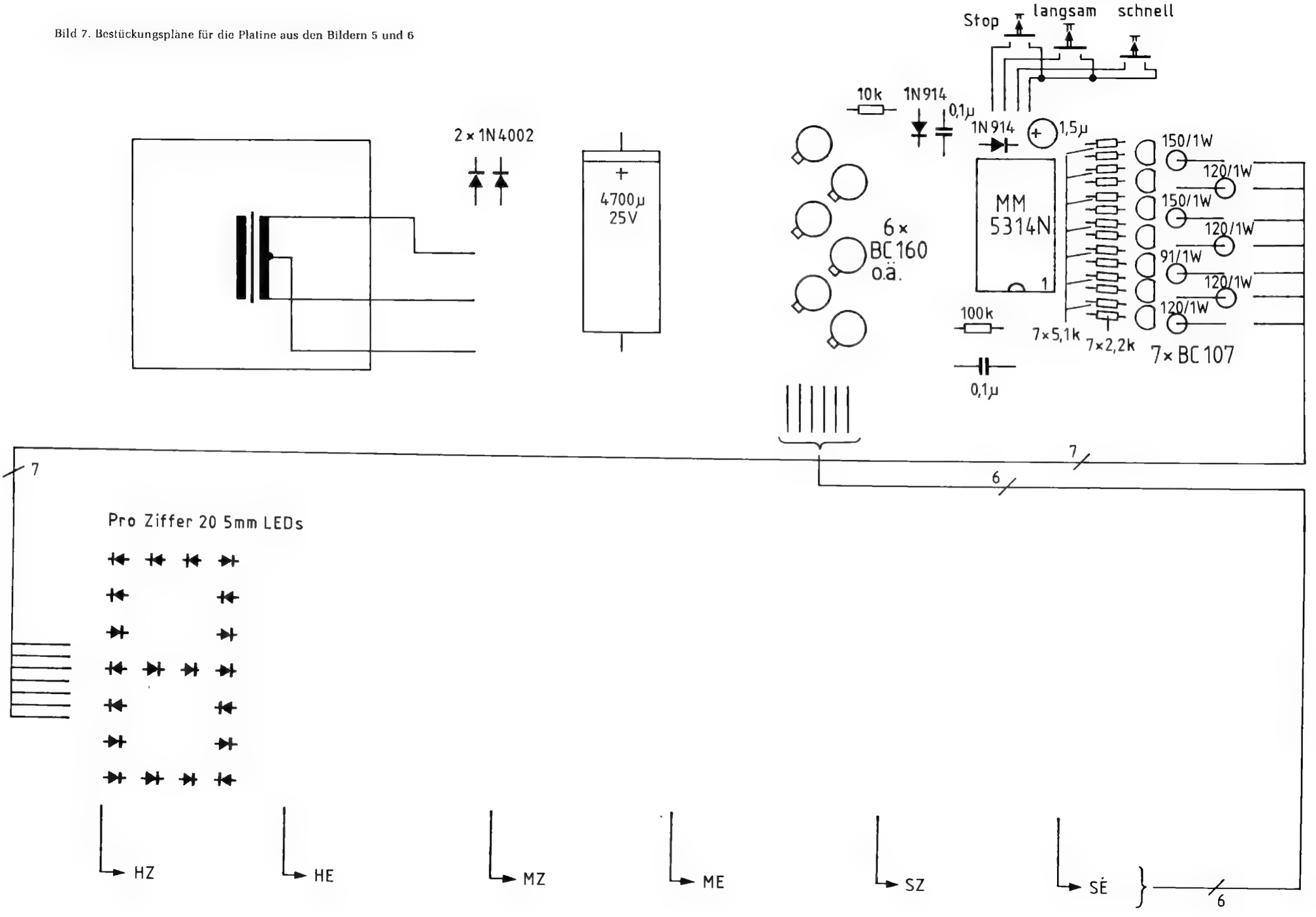


Bild 6. Layout des Großdisplays mit 120 Leuchtdioden

Bild 7. Bestückungspläne für die Platine aus den Bildern 5 und 6



Aus Miniaturzähler wird Universalzähler

Nach der Beschreibung der Erweiterungsschaltung für den Mini-Zähler werden nun Aufbau und Abgleich des Zusatzgerätes dargestellt. Statt der Verwendung von geätzten Platinen empfiehlt der Autor hierbei die Fädeltechnik.

Die Start-Stop-Schaltung

Wie bereits erwähnt, ist in der Betriebsart „Ereigniszählung" ein Start-Stop-Betrieb möglich. Die Schaltung zeigt *Bild 7*. Die in der Schaltung nach Bild 3 erzeugten Triggerimpulse gelangen zu dem als „Start-Stop-Tor" bezeichneten UND-Gatter und werden von diesem durchgelassen oder nicht. Der Stop-Zustand wird durch eine LED angezeigt. Mit S8/1 und S8/2 (doppelpoliger Umschalter) kann auf „Separate" oder „Common" geschaltet werden. Der Innenwiderstand der Eingänge beträgt 1 kΩ. Die Umtaster S9 und S10 werden entprellt und dienen zur manuellen (internen) Stop-Start-Gabe. Internes und externes Starten und Stoppen können miteinander vermischt werden. Die zu der Schaltung gehörenden Impulsdiagramme wurden bereits in Bild 2 vorgestellt. Man beachte, daß die Eingänge keinen Überspannungsschutz besitzen und TTL-Pegel erfordern. Wird das Netz eingeschaltet, so wird die Schaltung natürlich auf „Start" initiiert.

Umschaltung des Dezimalpunkts

Die automatische Umschaltung des Dezimalpunkts zeigt *Bild 8*. Die logischen Eingangspegel der Schaltung werden durch die Stellung des Betriebsarten-Wahlschalters (S4, S5, S6), durch die Stellung des Schalters „Auflösung" (S1) und durch die Stellung des Schalters „Vorteiler" (S2) bestimmt. Soll die auftretende leichte Helligkeitsänderung der Dezimalpunkte bei Änderung der Anzeige der jeweiligen Stelle vermieden werden, so müssen die Dezimalpunkte mit Kleinrelais (Vorwiderstand!) geschaltet werden.

Anzeige der Betriebsart

Durch LEDs wird die gewählte Betriebsart angezeigt (*Bild 9*). Die Steuersignale werden wie oben beschrieben erzeugt.

Änderung der Anzeige

Die im Mini-Zähler vorgesehene Anzeige wird durch den Typ FND 500 (gemeinsame Kathode, 12,7 mm) ersetzt. Die ursprünglich notwendigen Vorwiderstände entfallen! Alle gleichen Segmente werden miteinander verbunden und durch die entsprechenden Pins der IS1 (ICM 7208) angesteuert. *Bild 10* zeigt die Anschlußbilder der Bauteile.

Der Abgleich

Als einzige Baugruppe des Gerätes muß der Komparator abgeglichen werden (Bild 4). Steht ein 2-Kanal-Oszilloskop zur Verfügung, so kann der Abgleich folgendermaßen vorgenommen werden:

Der Low-Pegel des Trigger-Ausgangs auf dem einen Kanal wird auf den Ground-Pegel des zweiten Kanals eingestellt. Nachdem der Eingangs-Wahlschalter von „Ground" auf „DC" umgeschaltet und auf diesen zweiten Kanal

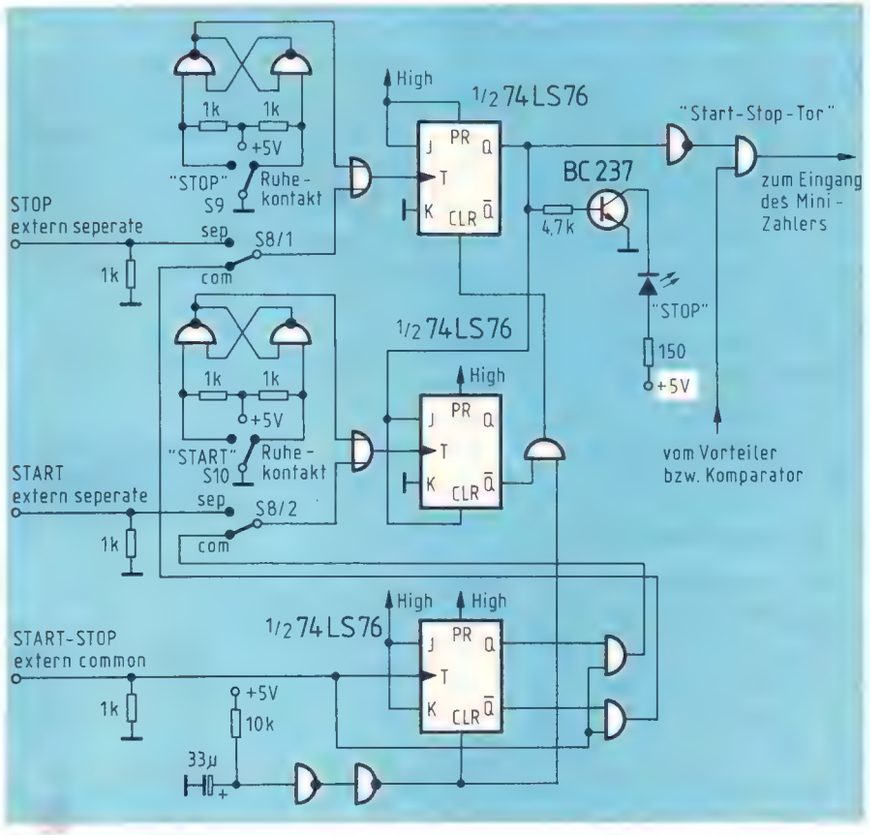
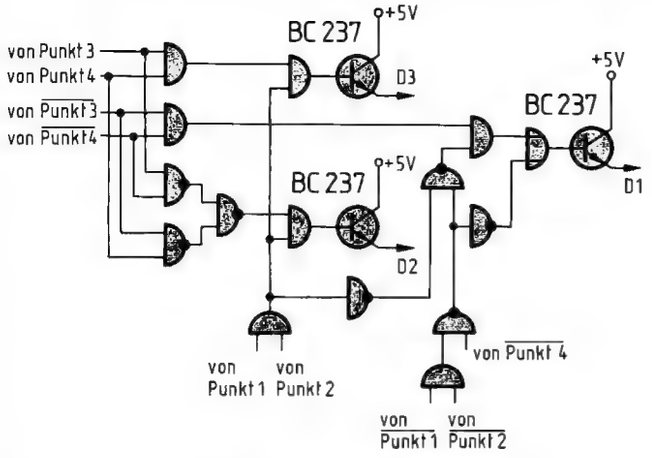


Bild 7. Start-Stop-Schaltung



D1: Dezimalpunkt rechts der 2. Stelle von rechts
D2: Dezimalpunkt rechts der 3. Stelle von rechts
D3: Dezimalpunkt rechts der 4. Stelle von rechts

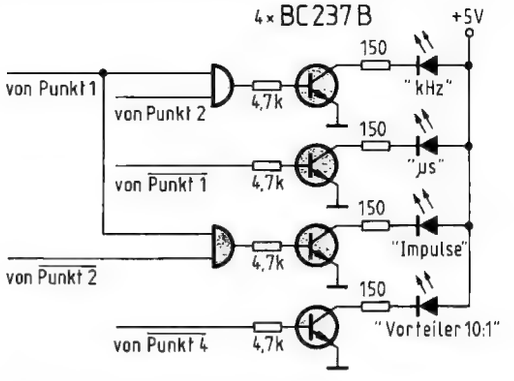


Bild 8. Umschaltung des Dezimalpunkts

◄ Bild 9. Anzeige der Betriebsart

ein Sinus-Signal (einige kHz) gelegt wurde, wird der 1-kΩ-Trimmer bei maximal eingestellter Empfindlichkeit so abgeglichen, daß die Triggerung ca. 20 mV oberhalb der Nullinie des Eingangssignals erfolgt. Steht ein hochohmiges Gleichspannungs-Millivoltmeter zur Verfügung, so wird kein Oszilloskop benötigt. Die Spannungsdifferenz zwischen dem nichtinvertierenden und dem invertierenden Eingang des Operationsverstärkers wird bei maximaler Empfindlichkeit so eingestellt, daß sie ca. 20 mV beträgt. Steht für ein Eingangssignal von ca. 20 mV kein Meßgerät zur Verfügung, so kann der Abgleich so erfolgen, daß die Einstellung des 1-kΩ-Trimmers gerade eine stehende Anzeige ergibt. Allerdings ist dann nicht sichergestellt, daß die Triggerung nicht bereits bei negativen (max. – 20 mV) Werten einsetzt. Dies ist jedoch für die Funktion des Zählers eigentlich belanglos und ergibt nur eine Ungewißheit über die absolute Lage des empfindlichsten Triggerpegels.

Aufbau der Schaltung

Der Bausatz des Minizählers sollte zuerst zusammengebaut und als eigene Funktionseinheit getestet werden. Dabei kann gleich die geänderte Anzeige (am besten über eine steckbare Flachkabelverbindung) angeschlossen werden. Dann sollte der Komparator (Bild 4) aufgebaut und auf einwandfreie Funktion überprüft werden. Beim Aufbau dieser Schaltung ist folgendes zu beachten:

Die Bauteile sind auf die eine Seite einer doppelt beschichteten Leiterplatte aufzulöten, während die andere Seite unbedingt mit Masse verbunden werden muß. Geschieht dies nicht, so besteht bei einem Rechteck-Eingangssignal Schwinggefahr. Ein möglichst kleiner Aufbau ist selbstverständlich anzustreben. Die weitere Realisierung der Schaltung kann auf steckbaren Versuchsplatinen mit Punkte-Rasterung erfolgen. Als sehr gute Verdrahtungsmethode hat sich die Verwendung eines Fädelstiftes (Fa. Siemens) erwiesen. Diejenigen Leitungen der Eingangsbaugruppen (Bild 3), welche analoge Signale führen, werden abgeschirmt. Als Logik-Bauteile werden Low-Power-Schottky-Typen verwendet.

Die Eingriffe auf den Platinen des Mini-Zählers beschränken sich auf die Auftrennung von vier Verbindungen. Die Trennung der Verbindungen zwischen IS2 und IS4 (Inhibit 1, Store 1 und Reset 1) wird so vorgenommen, daß die 100-kΩ-Widerstände mit den Pins 13, 2 und 14 verbunden bleiben.

Alle Spannungen müssen gut stabilisiert sein. Hier als Dimensionierungs-Hinweis die Stromaufnahme: + 5 V, 400 mA; + 12 V, 45 mA; – 12 V, 7 mA.

Literatur

[1] *Tietze, Schenk:* Halbleiter-Schaltungstechnik

[2] *Gößler, R.:* Miniaturzähler für Frequenz und Periodendauer. FUNKSCHAU 1976, Heft 7, S. 271 ff.

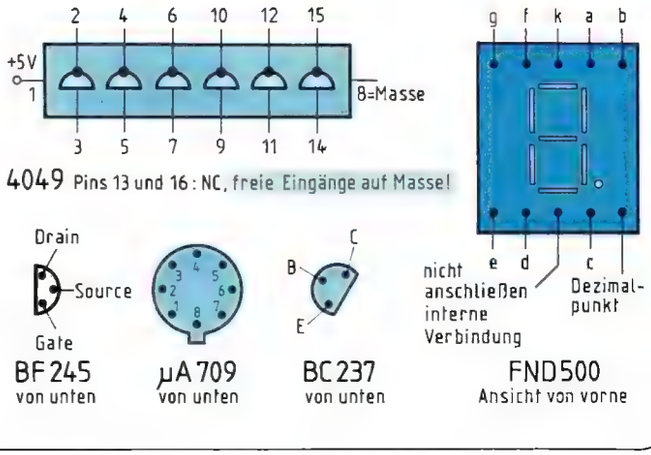


Bild 10. Anschlußbilder der Bauteile

FUNKSCHAU 11

Ze… und Fernsehtechnik, Hi-Fi, Elektronik und Mikrocomputer

51. Jahrgang
25. Mai 1979
DM 3.50
öS 32.– sfr 3.90

8 Seiten MIKROCOMPUTER

Die PIL-Farbbildröhre vom Typ S4

ZDF-Hitparade

Ein fernbedienbares 4-Wege-Kompaktgerät

Bauanleitung: Farbbalken- und Gittermustergenerator

Hannover-Messe 79

1. Berichtsheft

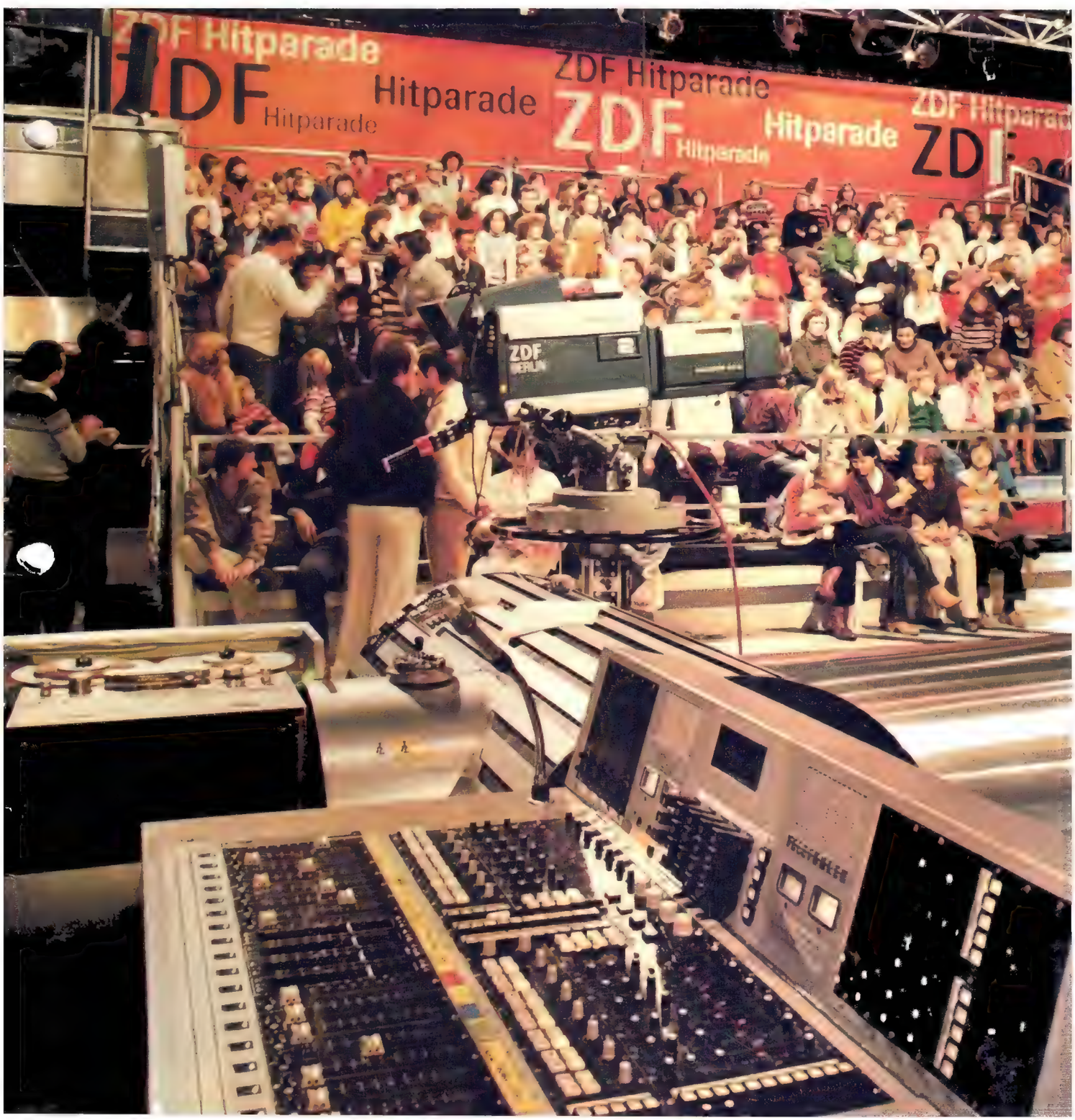


Bild 3.
Die Anordnung der Antennen ermöglichte die Ausblendung des „störenden" Senders Mühlacker

wertvolle Hilfe beim Abgleich, wie sie z. B. in den Revox-Tunern realisiert ist.

Die mit dieser Antennenanordung erzielte Empfangsqualität war bereits nahezu ausreichend, Störungen vom Sender Mühlacker wurden nicht mehr beobachtet. Die durch die große Senderentfernung bedingte niedrige Empfangsfeldstärke reichte jedoch nicht immer aus, den Empfänger auf Stereo zu schalten. Es wurde daher noch ein Verstärker mit rund 20 dB [2] vorgeschaltet, dessen gute Daten zu jeder Zeit sauberen Stereoempfang von Ö 3 ermöglichen.

Da sich bei horizontal angeordneten Antennen über deren Abstand in praktisch jedem Winkel eine Nullstelle einstellen läßt, wäre zu überlegen, ob diese Technik nicht öfter besonders bei Gemeinschaftsantennen-Anlagen eingesetzt werden sollte. Auf diese Weise ist es möglich, mit vertretbarem Aufwand das Programmangebot quantitativ und qualitativ ganz wesentlich zu verbessern.

Literatur

[1] *Bittan, T.*: Antennen-Notizbuch. UKW-Berichte 1975, Heft 1.
[2] *Martin, M.*: Neuartiger Vorverstärker. UKW-Berichte 1977, Heft 4.

Ultraflache Trockenbatterien

Bei der Entwicklung von elektronischen Kleinstgeräten – etwa von Taschenrechnern, Kleinstradios, Quarz-Armbanduhren, Automatikschaltungen in Fotoapparaten usw. – bereitete bisher mitunter die Unterbringung der Batterie gewisse Schwierigkeiten. Mit den von der japanischen Firma Matsushita entwickelten Ultraflach-Batterien dürften solche Probleme leichter zu lösen sein: Mit nur 0,8 mm Dicke lassen sie sich fast immer noch irgendwo „dazwischenschieben".

Herkömmliche Trockenbatterien mit Leclanché-Aufbau (Zink-Chloridelektrolyt-Braunstein-Kohle) müssen aus physikalischen Gründen eine gewisse Dicke aufweisen, und schon bei den sogenannten „Knopfzellen" macht sich das ungünstige Kohle/Elektrolyt-Volumenverhältnis durch geringere Batteriekapazität bemerkbar. Auch die dabei verwendeten Elektrolyte mit Ammoniumchlorid (Salmiak) und Zinkchlorid sind nicht ideal: Sie werden teilweise von der Kohle aufgesaugt und stehen dann für den elektrochemischen Prozeß nicht mehr zur Verfügung; außerdem können sie das Batteriegehäuse und als Folge davon das Gerät, in das die Batterie eingesetzt ist, korrodieren.

Mit der Neuentwicklung der Ultraflach-Batterien von Matsushita sind alle diese Schwierigkeiten ausgeräumt. Als positiver Kollektor dient hier anstelle der Kohle eine nur 0,03 mm dicke Folie aus rostfreiem Edelstahl, welche gleichzeitig ein Auslaufen des Elektrolyten sicher verhindert. Diese Folie ist mit einer Mischung aus Braunstein (Mangandioxid) und Azethylenruß als Depolarisator beschichtet. Eine nur 0,06 mm dicke Zinkfolie bildet die negative Elektrode. Zwischen den beiden Elektroden ist ein Separator angeordnet, der als Elektrolyt eine hauptsächlich aus Zinkperchlorat bestehende Lösung enthält. Dieser Elektrolyt greift Metalle nicht an, zeigt nur geringe Gasbildung und neigt kaum zu Verlusten.

Da alle Teile dieser Batterie aus dünnen Folien bestehen, läßt sie sich mit sehr geringer Dicke aufbauen. Man kann den Elektroden nahezu beliebige Formen geben und so sind für die Batterien zahlreiche Formen denkbar. Eine Auswahl davon ist im *Bild* zu sehen.

Die fertigen Batterien sind – mit Ausnahme der Kontaktdurchbrüche von 5 mm x 10 mm – vollständig mit Kunststoff umpreßt. Diese Vollisolierung gestattet ihren Einsatz auch unter engsten Raumverhältnissen. Eine Ausführung mit den Abmessungen von 70 mm x 20 mm x 0,8 mm und 1,45 g Gewicht zeigt bei 1,5 V Nennspannung eine Kapazität von 27 mAh (Dauerentladung mit 5,1 kΩ an 1,2 V). Dies reicht beispielsweise bei einem Taschenrechner mit LCD-Anzeige für 1000 Betriebsstunden. Die ersten Muster der neuen Ultraflach-Trockenbatterien sollen laut Hersteller im Frühjahr 1979 erhältlich sein. -be-

Vier Ausführungsformen der neuen, nur 0,8 mm dicken Trockenbatterien der Firma Matsushita im Vergleich zu herkömmlichen Batterien

(Nach Unterlagen der Firma Matsushita)

Michael Laas

Störsender ausgeblendet

Das dichte Netz von UKW-Sendern ist vielen Rundfunkhörern sehr willkommen; ebenso verdirbt es aber manchem, der ferne Sender empfangen möchte, den Hörgenuß. Durch eine spezielle Antennen-Anordnung kann jedoch Abhilfe geschaffen werden.

Das Dritte Programm des Österreichischen Rundfunks ist aufgrund seines Musikprogramms im süddeutschen Raum sehr beliebt. In der Umgebung Stuttgarts ist ein Sender des „Ö 3" auf 89,65 MHz zu empfangen, der im Dreiländereck östlich des Bodensees steht, also ca. 150 km entfernt vom Empfangsort. Der Sender Mühlacker des Süddeutschen Rundfunks auf 89,5 MHz steht jedoch nur in 28 km Entfernung und verschlechtert die Fernempfangsbedingungen erheblich.

In *Bild 1* wird die geographische Lage noch einmal verdeutlicht. Im westlich von Stuttgart liegenden Empfangsort ist Ö 3 fast aus Richtung Süden zu empfangen, während der störende Sender Mühlacker in Richtung Norden liegt.

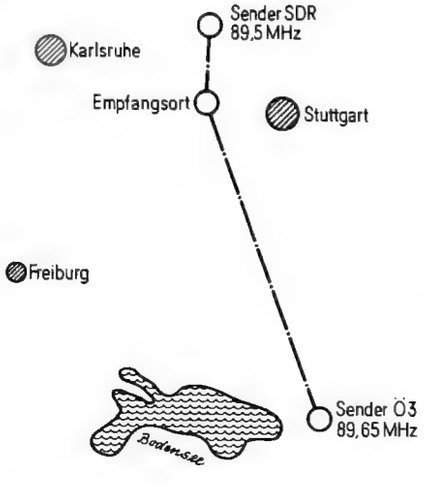
Versuche, den Sender des Ö 3 mit einer scharf bündelnden Richtantenne zu empfangen, blieben denn auch ohne Erfolg, obwohl zeitweise recht gute Feldstärken zu beobachten waren. Gestört wurde der Empfang durch Splatter bei hohem Modulationshub des Senders Mühlacker, wobei ein geringfügiges Verstimmen des Empfängers zwar den Empfang besserte, aber von Musikgenuß konnte noch keine Rede sein.

Nun gibt es ein Verfahren [1], mit dem es möglich ist, ein theoretisch unendlich großes Vor/Rück-Verhältnis zu erzielen. Dazu werden zwei gleiche Yagi-Antennen so angeordnet, daß die eine Antenne mechanisch $\lambda/4$ vor der anderen steht. Die elektrische Verbindung ist so durchzuführen, daß die zur Empfangsrichtung vorstehende Antenne über eine Verzögerungsleitung angeschlossen wird. Bei dieser Anordnung ergibt sich folgende Wirkungsweise: Das Signal aus der gewünschten Richtung erreicht die vorstehende Antenne 90° eher; ist diese nun über ein Verzögerungsglied von genau 90° angeschlossen, addieren sich die Spannungen im Zusammenschaltpunkt, so daß der normale Antennengewinn erzielt wird.

Bei einem von hinten einfallenden Signal ergibt sich bei der vorgebauten Antenne mit dem Verzögerungsglied zusammen eine Phasendifferenz von – 180° zur zurückgesetzten Antenne; eine Addition beider Signale führt zur Auslöschung. In der Praxis wird sich keine unendlich hohe Auslöschung realisieren lassen, da topographische Verhältnisse eine Beeinflussung mit sich bringen.

Bild 2 zeigt schematisch die Zusammenschaltung, während die praktische Ausführung in *Bild 3* zu sehen ist. Die obere Antenne steht $\lambda/4$ vor der unteren, die Zusammenschaltung geschieht über eine handelsübliche koaxiale Verbindungsleitung (z. B. Kathrein EVA 11). Zuerst wird das Anschlußkabel A für die obere Antenne etwas mehr als $\lambda/4$ (Verkürzungsfaktor beachten, meist 0,66) länger als Kabel B gelassen. Durch vorsichtiges Kürzen kann eindeutig die günstigste Länge und damit die beste rückwärtige Ausblendung ermittelt werden.

Bei diesem Abgleich war der UKW-Empfänger optimal auf den „Störsender" eingestellt. Eine logarithmisch angezeigte Empfangsfeldstärke ist eine



◀ Bild 1. Die geografische Lage der Sendeorte und des Empfangsortes

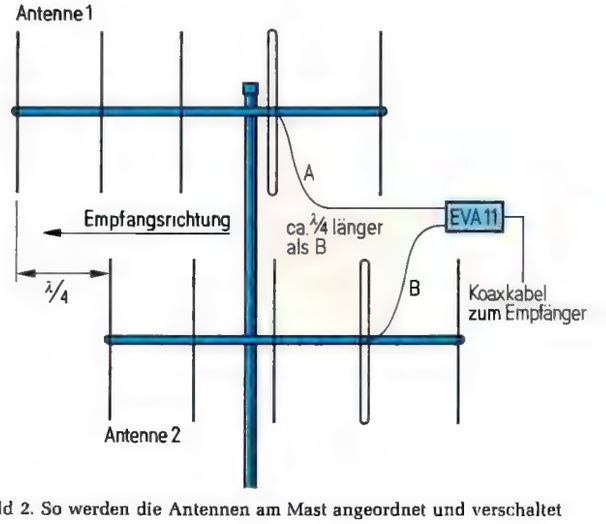


Bild 2. So werden die Antennen am Mast angeordnet und verschaltet

Hans Werner

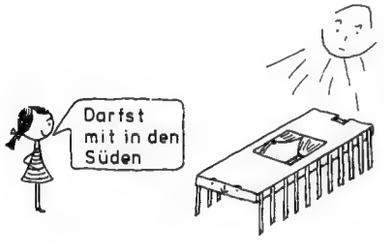
Mikrocomputer

Eine kleine Einführung

17. Teil

Löschen von EPROMs

Der Baustein ist mit einem Quarzglasfenster verschlossen und kann mit UV-Licht hoher Intensität gelöscht



werden. Durch Fotoströme wird das Gate gegen das Substrat (Trägermaterial) entladen. Normales Tageslicht reicht nicht aus.

RAM

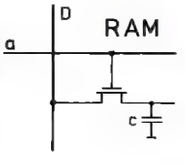
Bei der Entwicklung eines Programms ist man noch nicht sicher, ob alle gewünschten Funktionen erfüllt sind. Zur Erprobung ist ein Speicher sinnvoll, dessen Daten beliebig geändert werden können.

Nach der Erprobung kann entweder beim Hersteller ein ROM bestellt werden, oder der Anwender programmiert selbst ein PROM bzw. EPROM.

Weiterhin sind solche Typen als Datenspeicher im Mikrocomputersystem selbst notwendig.

Das RAM (Random Access Memory = Speicher mit wahlfreiem Zugriff) ist ein flüchtiger Speicher. Er verliert bei Stromausfall seine Daten. Dafür können sie jederzeit wieder eingelesen werden (Schreib-Lese-Speicher).

Dynamisches RAM



Jede Speicherzelle besteht aus einem Kondensator.
Schreiben: Mit der Adreßleitung a wird der Transistor in den niederohmigen Zustand geschaltet und über die Datenleitung die Information in den Kondensator geladen.
(1: C geladen; 0: C nicht geladen.)
Lesen: Bei niederohmigem Transistor steht die Information auf der Datenleitung.

Im Gegensatz zum EPROM ist die Ladung nicht auf dem vom Stromkreis sehr hochohmig isolierten Gate aufgebracht. Der Kondensator kann sich ständig über den Bahnwiderstand des Transistors entladen.

Um die Leckströme klein zu halten, sind für dynamische RAMs nur MOS-Techniken sinnvoll.

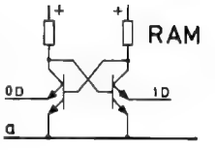
Etwa alle 2 ms muß die Ladung aufgefrischt werden (refreshing). Das geschieht z. B. durch periodisches Durchlaufen der Adreßleitungen. Das *Bild* zeigt nur eine Speicherzelle und nicht die zugehörige Auffrischschaltung.

Dynamische Speicher müssen zyklisch aufgefrischt werden.

Statisches RAM

Statische Speicher benötigen keinen Auffrischzyklus.

Grundelement sind Flipflop-Schaltungen. Sie verlieren ihre Information nur bei Stromausfall.



In dem Beispiel ist eine Speicherzelle durch kreuzgekoppelte Multiemittertransistoren realisiert. Entweder ist der linke oder der rechte Transistor leitend.

Ruhezustand: a liegt an 0-Potential. Der Kollektorstrom des leitenden Transistors fließt über a ab.

0 schreiben: a an 1, Datenleitung 0D an 0 und 1D an 1. Der linke Transistor wird leitend.

1 schreiben: a an 1, Datenleitung 0D an 1 und 1D an 0. Der rechte Transistor wird leitend.

Lesen: 0D und 1D werden auf 0-Potential gezogen. Abhängig vom gespeicherten Zustand fließt über eine der beiden Datenleitungen ein Strom, der über eine Umschaltlogik das Potential 0 oder 1 der gemeinsamen Ausgangsleitung bestimmt.

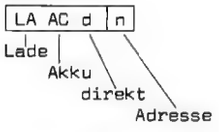
Nach der sicherlich nicht sehr interessanten Aufzählung von verschiedenen Speichertypen wollen wir unseren Mikrocomputer zum Leben erwecken. Dazu muß der grundsätzliche Ablauf der Befehlszyklen bekannt sein. Nicht verzweifeln, so genau wie beim ersten Modell ist das nicht nötig.

Der erste Befehl

soll die Transportanweisung sein:

> Lade den Inhalt der Speicherzelle n in den Akku.

Abkürzung:



Wir erinnern uns, die Abkürzungen müssen von einem Assemblerprogramm in die binäre Form des Maschinencode gebracht werden. Erst dieses Objektprogramm versteht der Mikrocomputer. Kleine Buchstaben sind in Wirklichkeit nicht erlaubt. Sie sollen uns nur die Gedächtnisarbeit erleichtern.

Beispiele:
Mit dem Befehl

LA AC d	00 09 H

gelangt der Inhalt der Zelle 00 09 H in den Akkumulator. Das H deutet auf eine hexadezimale Zahl hin. 00 09 H entspricht der Binärzahl 00000000 00001001 und der Dezimalzahl 9.
00 0A H entspricht dem dezimalen Wert 10.

Der Ladebefehl besteht aus 3 Byte:
a) Operationsteil: LA AC d 8 bit Speicherzelle 2
b) hoher Adreßteil: 00 8 bit Speicherzelle 3
c) tiefer Adreßteil: 09 8 bit Speicherzelle 4

Er kann nicht in einem Befehlszyklus ausgeführt werden, sondern er erfordert 4 vollständige Zyklen.

Zyklus 1
Der Programmzähler PZ erreicht Adresse 2, und der Inhalt der angesprochenen Speicherzelle gelangt in das Befehlsregister.
Am Schluß springt PZ auf 3.

Zyklus 2
Der hohe Teil der Adresse wird vom Datenregister übernommen.

Danach wird PZ wieder um 1 erhöht.

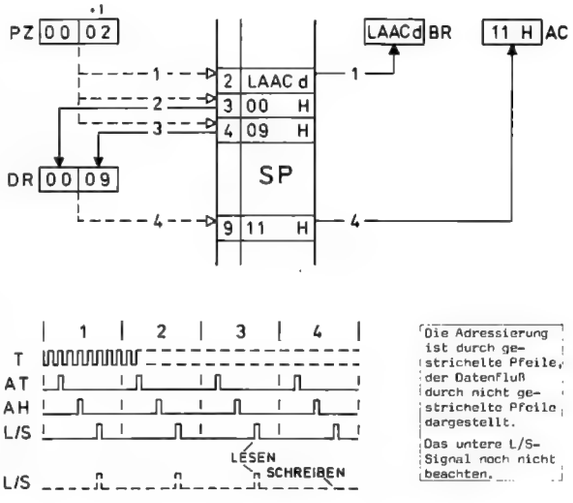
Zyklus 3
Der tiefe Teil der ...

Zyklus 4
Das Datenregister adressiert Speicherzelle 9, deren Inhalt in den Akkumulator geladen wird.

In jedem Zyklus wird mit Adresse AT der Speicherplatz und mit AH das ROM angesprochen (A9, A8 = 0).

Die Flußrichtung der Daten legt Impuls L/S fest.

L/S = 1 bedeutet: Lesen bzw. die CPU nimmt Daten auf.



Ein Stolperstein:
Der hohe und tiefe Adreßteil eines Befehls kann leicht mit den Adreßhälften AH, AT verwechselt werden.
Mit AH und AT wird der Speicher adressiert (siehe Impulsschema).

(*Fortsetzung folgt*)

Berichtigung

Programm zur Spulenberechnung mit dem TI-59

FUNKSCHAU 1979,
Heft 7, Seite 400

Wie uns der Autor, Fred H. Heller, mitteilt, haben sich in die Formeln drei Fehler eingeschlichen. Die Einheit nH muß in der Formel für L selbstverständlich im Zähler stehen. Die Einheit cm darf in den Formeln für l_{sp} und D natürlich nicht mehr unter der Wurzel stehen. Wir bitten um Ihr Verständnis, daß uns die Wurzel-Striche ein paar mm zu lang geraten sind.

KIM- und SYM-Monitor-Unterprogramme

Anwenderprogramme lassen sich meist wesentlich vereinfachen, wenn man Unterprogramme verwendet, die sich im ROM des Mikrocomputers als fest gespeicherte Monitor-Routinen befinden. Für die verbreiteten Systeme KIM-1 und SYM-1 [1] haben wir die interessantesten zusammengestellt (*Tabelle*). KIM und SYM sind zwar weitgehend software-kompatibel, aber eben nur weitgehend [2, 3].

Zum einen werden bei SYM-Unterprogrammen meist mehr Register „gerettet" als beim KIM; zum anderen befinden sich aber bestimmte Adressen, z. B. die Display-Bufferzellen, beim SYM nicht im Zero-Page-Bereich, sondern oberhalb A000. Das führt dazu, daß es recht zeitraubend sein kann, KIM-Programme für den SYM umzuschreiben, da aus Zwei-Byte-Befehlen u. U. Drei-Byte-Befehle werden, was die Änderung der meisten Sprungadressen bzw. der Branch-Befehle erfordert. Es wäre also übertrieben zu sagen, daß KIM-Programme ohne weiteres auch auf dem SYM laufen; ein wenig Programmier-Erfahrung ist schon notwendig, um diese Änderungen vorzunehmen.

Da die Register bei vielen SYM-Unterprogrammen auf den Stack („Kellerspeicher") gerettet werden, benötigt der SYM auch mehr Speicherzellen im Stackbereich, der sich im Bereich 0100...01FF befindet. KIM-Programme, die sich im Stack-Adressenbereich befinden, werden also u. U. von SYM-Monitor-Unterprogrammen zum Teil überschrieben, wenn sie recht weit in diesen Adressenraum hineinreichen.

Es soll aber nicht unerwähnt bleiben, daß die SYM-Unterprogramme trotz allem deutlich komfortabler ausgelegt sind. Eine Reihe anderer nützlicher SYM-Routinen, die hier nicht verzeichnet sind, existieren nicht im KIM-Monitor. Fe.

KIM-1			SYM-1			Monitor-Unterprogramme
Name	Adresse	Verlorene Register	Name	Adresse	Verlorene Register	Wirkung
SCAND	1F19	A, X, Y	OUTDSP	89C1	–	Anzeige einer Adresse mit Dateninhalt
SCANDS	1F1F	A, X, Y	SCAND	8906	A	Anzeige von drei Bytes im Display
INCPNT	1F63	–	INCCMP	82B2	–	Erhöhen der Adresse um 1
GETKEY	1F6A	A, X, Y	GETKEY	88AF	–	Tastaturabfrage
GETBYT	1F9D	A, Y	INBYTE	81D9	A	Ein Byte vom Terminal holen
PRTBYT	1E3B	A, Y	OUTBYT	82FA	–	Ein Byte drucken
OUTCH	1EAO	A, Y	OUTCHR	8A47	–	Ein ASCII-Zeichen drucken
GETCH	1E5A	A, Y	INTCHR	8A58	–	Ein ASCII-Zeichen holen
CRLF	1E2F	A, X, Y	CRLF	834D	–	Neue Zeile beginnen
PRT PNT	1E1E	A, Y	OUTS 2	8319	A, X	Adresse ausdrucken

Literatur

[1] Monitor-Befehle des Mikrocomputers SYM-1. FUNKSCHAU 1979, Heft 1, S. 18
[2] KIM-1-Handbuch (Astronic, München)
[3] SYM-1-Handbuch (Astronic, München)

RAM-Testprogramm für den Z-80-KIT

Oft erweitert man den RAM-Bereich seines Mikroprozessors, weiß aber nicht, ob die zugekauften RAM-ICs in Ordnung sind. Die neuen Speicherplätze einzeln zu überprüfen, wäre zu mühsam und zeitaufwendig. Das hier beschriebene Programm führt diese Überprüfung automatisch und in kurzer Zeit durch (6 s für 1 KByte). Das *Bild* zeigt das Flußdiagramm.

Die Anfangsadresse des zu überprüfenden Speicherbereiches muß in die Register H und L, die Endadresse in die Register D und E eingegeben werden, wobei beachtet werden sollte, daß stets DE ≧ HL ist; sonst läuft das Programm über die Adresse 0000 und löscht sich bei Erreichen seiner eigenen Adresse selbst.

Nach dem Start lädt das Programm den durch HL adressierten Speicherplatz mit den Daten 00 bis FF und überprüft nach jedem Laden, ob der Speicherplatz auch diese Daten enthält. Wird diese Überprüfung immer bejaht, so wird HL um 1 erhöht, und das Programm überprüft nun diesen nächsten Speicherplatz. Das geschieht so lange, bis der Wert von HL den Wert von DE erreicht hat. Danach springt das Programm in die Anzeigeroutine des Z-80-KIT; es ist mit der Anzeige der Endadresse beendet.

Wird die Überprüfung des Speicherplatzes verneint, d. h. enthält der Speicherplatz nicht die Daten, mit denen er vorher geladen worden ist, so springt das Programm ebenfalls in die Anzeigeroutine, und die Adresse des „defekten" Speicherplatzes wird im Adressenanzeigeteil angezeigt.

Jörg Ullrich

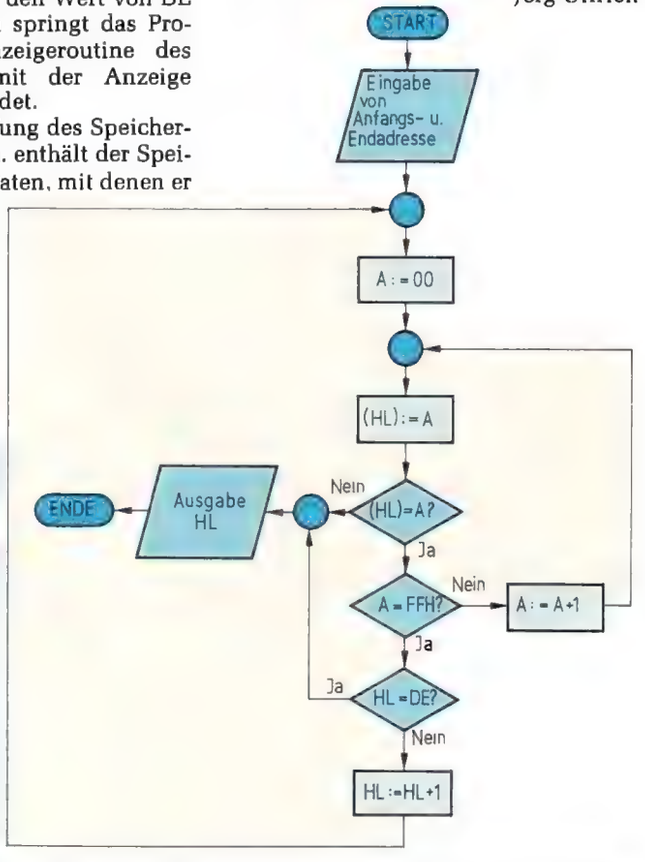
Anmerkung der Redaktion:

Über RAM-Testmethoden gibt es die unterschiedlichsten Auffassungen und Ideologien. Fest steht, daß 95 % aller Fehler schon dadurch gefunden werden können, indem jede Speicherzelle wechselweise mit 00 und FF beaufschlagt wird. Die hier vorgestellte Methode findet bestimmt nicht alle übrigen möglichen Fehler, stellt aber wegen der geringen erforderlichen Prüfzeit eine universell verwendbare Version dar.

Maschinencode für den Z-80-KIT

Stack-Pointer 3CFFH
Startadresse 3C50H

Adresse	Code
3C50	3E00
3C52	77
3C53	BE
3C54	C20D01
3C57	FEFF
3C59	2803
3C5B	3C
3C5C	18F4
3C5E	7C
3C5F	BA
3C60	2005
3C62	7D
3C63	BB
3C64	CA0D01
3C67	23
3C68	18E6



Flußdiagramm des RAM-Tests. Das Registerpaar HL enthält die Anfangsadresse des zu prüfenden Speicherbereichs. DE beinhaltet die Endadresse. Mit A ist der Akkumulator und mit (HL) der durch HL adressierte Speicherplatz bezeichnet

Joachim Schmitt

Taschenrechner als Schreibmaschine

Das vorliegende Programm vereinfacht die Druckmöglichkeiten des programmierbaren Taschenrechners TI-59. Dabei werden die Buchstaben, Zahlen und Zeichen wie bei einer Schreibmaschine über die Tastatur eingegeben.

Nach dem Einprogrammieren *(Bild 1)* (eventuell Karte einlesen) wird zunächst „Start/Reset" (2nd E') betätigt. Dies ist nur einmal, nämlich direkt nach dem Einlesen erforderlich. Vor dem „Schreiben" einer jeden Stelle muß jeweils die Taste SBR (= Unterprogramm) betätigt werden. Bei den Buchstaben A bis E ist dies nicht nötig.

Um die Darstellung mehrerer zusammenhängender Leerzeichen zu erleichtern, muß folgendes beachtet werden: Die Anzahl der gewünschten Leerzeichen eingeben, dann SBR +/– betätigen. Nach jedem Schritt wird angezeigt, wie viele Zeichen noch in der Zeile dargestellt werden können.

Muß ein Schritt wegen Falschdruck redigiert werden, so wird „Korrektur" (2nd A') gedrückt und das richtige Zeichen eingegeben. Die Korrektur kann

```
000  22 INV    047  97 DSZ    094  47 CMS    141  12  B    188  06  6    235  76 LBL
001  77  GE    048  09  09    095  06  6     142  01  1    189  81 RST    236  55  ÷
002  96 WRT    049  00  00    096  42 STO    143  04  4    190  76 LBL    237  04  4
003  42 STO    050  55  55    097  00  00    144  81 RST    191  34 fX     238  01  1
004  06  06    051  00  0     098  04  4     145  76 LBL    192  02  2    239  81 RST
005  22 INV    052  61 GTO    099  42 STO    146  13  C    193  07  7    240  76 LBL
006  97 DSZ    053  00  00    100  05  05    147  01  1    194  81 RST    241  61 GTO
007  00  00    054  03  03    101  02  2     148  05  5    195  76 LBL    242  04  4
008  36 PGM    055  43 RCL    102  00  0     149  81 RST    196  35 1/X    243  02  2
009  01  1     056  08  08    103  42 STO    150  76 LBL    197  03  3    244  81 RST
010  00  0     057  91 R/S    104  08  08    151  14  D    198  00  0    245  76 LBL
011  00  0     058  76 LBL    105  29 CP     152  01  1    199  81 RST    246  71 SBR
012  64 PD*    059  36 PGM    106  91 R/S    153  06  6    200  76 LBL    247  04  4
013  05  05    060  87 IFF    107  76 LBL    154  81 RST    201  42 STO    248  03  3
014  43 RCL    061  00  00    108  96 WRT    155  76 LBL    202  03  3    249  81 RST
015  06  06    062  00  00    109  42 STO    156  15  E    203  01  1    250  76 LBL
016  74 SM*    063  74  74    110  07  07    157  01  1    204  81 RST    251  81 RST
017  05  05    064  01  1     111  43 RCL    158  07  7    205  76 LBL    252  04  4
018  01  1     065  22 INV    112  06  06    159  81 RST    206  43 RCL    253  04  4
019  32 X↕T    066  44 SUM    113  22 INV    160  76 LBL    207  03  3    254  81 RST
020  43 RCL    067  05  05    114  74 SM*    161  22 INV    208  02  2    255  76 LBL
021  00  00    068  06  6     115  05  05    162  02  2     209  81 RST    256  86 STF
022  22 INV    069  42 STO    116  43 RCL    163  01  1     210  76 LBL    257  04  4
023  67  EQ    070  00  00    117  07  07    164  81 RST    211  44 SUM    258  05  5
024  19 D'     071  61 GTO    118  74 SM*    165  76 LBL    212  03  3    259  81  T
025  43 RCL    072  00  00    119  05  05    166  23 LNX    213  03  3    260  76 LBL
026  05  05    073  05  05    120  29 CP     167  02  2     214  81 RST    261  91 R/S
027  67  EQ    074  43 RCL    121  43 RCL    168  02  2     215  76 LBL    262  04  4
028  00  00    075  04  04    122  08  08    169  81 RST    216  45 Y^x    263  06  6
029  74  74    076  69 □P     123  91 R/S    170  76 LBL    217  03  3    264  81 RST
030  76 LBL    077  01  01    124  76 LBL    171  24 CE     218  04  4    265  76 LBL
031  19 D'     078  43 RCL    125  16 A'     172  02  2     219  81 RST    266  87 IFF
032  22 INV    079  03  03    126  09  9     173  03  3     220  76 LBL    267  02  2
033  97 DSZ    080  69 □P     127  09  9     174  81 RST    221  52 EE     268  81 RST
034  08  08    081  02  02    128  32 X↕T    175  76 LBL    222  03  3    269  76 LBL
035  95  =     082  43 RCL    129  43 RCL    176  25 CLR    223  05  5    270  88 DMS
036  22 INV    083  02  02    130  08  08    177  02  2     224  81 RST    271  03  3
037  87 IFF    084  69 □P     131  85  +     178  04  4     225  76 LBL    272  81 RST
038  00  00    085  03  03    132  01  1     179  81 RST    226  53  (    273  76 LBL
039  76 LBL    086  43 RCL    133  95  =     180  76 LBL    227  03  3    274  89  π
040  00  0     087  01  01    134  91 R/S    181  32 X↕T    228  06  6    275  04  4
041  61 GTO    088  69 □P     135  76 LBL    182  02  2     229  81 RST    276  81 RST
042  00  00    089  04  04    136  11  A     183  05  5     230  76 LBL    277  76 LBL
043  03  03    090  69 □P     137  01  1     184  81 RST    231  54  )    278  77  GE
044  76 LBL    091  05  05    138  03  3     185  76 LBL    232  03  3    279  05  5
045  76 LBL    092  76 LBL    139  81 RST    186  33 X²     233  07  7    280  81 RST
046  22 INV    093  10 E'     140  76 LBL    187  02  2     234  81 RST    281  76 LBL
```

Bild 1. Zugegeben – kurz ist das Programm gerade nicht, aber wenn es erst einmal auf einer Magnetkarte ist, erleichtert es den Ausdruck von Kommentaren zu Programmen auf dem PC-100 A/B ganz erheblich

jedoch nur für jeweils eine Stelle erfolgen.

Ist die Zeile vollständig, so erfolgt automatisch der Ausdruck. Soll der Ausdruck erfolgen, bevor die Zeile mit zwanzig Zeichen gefüllt ist, muß „Drucken" (2nd C') betätigt werden. Dies geht schneller, als den Rest der Zeile mit Leerzeichen zu füllen.

Soll die zuletzt ausgedruckte Zeile wiederholt werden, so wird „letzte Zeile drucken" (2nd B') betätigt. Will man eine unvollständige, noch nicht ausgedruckte Zeile löschen, also von neuem beginnen, so ist „Start/Reset" (2nd E') zu drücken. Das Programm setzt daraufhin auf Ausgangsbedingungen zurück. Dennoch kann die Funktion „letzte Zeile drucken" weiterhin ausgeführt werden.

Kurzerläuterung zum Programm „Schreibmaschine"

Schritt	Beschreibung	Eingabe	Befehl	Anzeige
1	Eingeben des Programms bzw. Karte einlesen			
2	Start/Reset betätigen		2nd E'	20
3 a	Symbol eingeben (SBR nicht nötig bei A...E)		SBR (2nd) ...	
b	n Leerzeichen eingeben	n	SBR +/–	
4 a	Korrektur einer falschen Eingabe		2nd A'	
b	Korrigierte Eingabe siehe Schritt 3			
5	Vorzeitiger Ausdruck		2nd C'	20
6	Wiederholung der letzten Druckzeile		2nd B'	
7	Ganze Zeile löschen (Die Schritte 3 bis 7 können in beliebiger Reihenfolge wiederholt werden.)		2nd E'	20

```
282  78 Σ+        329  02  2        376  76 LBL       423  04  4
283  06  6        330  81 RST       377  59 INT       424  00  0
284  81 RST       331  76 LBL       378  05  5        425  81 RST
285  76 LBL       332  38 SIN       379  06  6        426  76 LBL
286  79  x̄        333  07  7        380  81 RST       427  98 ADV
287  07  7        334  05  5        381  76 LBL       428  05  5
288  81 RST       335  81 RST       382  50 I×I       429  07  7
289  76 LBL       336  76 LBL       383  07  7        430  81 RST
290  67  EQ       337  39 COS       384  02  2        431  76 LBL
291  08  8        338  05  5        385  81 RST       432  95  =
292  81 RST       339  02  2        386  76 LBL       433  06  6
293  76 LBL       340  81 RST       387  66 PAU       434  04  4
294  68 NOP       341  76 LBL       388  07  7        435  81 RST
295  09  9        342  30 TAN       389  06  6        436  76 LBL
296  81 RST       343  05  5        390  81 RST       437  90 LST
297  76 LBL       344  03  3        391  76 LBL       438  07  7
298  69 OP        345  81 RST       392  65  ×        439  01  1
299  01  1        346  76 LBL       393  05  5        440  81 RST
300  02  2        347  47 CMS       394  00  0        441  76 LBL
301  81 RST       348  06  6        395  81 RST       442  94 +/-
302  76 LBL       349  06  6        396  76 LBL       443  85  +
303  97 DSZ       350  81 RST       397  60 DEG       444  01  1
304  01  1        351  76 LBL       398  05  5        445  95  =
305  81 RST       352  48 EXC       399  01  1        446  42 STO
     76 LBL       353  07  7        400  81 RST       447  09  09
307  27 INV       354  00  0        401  76 LBL       448  22 INV
308  07  7        355  81 RST       402  75  -        449  86 STF
309  04  4        356  76 LBL       403  02  2        450  00  00
310  81 RST       357  49 PRD       404  00  0        451  61 GTO
311  76 LBL       358  06  6        405  81 RST       452  76 LBL
312  28 LOG       359  07  7        406  76 LBL       453  76 LBL
313  05  5        360  22 INV       407  70 RAD       454  17 B'
314  04  4        361  76 LBL       408  06  6        455  69 OP
315  81 RST       362  99 PRT       409  03  3        456  05  05
316  76 LBL       363  06  6        410  81 RST       457  91 R/S
317  29 CP        364  00  0        411  76 LBL       458  76 LBL
318  06  6        365  81 RST       412  85  +        459  18 C'
319  05  5        366  76 LBL       413  04  4        460  86 STF
320  81 RST       367  57 ENG       414  07  7        461  00  00
321  76 LBL       368  07  7        415  81 RST       462  00  0
322  20 CLR       369  07  7        416  76 LBL       463  61 GTO
323  06  6        370  81 RST       417  80 GRD       464  00  00
324  01  1        371  76 LBL       418  07  7        465  03  03
325  81 RST       372  58 FIX       419  03  3        466  00  0
326  76 LBL       373  05  5        420  81 RST       467  00  0
327  37 P/R       374  05  5        421  76 LBL       468  00  0
328  06  6        375  81 RST       422  93  .        469  00  0
                                                     470  00  0
```

Zur Erleichterung des Auffindens der entsprechenden Tasten kann die jedem TI-58/59 beiliegende Tastencode-Schablone insofern abgeändert werden, daß man über den Tastenausschnitten kleine Klebefolien aufbringt und darauf die zu druckenden Symbole zeichnet, beispielsweise die Erstfunktion schwarz, die Zweitfunktion blau *(Bild 2)*.

Die Zeichenverteilung auf die einzelnen Tasten für das hier aufgelistete Programm ist aus der Zeichnung ersichtlich. Benutzer des TI-58 können das Programm leider nur in eingeschränkter Form (weniger Zeichen) benutzen, da sie bei der erforderlichen Speicherbereichsverteilung nicht die nötige Anzahl von Programmspeicherplätzen zur Verfügung haben.

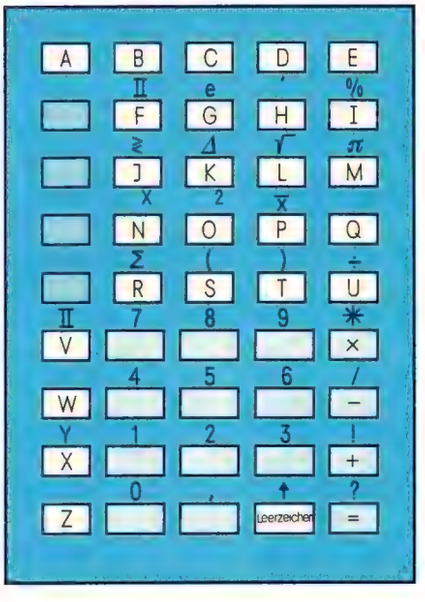


Bild 2. Tastencode-Schablone für den TI-59

Kalender-Algorithmus

In dem Beitrag in Heft 22/1978, S. 1102, ist bei der Angabe der Schaltregel für den Gregorianischen Kalender ein Fehler unterlaufen. Daß alle durch 4 teilbaren Jahre Schaltjahre sind, ist allgemein bekannt. Weniger geläufig ist jedoch die durch die Gregorianische Kalenderreform 1582 eingeführte Ausnahme, daß von den Jahrhundertjahren nur diejenigen Schaltjahre sein sollen, die durch 400 teilbar sind. 1600, 2000, 2400 sind also Schaltjahre, 1700, 1800, 1900, 2100, 2200 sind keine Schaltjahre.

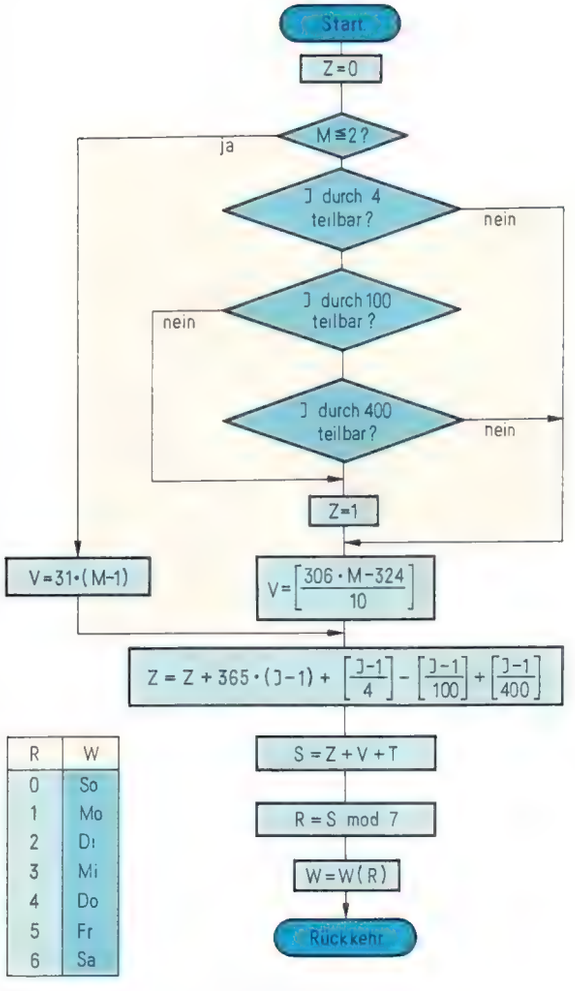
Ziel der Reform war es, das aus ganzen Tagen bestehende Kalenderjahr dem nicht in ganzen Tagen meßbaren Lauf der Erde um die Sonne besser anzupassen, so daß z. B. der Frühlingsanfang am 21. März erhalten bleibt.

Entsprechend dem Fehler in der Schaltregel ist in Heft 22 auch der Gültigkeitsbereich für das Programm falsch angegeben: Nicht vom 1. 3. 1600 bis 28. 2. 2000, sondern vom 1. 3. 1900 bis 28. 2. 2100 ist das Programm anwendbar.

Die Korrekturen seien zum Anlaß genommen, einen Kalender-Algorithmus vorzustellen, der keinen eingeschränkten Gültigkeitsbereich hat (schon in Heft 22 wurde erwähnt, daß dafür ein nur geringer Mehraufwand nötig ist) und der für die Ermittlung der bis zum Vormonat des Monats M vergangenen Tage V keine Tabelle, sondern eine für Mikrocomputer geeignete Formel benutzt (*Bild 1*). Im folgenden soll nicht das gesamte Biorhythmus-Programm wiederholt werden, sondern nur eine Alternative zu dem separat verwendbaren Kalender-Unterprogramm angegeben werden (*Bild 2*). Damit das Programm auch ohne Kenntnis von Heft 22 verständlich wird, seien zuvor noch einige Abkürzungen und Symbole erläutert. Zu den gegebenen Werten Tag T, Monat M, Jahr J (vierstellig) eines Datums im Gregorianischen Kalender werden die fortlaufende Tagesnummer S und der Wochentag W berechnet. Die fortlaufende Tagesnummer ist gleichzeitig die Anzahl der von einem Bezugspunkt Null bis zum gegebenen Datum vergangenen Tage. Sie ist ein Hilfsmittel für die Ermittlung der exakten Differenz (in Tagen) zwischen zwei gegebenen Daten (z. B. Geburtstag und heutiger Tag).

Zum Flußdiagramm sei noch vermerkt, daß die eckigen Klammern angeben, daß nur der ganze Teil des Ergebnisses zu nehmen ist, Stellen nach dem Komma bzw. Bruchteile also wegzulassen sind. Und „mod 7" gibt an, daß nur der bei Division durch 7 sich ergebende Rest zu nehmen ist. Das BASIC-Programm ist an die Form von Heft 22 angelehnt, damit interessierten Lesern der Vergleich erleichtert wird.

Jindra Singer



R	W
0	So
1	Mo
2	Di
3	Mi
4	Do
5	Fr
6	Sa

◄ Bild 1. Flußdiagramm des Kalender-Algorithmus

```
Ø11Ø INPUT T,M,J
Ø12Ø Z=Ø
Ø122 IF M<=2 THEN 296
Ø13Ø IF J/4<>INT(J/4) THEN 292
Ø132 IF J/1ØØ<>INT(J/1ØØ) THEN 29Ø
Ø134 IF J/4ØØ<>INT(J/4ØØ) THEN 292
Ø29Ø Z=1
Ø292 V=INT((3Ø6*M-324)/1Ø)
Ø294 GO TO 3ØØ
Ø296 V=(M-1)*31
Ø3ØØ Z=Z+(J-1)*365+INT((J-1)/4)
Ø3Ø1 Z=Z-INT((J-1)/1ØØ)+INT((J-1)/4ØØ)
Ø34Ø S=Z+V+T
Ø35Ø R=S-INT(S/7)*7
Ø37Ø FOR I=1TO7
Ø38Ø READ W$(I)
Ø39Ø NEXT I
Ø4ØØ PRINT W$(R+1)
Ø51Ø DATA SONNTAG,MONTAG,DIENSTAG,MITTWOCH,
     DONNERSTAG,FREITAG,SAMSTAG
```

Bild 2. Dieses BASIC-Programm berücksichtigt auch die „Ausnahme von der Regel" im Gregorianischen Kalender

Interrupt-Uhr mit dem KIM-1

Mikrocomputer werden oft zur automatischen Meßwertverarbeitung herangezogen, und außer der Messung analoger Eingangsgrößen spielt die Zeit dabei eine wichtige Rolle. Versteht man unter „Zeit" die tatsächliche Uhrzeit, so spricht man auch von „Echtzeit". Sinnvollerweise beauftragt man den Mikrocomputer selbst damit, die aktuelle Uhrzeit bereitzustellen.

Zur Realisation einer reinen Software-Uhr gibt es mehrere Möglichkeiten. Einmal könnte man eine Verzögerungsschleife so programmieren, daß sie einige Speicherzellen für Stunden, Minuten usw. fortlaufend weiterstellt, so daß diese die Uhrzeit enthalten. Der Nachteil eines solchen Verfahrens ist so groß, daß es in der Praxis kaum angewendet wird: Der Mikrocomputer ist vollständig damit beschäftigt, die Uhr weiterlaufen zu lassen, und hat z. B. für die Verarbeitung parallel laufender Meßvorgänge keine Zeit mehr.

Die Alternative ist die Ausnutzung des Prozessor-Interrupts. Es ist z. B. möglich, jede volle Sekunde einen Interrupt auszulösen; der Prozessor springt aus dem parallel laufenden Hauptprogramm in eine Interrupt-Routine, die die Uhr um eine Sekunde weiterstellt, und kehrt dann wieder in das Hauptprogramm zurück. Da der relative Zeitbedarf für die Interrupt-Routine minimal ist, kann das Hauptprogramm ungestört z. B. Meßwerte verarbeiten oder mit einem Terminal kommunizieren; es kann aber auch die Uhrzeit auf einem Siebensegment-Display darstellen. Genau dies tut das im *Bild* aufgelistete 6502-Programm.

Das (KIM-spezifische) Hauptprogramm (03A0...03C0) dient lediglich dazu, den Inhalt der Zellen 00DC, 00DD und 00DE auf dem sechsstelligen KIM-Display als Stunden, Minuten und Sekunden darzustellen. Der Tag-Zähler (00DB) wird hier nicht angezeigt, ebenso nicht der Viertelsekunden-Zähler (00DF).

Warum eigentlich ein Viertelsekunden-Zähler? Nun, der Mikrocomputer KIM-1 besitzt einen wunderschönen 8-bit-Timer, mit dem man nach einer vorprogrammierten Zeit einen Interrupt auslösen kann (vgl. FUNKSCHAU 1979, Heft 8, Seite 466, „Gebrauchsanleitung für den KIM-Timer"). Er läßt sich maximal aber nur mit einer Zeit von 255 x 1024 µs voreinstellen, so daß der Interrupt nicht jede Sekunde, sondern bereits nach einer Viertelsekunde stattfinden muß. Deswegen fungiert eine Zelle im Zero-Page-Bereich (00DF) als Viertelsekunden-Zähler; ihr Inhalt wird normalerweise nicht weiterverwendet.

Ein ähnliches Programm („Clock") wurde bereits im „First Book of KIM" von Charles Parsons veröffentlicht; die Interrupt-Routine umfaßt dabei hexadezimal 5B Bytes. Wendet man dagegen die hervorragenden Möglichkeiten der indizierten Adressierung an, so läßt sich diese Routine auf (hex) 28 Bytes

```
03A0  A9 03 8D FB 17 A9 D8 8D
03A8  FA 17 8D 0E 17 A5 DC 85
03B0  FB A5 DD 85 FA A5 DE 85
03B8  F9 20 1F 1F 20 6A 1F C9
03C0  00 D0 EA 4C 25 19

03D3  FF TAGE
03D4  24 STUNDEN
03D5  60 MINUTEN
03D6  60 SEKUNDEN
03D7  04 1/4 SEK.

03D8  48        PHA
03D9  8A        TXA
03DA  48        PHA
03DB  A2 10     LDX #10
03DD  CA        DEX
03DE  D0 FD     BNE 03DD
03E0  A9 F4     LDA #F4
03E2  8D 0F 17  STA 170F
03E5  F8        SED
03E6  A2 05     LDX #05
03E8  CA        DEX
03E9  30 10     BMI 03FB
03EB  B5 DB     LDA DB,X
03ED  18        CLC
03EE  69 01     ADC #01
03F0  DD D3 03  CMP 03D3,X
03F3  90 02     BCC 03F7
03F5  A9 00     LDA #00
03F7  95 DB     STA DB,X
03F9  F0 ED     BEQ 03E8
03FB  D8        CLD
03FC  68        PLA
03FD  AA        TAX
03FE  68        PLA
03FF  40        RTI

00DB  04 TAG
00DC  19 STUNDE
00DD  01 MINUTE
00DE  35 SEKUNDE
00DF  02 1/4 SEK.
```

Programm für die Interrupt-Uhr. Das Hauptprogramm springt beim Drücken der KIM-Taste 0 zum Monitor-Programm und erlaubt das Programmieren, während die Uhr weiterläuft. Die „Kaltstartadresse" ist 03A0; bei laufender Uhr kann man vom Monitorprogramm aus über die Adresse 03AD wieder in das Display-Programm zurück

FUNKSCHAU-Mikro-Poster

6502-Operationscodes

MN.	/IM	/AB	/ZP	/AC	/X)	/)Y	/ZX	/ZY	/AX	/AY
ADC	69	6D	65	--	61	71	75	--	7D	79
AND	29	2D	25	--	21	31	35	--	3D	39
ASL	--	0E	06	0A	--	--	16	--	1E	--
BIT	--	2C	24	--	--	--	--	--	--	--
CMP	C9	CD	C5	--	C1	D1	D5	--	DD	D9
CPX	E0	EC	E4	--	--	--	--	--	--	--
CPY	C0	CC	C4	--	--	--	--	--	--	--
DEC	--	CE	C6	--	--	--	D6	--	DE	--
EOR	49	4D	45	--	41	51	55	--	5D	59
INC	--	EE	E6	--	--	--	F6	--	FE	--
LDA	A9	AD	A5	--	A1	B1	B5	--	BD	B9
LDX	A2	AE	A6	--	--	--	--	B6	--	BE
LDY	A0	AC	A4	--	--	--	B4	--	BC	--
LSR	--	4E	46	4A	--	--	56	--	5E	--
ORA	09	0D	05	--	01	11	15	--	1D	19
ROL	--	2E	26	2A	--	--	36	--	3E	--
ROR	--	6E	66	6A	--	--	76	--	7E	--
SBC	E9	ED	E5	--	E1	F1	F5	--	FD	F9
STA	--	8D	85	--	81	91	95	--	9D	99
STX	--	8E	86	--	--	--	--	96	--	--
STY	--	8C	84	--	--	--	94	--	--	--

BCC	90	BCS	B0	BEQ	F0	BMI	30			
BNE	D0	BPL	10	BRK	00	BVC	50			
BVS	70	CLC	18	CLD	D8	CLI	58			
CLV	B8	DEX	CA	DEY	88	INX	E8			
INY	C8	JMI	6C	JMP	4C	JSR	20			
NOP	EA	PHA	48	PHP	08	PLA	68			
PLP	28	RTI	40	RTS	60	SEC	38			
SED	F8	SEI	78	TAX	AA	TAY	A8			
TSX	BA	TXA	8A	TXS	9A	TYA	98			

Adressierungsarten: IM = Immediate, AB = Absolut, ZP = Zero Page, AC = Accu, X) = Indirekt X,)Y = Indirekt Y, ZX = Zero Page X, ZY = Zero Page Y, AX = Absolut X, AY = Absolut Y

verkürzen, also um mehr als die Hälfte. Das Weiterzählen der aktuellen Zeit geschieht nicht für jede Zelle (00DB...00DF) einzeln, sondern in einer Schleife, bei der das X-Register dazu dient, Zero-Page-Adressen zu inkrementieren und mit den im Bereich 03D3...03D7 abgelegten Grenzwerten zu vergleichen. So werden etwa die Tage nur dann weitergezählt, wenn bei den Stunden der Grenzwert 24 erreicht ist; der Stundenzähler wird dann gleichzeitig auf Null rückgesetzt.

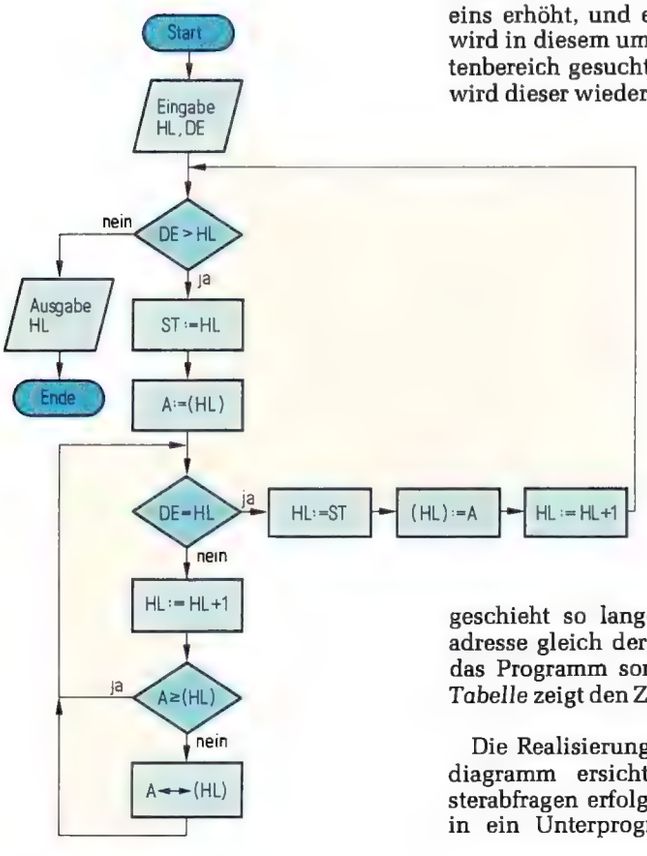
Der Grenzwert für die Tage ist im Beispielprogramm FF, was dazu führt, daß – weil diese Zahl im Dezimal-Modus des 6502 nie erreicht wird – bis 99 Tage gezählt werden kann. Selbstverständlich lassen sich hier auch Grenzwerte wie 07 (Wochentag) programmieren.

Es sei erwähnt, daß hier natürlich eine Verbindung zwischen PB 7 und NMI beim KIM-1 notwendig ist, damit der Timer den Interrupt auslösen kann. Er wird dann in der Interrupt-Routine selbst wieder neu gestartet. Da der 1-MHz-Quarz etwas neben der Frequenz liegen kann, ist mit dem Inhalt der Adresse 03DC eine Feinjustierung der Uhr möglich. *Herwig Feichtinger*

Sortierprogramm für den Z 80

Das nachstehend beschriebene Programm sortiert einen bis zu 64 KByte großen Datenbereich in absteigender Reihenfolge der Zelleninhalte.

Das Programm wurde auf dem Z-80-KIT realisiert. Die Anfangsadresse muß in das Doppelregister HL und die Endadresse der Daten muß in das Doppelregister DE eingegeben werden. Nach der Eingabe und nach Drücken der Starttaste prüft das Programm (*Bild*), ob die Endadresse größer als die Anfangsadresse ist. Wird diese Frage verneint, springt das Programm ins Monitorprogramm des KIT und ist somit beendet. Wird die Frage bejaht, sucht das Programm im Speicherbereich von HL bis DE den größten Wert heraus und speichert ihn auf die Anfangsadresse des Datenbereiches ab. Danach wird die Anfangsadresse um eins erhöht, und ein neuer Größtwert wird in diesem um eins verkürzten Datenbereich gesucht. Ist er gefunden, so wird dieser wieder um eins erhöht. Das



Flußdiagramm des Sortierprogramms. Im Registerpaar HL steht die Anfangsadresse des Datenblockes, in DE die Endadresse; St ist das Stack-Register, A der Akkumulator und unter (HL) verstehen wir den durch HL adressierten Speicherplatz

geschieht so lange, bis die Anfangsadresse gleich der Endadresse ist und das Programm somit beendet ist. Die *Tabelle* zeigt den Z-80-Maschinencode.

Die Realisierung der aus dem Flußdiagramm ersichtlichen Doppelregisterabfragen erfolgt mit einem Sprung in ein Unterprogramm, in dem die Differenz von HL und DE gebildet wird. Nach Rücksprung aus diesem Unterprogramm erfolgt die Frage, ob diese Differenz Null bzw. größer Null ist. Die dadurch bedingten Sprünge erfolgen indirekt, d. h. es wird zum Befehlszähler der Sprungabstand hinzugezählt (positiv bzw. negativ). Durch diese „indirekte Adressierung" ist es leicht möglich, das Programm in einen anderen Speicherbereich zu schreiben; man muß dann nur die zwei Unterprogrammaufrufe entsprechend ändern (3C50, 3C59).

Der Datenaustausch zwischen dem Akkumulator A und dem Speicherplatz (HL) erfolgt durch Laden von Register C mit dem Wert aus (HL) und Abspeichern von dem Wert aus A in den Platz (HL); danach wird A mit dem Wert aus C geladen.

Die Beendigung des Programms wird durch einen Sprung in das Monitorprogramm des KIT erreicht, wodurch der Inhalt von HL im Adressendisplay angezeigt wird. Bei Verwendung des Sortierprogramms als Unterprogramm muß dieser Sprung in einen Return-Befehl umgeändert werden (3C73).

Jörg Ullrich

Tabelle: Maschinencode für das Sortierprogramm

Stack-Pointer 3CFFH
Startadresse 3C50H

3C50	CD 6C 3C
3C53	28 1E
3C55	30 1C
3C57	E5
3C58	7E
3C59	CD 6C 3C
3C5C	28 09
3C5E	23
3C5F	BE
3C60	30 F7
3C62	4E
3C63	77
3C64	79
3C65	18 F2
3C67	E1
3C68	77
3C69	23
3C6A	18 E4
3C6C	E5
3C6D	37
3C6E	3F
3C6F	ED 52
3C71	E1
3C72	C9
3C73	C3 0D 01

Dieter Hingler, Gerhard Weiß

Farbbalken- und Gittermustergenerator

Für Abgleicharbeiten und Reparaturen an Schwarzweiß- und Farbfernsehgeräten wird oft ein Gittermustergenerator benötigt. Die beiden Verfasser haben mit Hilfe eines Farb-Spiele-ICs eine handliche und im Verhältnis zu käuflichen Farb-Gittermustergeneratoren sehr preiswerte Schaltung entwickelt, die für alle praktischen Arbeiten ausreicht.

Das Neue an dem Gerät ist nicht das Digitalteil; dies wurde in ähnlichen Formen schon mehrmals veröffentlicht. Die erzeugten Signale sind aber für die Zusammenarbeit mit dem Farbteil wichtig und werden deshalb beschrieben. *Bild 1* zeigt die Schaltung.

Aus einem 1-MHz-Quarzgenerator werden alle weiteren Frequenzen abgeleitet. Diese Einheit ist unkritisch und kann evtl. mit dem Trimmerkondensator noch auf die genaue Zeilenfrequenz abgeglichen werden (Frequenzzähler auf Punkt 5). Alle Frequenzen an den Ausgängen sind durch digitale Teilerschaltungen starr miteinander verkoppelt und brauchen nicht abgeglichen zu werden. Die Teilerausgänge a, b und c führen die Frequenzen 62,5 kHz, 31,25 kHz und 15,625 kHz, aus denen im Farbteil ein Treppenspannungssignal für die Grautreppe erzeugt wird. Außerdem werden hiermit die Farbfelder geschaltet. Ferner steht ein 625-Hz-Signal für die Modulation der Tonfrequenz zur Verfügung. Am Punkt „Syn" sind die Bild- und Zeilensynchronisationsimpulse über ein NAND-Gatter zusammengeführt. Die Länge dieser Impulse kann an den Punkten 4a und 5a kontrolliert und evtl. durch Verändern der Widerstände 8,2 kΩ und 27 kΩ am IC 74123 auf Sollwert gebracht werden. Die Mustergeräte der Verfasser synchronisierten aber mit den angegebenen Werten einwandfrei. Punkt G liefert ein Punktemuster, das durch Verknüpfung der senkrechten Linien (74121) mit den waagrechten Linien entsteht.

Punkt P erzeugt ein invertiertes Signal zu G, so daß nur an den Schnittstellen der senkrechten und waagrechten Linien Punkte auf dem Bildschirm zu sehen sind. Punkt S liefert ein Schachbrettmuster, mit dem Unlinearitäten im Bild gut zu kontrollieren sind.

Das Netzteil erzeugt drei Spannungen: + 13 V für die positive Spannungsversorgung des Farb-IC, diese wird zur besseren Siebung mit einer Diode 1N 4001 entkoppelt und mit 100 µF beschaltet. Die −3,3 V für die negative Spannungsversorgung des Farb-ICs werden über eine Z-Diode Z 3,3 gewonnen, der zur Verringerung des durchfließenden Stromes ein Wi-

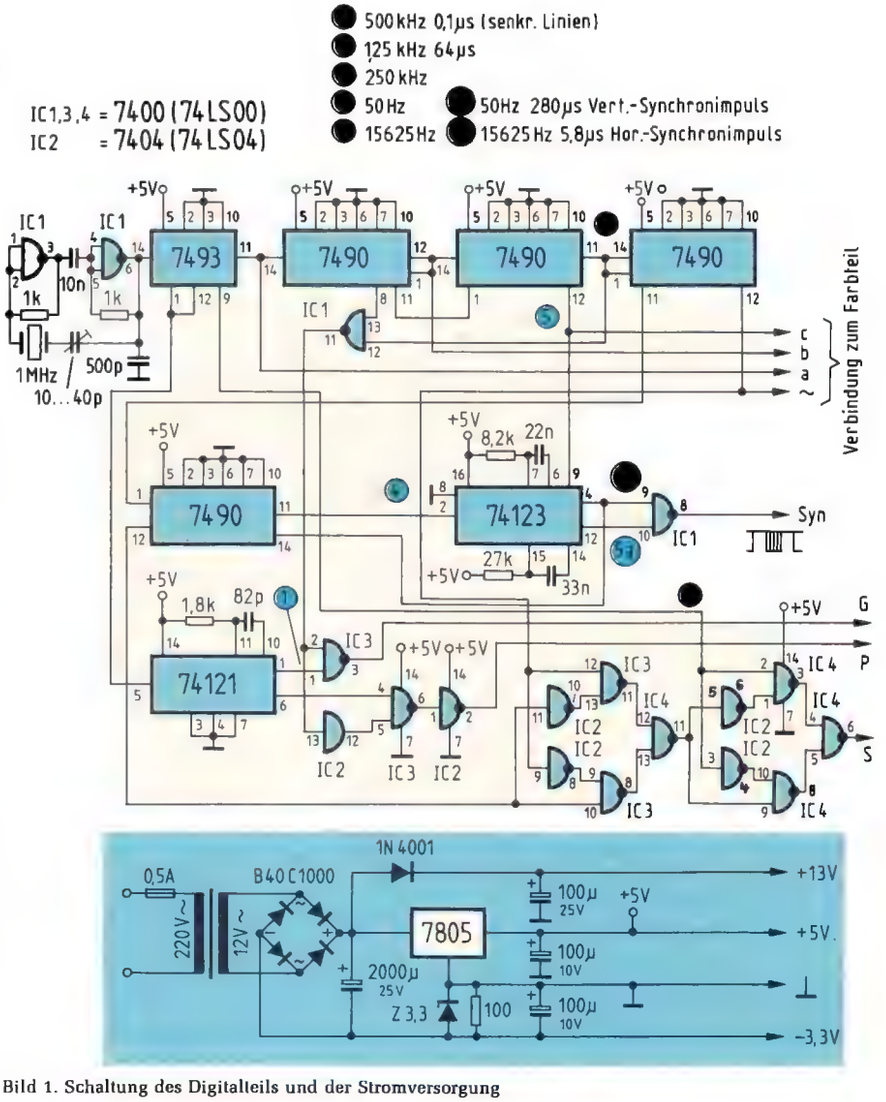


Bild 1. Schaltung des Digitalteils und der Stromversorgung

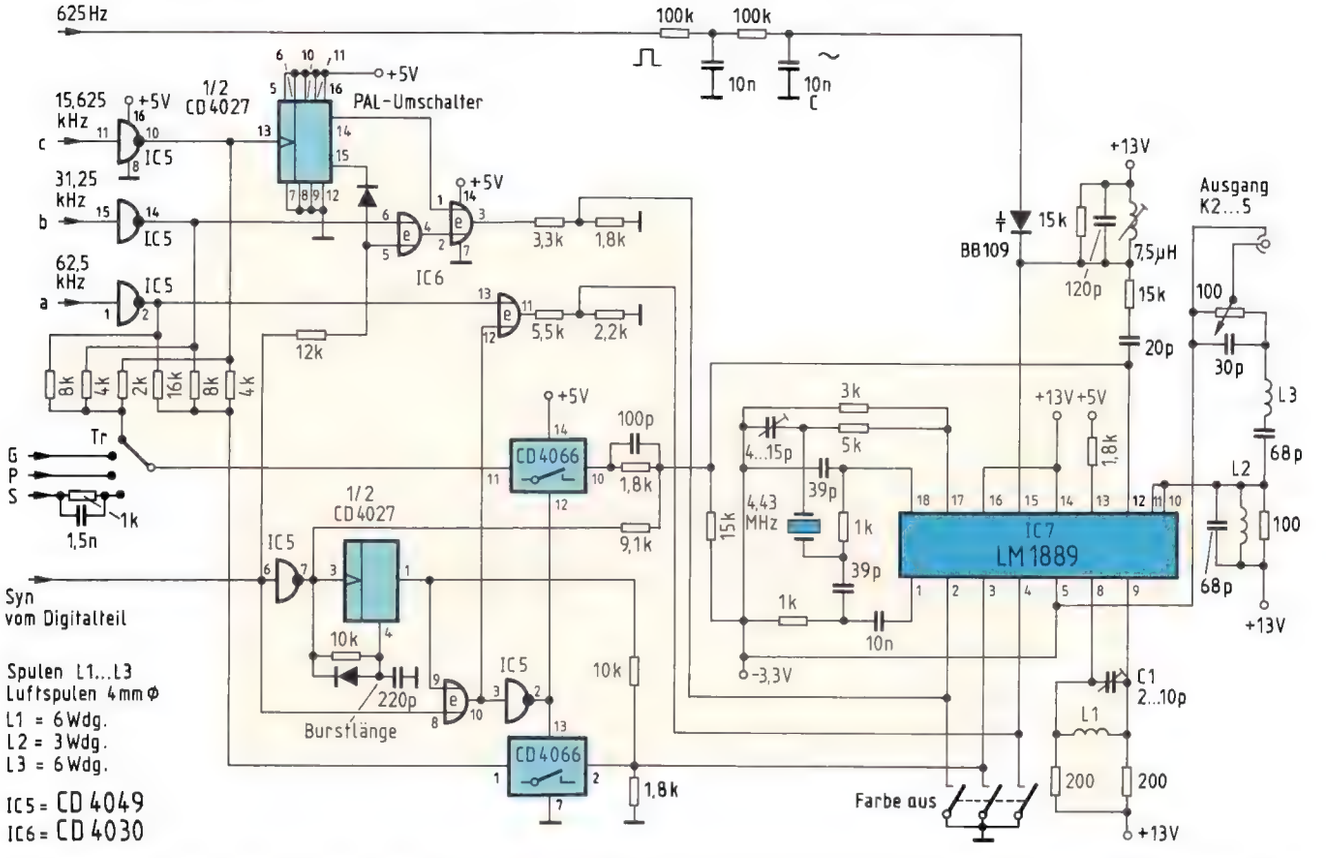


Bild 2. Farb- und Hf-Teil wurden mit einem Spiele-IC und einigen CMOS-Bausteinen realisiert. Der 10-nF-Kondensator C befindet sich nicht auf der Platine

derstand 100 Ω parallel geschaltet wurde. Der Widerstand kann je nach Zahl der verwendeten 74-LS-Typen noch vergrößert werden oder ganz wegfallen. Für die digitalen Schaltungen werden + 5 V aus einem Regler-IC 7805 gewonnen. Zur Entlastung von Netzteil und Regler-IC wird empfohlen, die ICs 7490, 7493, 7400, 7404 und, wenn erhältlich, auch 74121 und 74123 als LS-Ausführung einzusetzen.

Das Farbteil

Bild 2 zeigt die Schaltung des Video- und Hf-Teils. Der Farbträger-Oszillator wird mit einem 4,43-MHz-Quarz beschaltet. An Pin 18 von IC 7 wird der Farbträger dem U-Modulator zugeführt. Über einen RC-Phasenschieber 1 kΩ, 39 pF wird der Farbträger 90° phasenverschoben dem V-Modulator (Pin 1) zugeführt. Die Differenzeingänge bilden das eigentliche Modulationssignal R-Y und B-Y. Beim PAL-Verfahren wird im Sender der Farbträger für den V-Modulator von Zeile zu Zeile um 180° geschaltet. Da das IC LM 1889 für das amerikanische NTSC-Verfahren entwickelt wurde, ist der PAL-Schalter im IC nicht vorhanden.

Deshalb wurde die Rechteckspannung für den V-Modulator nach jeder Zeile um 180° verschoben, was mit einem Exklusiv-Oder-Gatter (4030) erreicht wird. Am Ausgang des V-Modulators entsteht dann das gleiche Modulationsprodukt wie bei geschaltetem Farbträger. An Pin 13 kann das quadraturmodulierte Signal der U- und V-Modulatoren gemessen werden und wird gleichzeitig den beiden Hf-Modulatoren zugeführt.

Mit dem Flipflop CD 4027, als Monoflop geschaltet, werden die 2 µs langen Burstimpulse erzeugt. Mit den beiden Analogschaltern CD 4066 wird während der Synchron- und Burstphase das Treppensignal am Y- und Video-Eingang ausgetastet. Die Treppensignale werden wegen der besseren Entkopplung getrennt erzeugt.

Tonteil

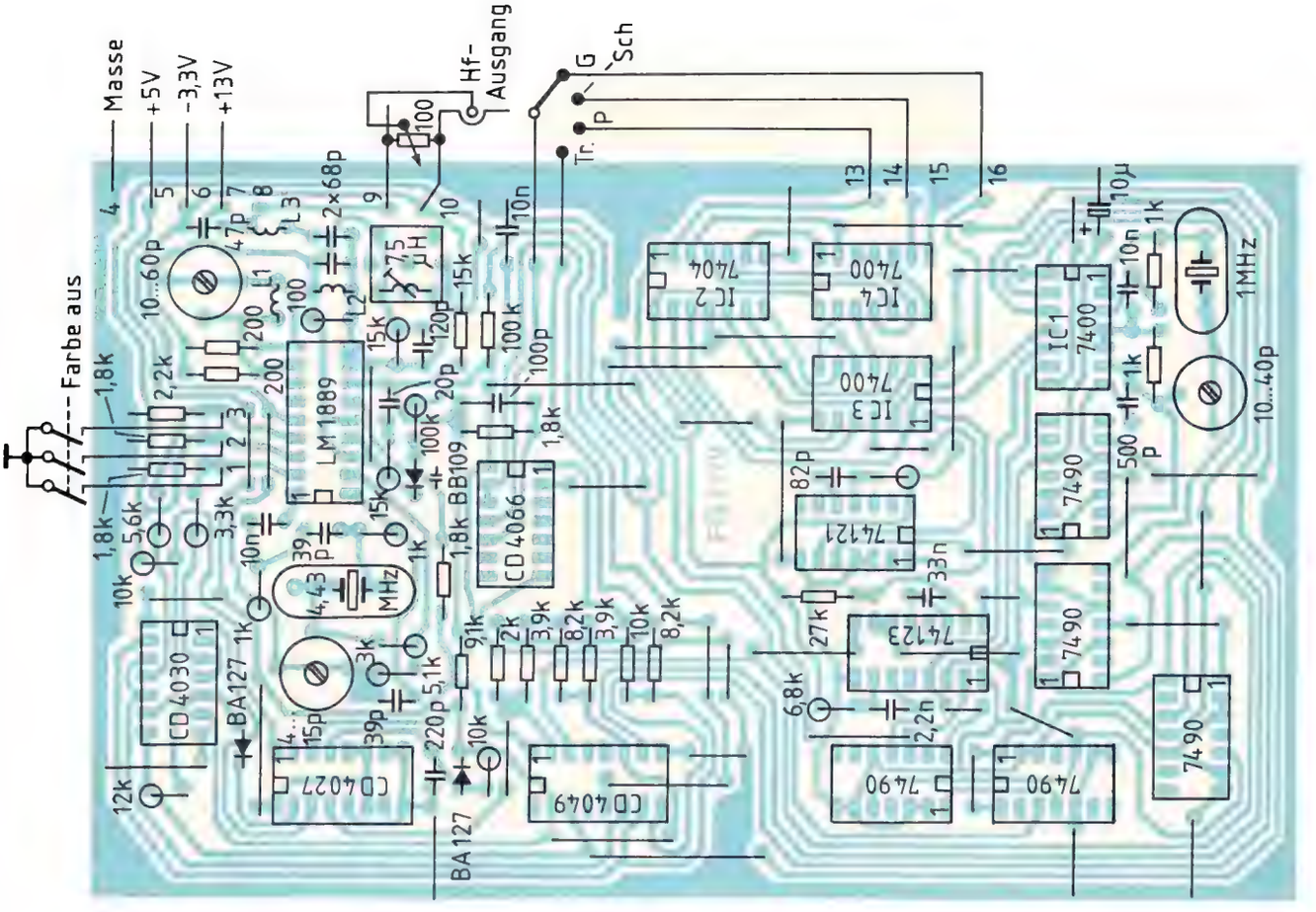
Ein bedämpfter LC-Schwingkreis (7,5 µH, 120 pF, 15 kΩ) wird auf 5,5 MHz abgeglichen. Mit der Kapazitätsdiode BB 109 und dem 625-Hz-Signal wird der Oszillator frequenzmoduliert. Die beiden R-C-Glieder 100 kΩ/10 nF (formen aus dem Rechtecksignal ein etwa synusförmiges Signal)! Über einen Widerstand wird das Tonsignal dem Video-Signal zugeführt.

Hf-Teil

Über den Wahlschalter wird das Video-Signal an Pin 12 von IC 7 gelegt. Das IC beinhaltet zwei Hf-Oszillatoren und Modulatoren. Jeder Oszillator kann auf einen Kanal (Bereich I, Kanal 2...5) abgeglichen werden. An den Pins 10 und 11 wird das modulierte Hf-Signal entnommen. Das anschließende Filter unterdrückt die entstandenen Oberwellen. Mit dem 100-Ω-Poti kann der Ausgangspegel geregelt werden. Das IC LM 1889 von National Semiconductor kann bis zu 100 MHz erzeugen. Bei 15...18 V Versorgungsspannung beträgt der Strombedarf 35 mA.

Aufbau und Abgleich

Das Gerät läßt sich auf einer Platine in Europagröße aufbauen (*Bild 3*). Lediglich das Netzteil ist auf ihr nicht enthalten. *Bild 4* zeigt die erforderliche Bestückung. Der Abgleich ist recht einfach:



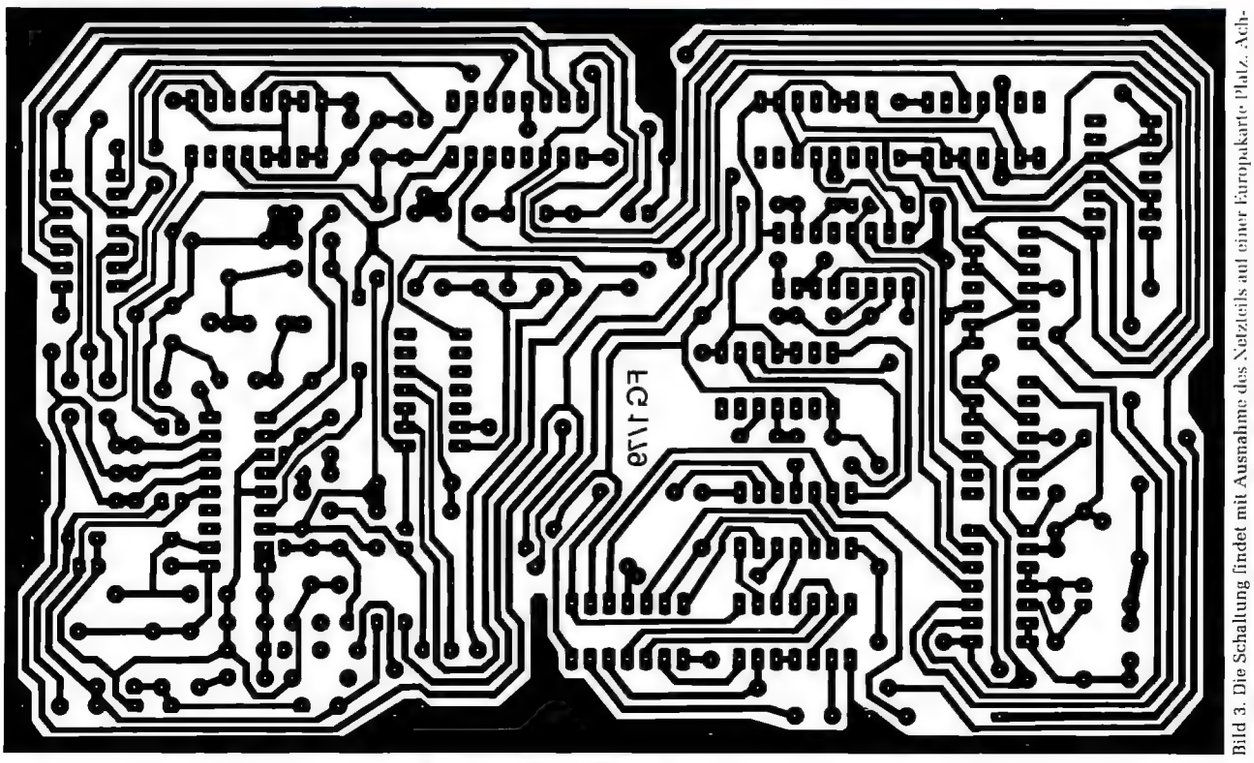


Bild 3. Die Schaltung findet mit Ausnahme des Netzteils auf einer Europakarte Platz. Achtung: Die Masse des Hf-Ausgangs liegt auf – 3 V!

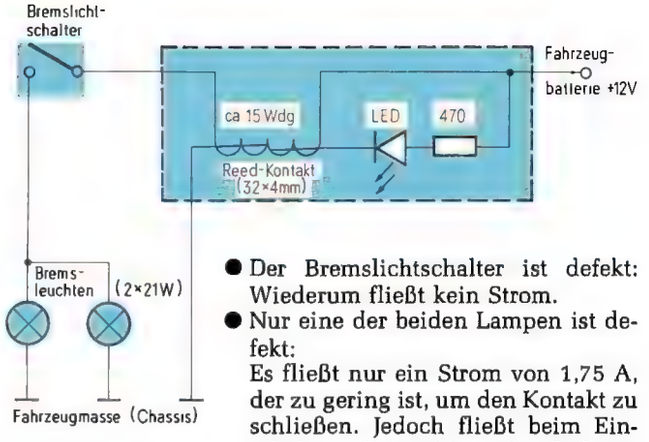
Bild 4. ▲ Bestückungsplan für den Farbbalken- und Gittermustergenerator

Mit einem Farbempfänger wird zuerst der Hf-Oszillator mit dem Trimmer C 1 auf einen Kanal im Bereich I (VHF, Kanal 2...5) abgeglichen. Anschließend gleicht man den Tonoszillator mit der Spule ab, bis der Ton hörbar wird. Bei „Farbe ein" kann anschließend der Farboszillator auf synchronisierende Farbbalken abgeglichen werden.

Bremslicht-Funktionskontrolle

Immer wieder fallen am Kraftfahrzeug Teile der Beleuchtung aus, da die Glühlampen nur eine begrenzte Lebensdauer besitzen. Die Kontrolle auf einwandfreie Funktion ist vor der Fahrt durch einfache Sichtkontrolle möglich – allerdings nicht beim Bremslicht. Deshalb ist es sehr sinnvoll, dessen Funktion auch testen zu können, am besten, ohne den Wagen zu verlassen. Eine Schaltung nach dem *Bild* ermöglicht dies mit relativ geringem Aufwand.

Die beiden Bremsleuchten (meist je 21 W) werden im Normalfall durch den Bremslichtschalter, der gewöhnlich gut zugänglich ist, gleichzeitig eingeschaltet. Die Größe, die überwacht wird, ist der über diesen Schalter fließende Strom. Eine um einen Reed-Kontakt (32 x 4 mm) gewickelte Spule (14...15 Windungen mit isoliertem Schaltdraht) erzeugt ein dem Strom proportionales Magnetfeld, das bei ausreichend großem Strom den Kontakt schließt und damit eine Leuchtdiode anschaltet. Es gibt für Fehler folgende Möglichkeiten:



Bremslicht-Kontrolle mit Reed-Relais. Die Windungszahl richtet sich nach der Ansprechempfindlichkeit der Reedkontakte

- Beide Lampen sind in Ordnung, d. h. es fließt ein Strom von 3,5 A, der durch die passend gewählte Windungszahl groß genug ist, den Reed-Kontakt zu betätigen.
- Beide Lampen sind defekt: Es kann kein Strom fließen, und somit wird der Kontakt auch nicht geschlossen, d. h. die LED wird nicht betrieben.
- Der Bremslichtschalter ist defekt: Wiederum fließt kein Strom.
- Nur eine der beiden Lampen ist defekt:
  Es fließt nur ein Strom von 1,75 A, der zu gering ist, um den Kontakt zu schließen. Jedoch fließt beim Einschalten kurzzeitig ein höherer Strom wegen der noch kalten Lampenwendel, d. h. beim Betätigen der Bremse leuchtet die LED nur kurz auf.

Man kann also sofort erkennen, ob eine oder beide Lampen defekt sind. Die im Bild umrahmte Schaltung kann in ein kleines Gehäuse eingebaut und gut sichtbar am Armaturenbrett befestigt werden. Benutzt man einen anderen als den beschriebenen Reed-Kontakt, ist es zu empfehlen, die notwendige Windungszahl durch eigene Versuche zu ermitteln. Bei kleineren Ausführungen braucht man weniger, bei größeren mehr Windungen.

Wolfram Bahmann

Fernsehzeilen-Triggerzusatz

Die hier beschriebene Schaltung (*Bild*) dient dazu, gezielt eine oder mehrere Zeilen eines Fernsehbildes als Oszillogramm darzustellen. Sie erzeugt im richtigen zeitlichen Abstand vom Vertikal-Synchronimpuls einen Triggerimpuls für ein Oszilloskop. Mit einem Potentiometer ist es möglich, diese Verzögerungszeit einzustellen und so die gewünschte Zeile aus dem Bild auszuwählen.

Die Synchronimpulse des Videosignals werden durch T 1 abgetrennt, danach werden sie integriert, und das so erhaltene Signal wird von T 2 verstärkt und begrenzt. Dessen Kollektor ist mit dem Takteingang eines der beiden Flipflops verbunden, die im IC 4027 integriert sind. Am Ausgang des Flipflops steht dann die Vollbildwechsel-Frequenz von 25 Hz an, mit deren abfallenden Flanken eines der beiden Monoflops im IC 4528 getriggert wird. Die Zeitkonstante dieses Monoflops läßt sich mit P einstellen. Das zweite Monoflop dient dazu, einen Triggerimpuls definierter Länge zu erzeugen.

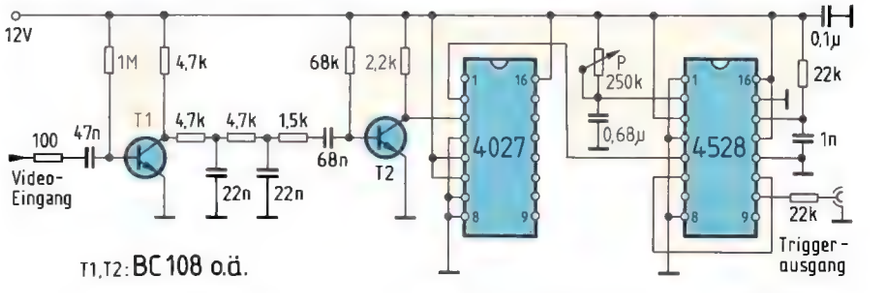
Da die Wiederholfrequenz nur 25 Hz beträgt, andererseits eine Zeile aber nur 64 µs dauert, ist die Darstellung nicht sehr hell. Die Ablenkgeschwindigkeit des Oszilloskops sollte auf 10 µs/cm eingestellt werden; bei einer Schirmbreite von 7 cm wird dann genau eine Zeile des Fernsehbildes dargestellt. Die Schaltung erfordert am Eingang ein Signal mit 0,5...5 V_{ss} und positiven Synchronimpulsen.

Franz Wurzinger

Panorama-Regler mit linearem Poti

FUNKSCHAU 1979, Heft 2, Seite 114

Wie uns die Firma Sennheiser mitteilt, ist die Schaltung nebst der erforderlichen Dimensionierungsanweisung bereits 1973 zum Patent angemeldet worden, das am 4.11.1976 auch erteilt wurde. Dies hat zur Folge, daß die von uns veröffentlichte Schaltung nicht gewerblich genutzt werden darf – einer privaten Verwendung steht jedoch selbstverständlich nichts entgegen.



Zusammen mit einem Triggeroszilloskop lassen sich so einzelne Zeilen eines Fernsehbildes darstellen

Impulslängensteuerung für Modellbahnen

Mit normalen Fahrstromgeräten für Modellbahnen ist meist kein langsames Fahren möglich. Dies kann man dadurch umgehen, daß man den Lokmotor nicht mit Gleich- oder Wechselspannung, sondern mit Gleichspannungsimpulsen speist.

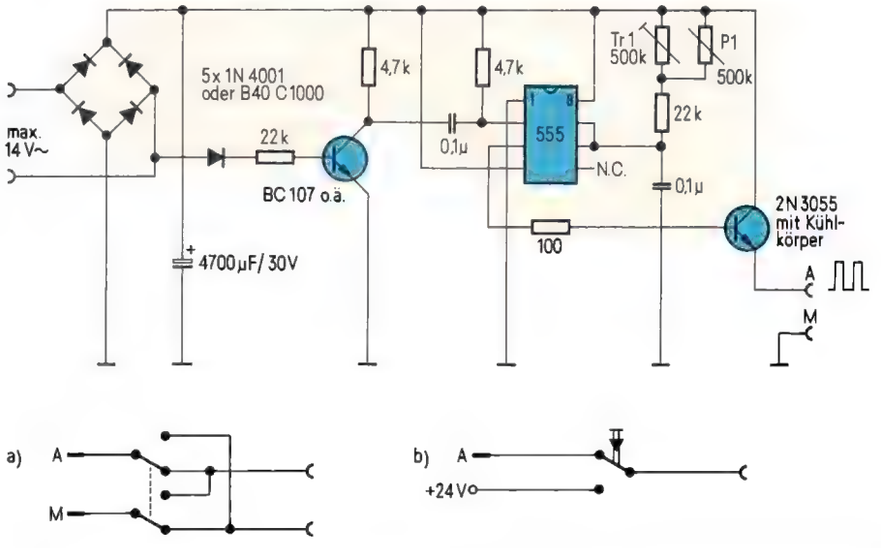
Eine Schaltung, die solche Impulse erzeugt, läßt sich sehr einfach aufbauen. Es handelt sich dabei um ein mit 50 Hz getriggertes Monoflop (555), dessen Ausgangsimpulsdauer einstellbar ist, und um einen leistungsfähigen Schalttransistor, z. B. einen 2N3055.

Der Abgleich geht mit Hilfe eines Oszilloskops (eine Glühlampe tut's aber auch) sehr einfach vor sich: Man stellt P1 auf seinen Maximalwert und stellt dann mit Tr1 auf größte Impulslänge ein (bzw. so, daß die Glühlampe hell brennt, aber nicht flackert).

Die Schaltung eignet sich sowohl für Gleich- als auch für Wechselstrombahnen und hat sich auf einer Märklin-Anlage sehr gut bewährt.

Die Zusatzschaltungen a) und b) dienen der Fahrtrichtungsumkehr. Bei a) handelt es sich um einen zweipoligen Umschalter für Gleichstrombahnen, der die am Gleis anliegende Spannung umpolt. Dabei ergeben sich bei der Verwendung mehrerer Schaltungen auf einer Anlage jedoch Probleme, da die Umpolschalter die Betriebsspannung u. U. kurzschließen. Dies läßt sich nur durch die Verwendung von getrennten Transformatoren (bzw. von getrennten Trafo-Wicklungen) umgehen. Die Schaltung b) legt bei Betätigung des Tasters eine Spannung von ca. 24 V an die Gleise, die die Überspannungsrelais von Wechselstrom-Lokomotiven ansprechen läßt und so die Fahrtrichtung umkehrt.

Rainer Maaß



Impulslängensteuerung mit dem Timer 555. Die Zusatzschaltungen dienen der Fahrtrichtungsumkehr für Gleichstrom- (a) und Wechselstrom-Bahnen (b)

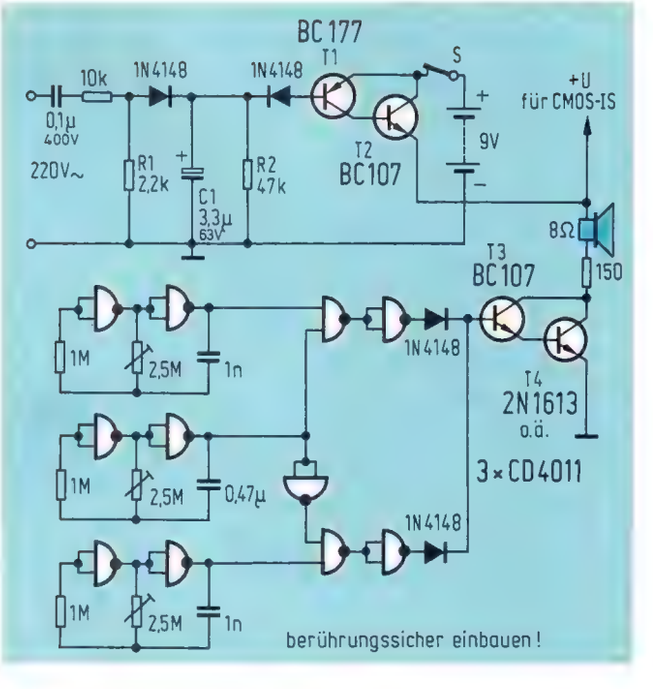
Netzausfall-Alarm

Da wir das Vorhandensein der 220-V-Netzspannung als beinahe selbstverständlich voraussetzen und z.B. leicht verderbliche Lebensmittel im Kühlschrank aufbewahren, ohne über die Folgen eines Netzausfalls nachzudenken, liegt es nahe, eine (batteriebetriebene!) Schaltung zu bauen, die den Ausfall des Lichtnetzes anzeigt, auch wenn uns dies sonst nicht auffallen würde, z.B. tagsüber, wenn keine Lampe eingeschaltet ist.

Den Autor veranlaßte diese Überlegung zum Bau eines einfachen, kontaktlosen Netzausfall-Detektors. Fällt die Netzspannung aus, so ertönt ein aus zwei sich abwechselnden Tönen bestehendes Warnsignal. Das Erzeugen der beiden Töne und ihr abwechselndes Einschalten besorgen drei CMOS-Oszillatoren. Das Signal ertönt so lange, bis entweder die Netzspannung wieder vorhanden ist oder bis es manuell mit dem Schalter S ausgeschaltet wird.

Der Batterie wird, solange die Netzspannung vorhanden ist, praktisch kein Strom entnommen, da die beiden Transistoren sperren. Erst bei Netzausfall werden sie leitend und schalten die Batteriespannung für die CMOS-Bausteine und die Nf-Endstufe durch. Die Lautstärke läßt sich durch Variation des in Serie zum Lautsprecher liegenden Widerstandes in weiten Grenzen ändern.

Hans-Ullrich Döhler



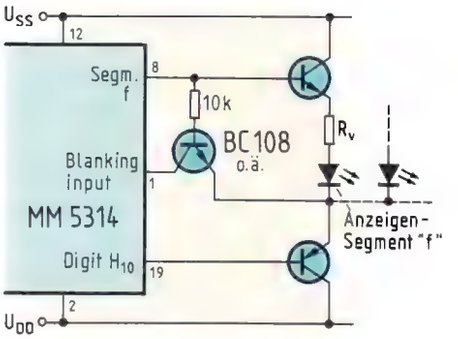
Bei Netzausfall läßt diese Schaltung abwechselnd zwei Töne erschallen

Uhrzeit ohne führende Null

Viele Uhren-ICs geben bei der Anzeige von Zeiten zwischen 00 und 09 Uhr die Null der Stunden-Zehnerstelle mit aus, so auch der Typ MM 5314.

Sofern das IC über einen „Blanking"-Anschluß verfügt, ist die führende Null leicht auszublenden. Dafür werden nur zwei zusätzliche Bauelemente benötigt, wie das *Bild* zeigt. Dabei wird die Tatsache ausgenutzt, daß das Segment f nur bei der Null angesteuert wird. Verknüpft man dieses Segment mit der Stunden-Zehnerstelle und steuert damit den Blanking-Anschluß an, so verschwindet die Null in der ersten Stelle.

Noch ein Tip für netzgesteuerte Digitaluhren: Manche IC-Uhren zeigen ab und zu rätselhafte Gangabweichungen. Die Ursache ist darin zu suchen, daß über die hochohmigen, ohne Betätigung in der Luft hängenden Stelleingänge Störspannungen in das IC gelangen können. Die Abhilfe ist sehr einfach: Man braucht die Stelleingänge nur über 1-nF-Kondensatoren gegen Masse abblocken. *Hans-Joachim Junge*



So einfach läßt sich die führende Null bei IC-Uhren unterdrücken. Neu hinzugekommen sind nur der Transistor BC 108 und der 10-kΩ-Widerstand

Schaltungskniff

Spannungsgesteuerter Impulslängenmodulator

Soll die Drehzahl eines Gleichspannungsmotors über einen größeren Bereich geregelt werden, kann zunächst die Betriebsspannung variiert werden. Eine bessere Steuerung der Drehzahl im unteren Bereich läßt sich erreichen, wenn der Motor mit einer gepulsten Gleichspannung betrieben wird. Dabei wird über die Länge der Impulse die Drehzahl reguliert. Im folgenden wird eine Schaltung dargestellt, bei der über eine Steuerspannung die Impulslänge einstellbar ist; die Impulsfrequenz ist dabei gleich der Triggerfrequenz.

Eigentlich hat man mit dem Timer 555 (fast) alles, was man braucht. Normalerweise wird bei Erreichen einer Spannung von $^2/_3\ U_b$ der externe Kondensator C entladen. Der Bezugspunkt des hierfür zuständigen Komparators ist über den Anschluß „Kontrollspannung" zugänglich. Aber: Auf Grund des eingebauten Spannungsteilers von U_b nach Masse kann die Impulslänge über diesen Anschluß nur geringfügig variiert werden. Besagter eingebauter Komparator läßt sich aber durch einen zusätzlichen externen Komparator „überlisten" (Bild 1).

Solange die Spannung am Kondensator C kleiner als die Steuerspannung ist, muß die Ausgangsspannung des externen Komparators kleiner sein als $^2/_3\ U_b$. Wird die Spannung an C gleich der Steuerspannung, wird der Ausgang des externen Komparators H, genauer gesagt größer als $^2/_3\ U_b$. Dies veranlaßt den internen Komparator dazu, nun seinerseits dafür zu sorgen, daß der Kondensator C entladen wird (wie im Normalbetrieb). Durch Triggerimpulse, wie sie der Timer braucht, kann dieses Spiel in Gang gesetzt werden. Für diese Triggerimpulse gilt nun, daß sie negativ bezüglich U_b sein müssen und daß ihre Länge die minimale Ausgangspulslänge bestimmt. Bei Bedarf sind sie also zu differenzieren. Natürlich ist der recht langsame Operationsverstärker 741 hier als Komparator nicht unbedingt optimal, doch reicht er zur Funktion bei 50 Hz aus. Andernfalls läßt sich der pinkompatible Typ 748 einsetzen. Für die angegebene Schaltung zeigt *Bild 2* den Zusammenhang zwischen Steuerspannung U_{St} und Impulslänge t für verschiedene Kondensatoren C.

Klaus Paschenda

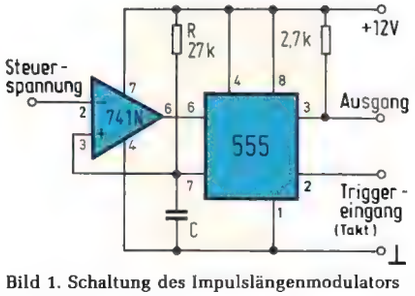


Bild 1. Schaltung des Impulslängenmodulators

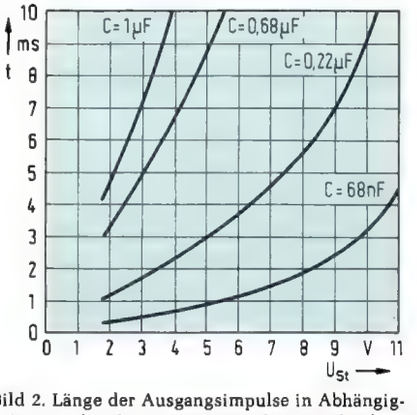


Bild 2. Länge der Ausgangsimpulse in Abhängigkeit von der Steuerspannung für verschiedene Werte des zeitbestimmenden Kondensators C (Triggerfrequenz 80 Hz, Triggerimpulslänge 0,2 ms)

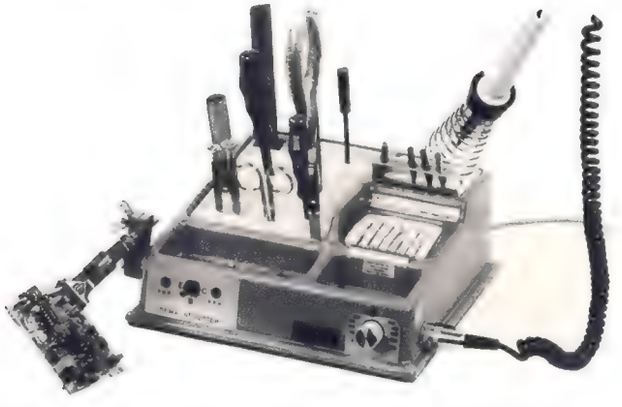
Werkstattpraxis

Werkzeug- und Lötstation

Die für Industrie und Fertigung entwickelte Bema-Box BK 500 (M. Belchior, Maximilianstr. 6, 8940 Memmingen) ist gerade auch für den Werkstattbereich gut geeignet. Der zugehörige Lötkolben hat eine kontinuierlich regelbare Lötspitzentemperatur von 40...450 °C und wird über einen Trenntransformator mit 24 V betrieben, um empfindliche Bauelemente vor der unbeabsichtigten Zerstörung zu bewahren. Da der Einschaltimpuls der jeweiligen Heizperiode im Spannungs-Nulldurchgang erfolgt, werden unerwünschte hochfrequente Knackstörungen vermieden.

Durch eine besondere Buchse am Transformatorgehäuse kann man einen Potentialausgleich zum Werkstück schaffen; ein Siebglied verhindert, daß z. B. Oberwellen aus dem Netz auf diese Verbindung wirken können.

Außer den beiden Ablagefächern und dem Lötschwamm ist Platz für ca. 30 Werkzeuge in einem Halter (*Bild*). Ferner sind ein automatischer Transistortester, der auch Feldeffekttransistoren prüfen kann, sowie ein beweglicher Platinenhalter für schwierige Lötarbeiten vorhanden.



Mit dieser Werkzeug- und Lötstation kann man auf wenig Raum viele Hilfsmittel unterbringen

Injektionsspritze als Werkzeug

Schadhafte Potentiometer, Drucktasten und Wellenschalter sind seit eh und je Ärgernisse für den Praktiker. In der Regel verschmutzen nach längerer Betriebszeit die Kontaktstellen zwischen feststehendem (z. B. Widerstandsbahn) und beweglichem Kontakt. Passender Ersatz ist kaum beschaffbar, weder im benachbarten Fachgeschäft noch bei der Bastler-Ramschhalle einer Großstadt. Es gibt nämlich zahllose Typen und Ausführungsformen, die kein Unternehmen mehr auf Lager halten kann. Man hört entweder „wird nicht mehr hergestellt" oder „Lieferzeit mindestens vier Monate, sofern in Japan noch Restposten vorhanden sind".

Daher lohnt sich die Überlegung, wie man das „olle Ding" wieder kontaktfreudig macht. Bei den Winzlingen in offener Bauweise genügt oft ein Vernebeln mit Kontakt-Spray, und nach mehrmaligem Hin- und Herdrehen funktioniert wieder alles einwandfrei. Nachteil: Man vernebelt auch die Umgebung und weiß nie, was die „Chemie" dort anrichtet.

Sicherer ist die präzis gezielte Anwendung, besonders bei gekapselten Schaltelementen, deren Abschirmung man notfalls mit einem 1-mm-Bohrer vorsichtig anbohrt. Als „Werkzeug" dient eine medizinische Injektionsspritze, die man entweder in der Apotheke als „Einmal-Spritze" kauft oder die man sich besser vom Hausarzt schenken läßt; er hat gebrauchte bestimmt im Papierkorb, die sich nach sorgfältiger Reinigung gut eignen.

Mit dieser – alten Praktikern bekannten – Methode reparierte ich vor geraumer Zeit das Handfunksprechgerät eines Bekannten. Es sendete zwar, aber der Empfang war sehr leise. Diagnose: Lautstärkesteller schadhaft. Mit der Lupe entdeckte ich eine winzige Hohlniete, die die Abschirmung festhielt. Weil ich als Urlauber unterwegs war, spritzte ich mangels Besserem einen Tropfen Aceton hinein. Das Gerät arbeitet jetzt, nach vier Monaten, immer noch einwandfrei. Der Importeur hatte dagegen mehrere Monate Lieferzeit und mindestens 100 DM Arbeitskosten vorveranschlagt. Es lohnt sich also, wenn man gelegentlich wieder an uralte Praktiker-Kniffe denkt.

Fritz Kühne

Farbfernseh-Service

Überhöhte Brummspannung ließ Überstromsicherung ansprechen

Ein ca. vier Jahre altes Farbfernsehgerät zeigte folgenden Fehler: Sofort nach dem Einschalten erschien in der Bildschirmmitte eine sich aufhellende, ca. 100 cm² große quadratische Fläche ohne Bildinhalt, welche kurz verschwand und dann erneut auftrat. Dieser Ablauf wurde von einem tickenden Geräusch begleitet. Ich zog zunächst den Ablenkstecker und trennte die Zeilenendstufe vom Netzteil. Die Versorgungsspannung von 190 V verhielt sich nun konstant. Deshalb vermutete ich einen Fehler in der mit einem Transistor BU 208 bestückten Zeilenendstufe. Um den Fehler weiter einzukreisen, trennte ich die Kaskade vom Hochspannungswicklungsanschluß des Zeilentransformators. Die 190-V-Spannung blieb jedoch weiterhin nicht konstant, so daß ein erhöhter Strahlstrom durch einen eventuellen Defekt im Y-Verstärker als Fehlerquelle ausschied. Nun überprüfte ich sämtliche Bauelemente der Zeilenendstufe, ohne jedoch einen Hinweis auf ein fehlerhaftes Teil zu bekommen. Als Fehlerquelle blieb nur noch die aus drei Transistoren bestehende Schutzschaltung. Nachdem ich den Kollektor des letzten mit dem Hochvolt-Netzteil verbundenen Transistors abgelötet hatte und das Gerät erneut einschaltete, erschien das Bild wieder in voller Größe und einwandfrei. Merkwürdigerweise war auch bei sorgfältigster Messung kein defektes Bauelement in dieser Schutzschaltung zu entdecken. Es fiel mir aber auf, daß der Fehler, nachdem ich den vorher abgelöteten Kollektor wieder mit der Leiterbahn verband, nicht mehr auftrat. Schaltete ich aber das Gerät vollständig aus und kurz danach wieder

ein, erschien wiederholt der Fehler; erst als ich den Kollektor wieder trennte, arbeitete die Zeilenendstufe.

Eine Überprüfung der Spannung mit dem Oszilloskop erbrachte dann aber die Lösung. Die 190-V-Spannung war von einer Brummspannung (9 V_{ss}) überlagert, die weit über der im Schaltbild angegebenen lag. Fehlerursache war ein in der Kollektor-Emitter-Strecke niederohmig gewordener Längstransistor. Mit Erneuerung dieses Transistors war der Fehler behoben, und das Gerät arbeitete wieder einwandfrei. Der überhöhte Brummspannungsanteil machte sich zwar, nachdem die Schutzschaltung außer Betrieb genommen war, auf dem Bildschirm kaum bemerkbar, war jedoch ausreichend, um die Überstromsicherung ansprechen zu lassen.

Dieter Langbehn

Bild zeigt starken Zeilenbrumm

Ein voll halbleiterbestückter Farbempfänger kam in die Werkstatt mit der Beanstandung: Senkrechte Linien werden zeitweise verzerrt geschrieben.

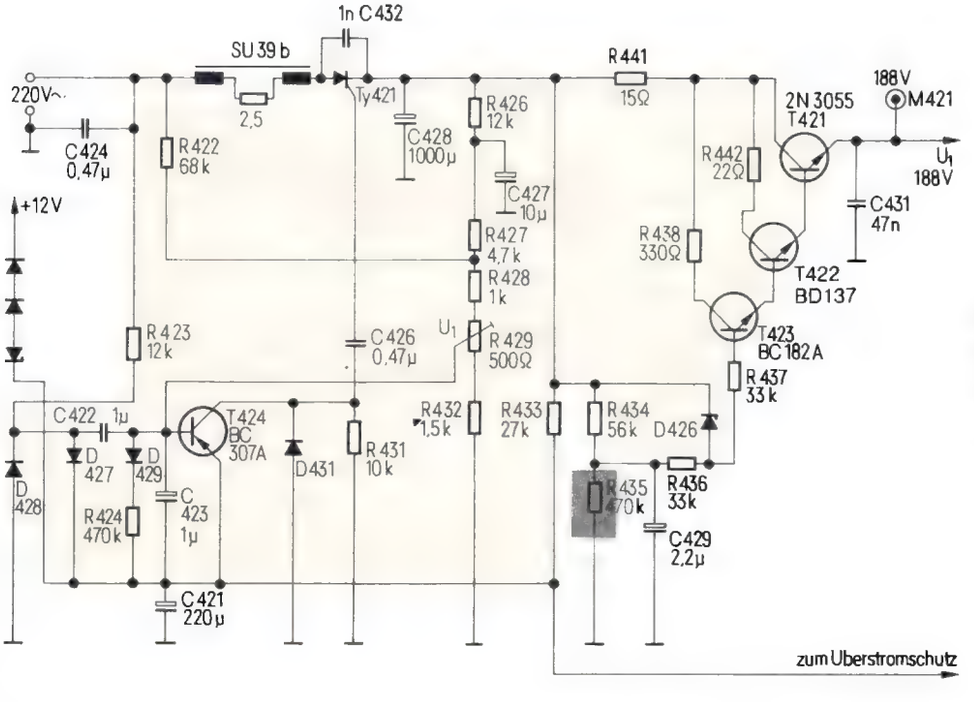
Ich betrachtete den Fehler und kam zu dem Schluß, daß es sich nur um eine Brummüberlagerung von 50 Hz auf die Zeilenfrequenz handeln konnte. Zuerst überprüfte ich das Thyristornetzteil, das statt der konventionellen Siebung eine elektronische Siebung aufwies *(Bild)*. Ich überprüfte nun mit dem Oszilloskop die Brummspannung an M 421, die nach Schaltbild 0,3 V_{ss} betragen sollte. Doch ich konnte eine Spannung von 10 V_{ss} messen, die noch dazu die Form eines Sägezahnes hatte. Es war die ungesiebte Ladespannung, die an der Katode des Thyristors mit einer Amplitude von 15 V_{ss} lag und nur durch den Widerstand R 441, der als Schutzwiderstand dient, auf 10 V_{ss} gebracht wurde. Hier konnte also nur noch ein Fehler in der elektronischen Siebung vorliegen.

Ich überprüfte nun die Basisspannungen an den Transistoren T 421, T 422 und T 423, die alle zu positiv waren und ein Durchschalten der Transistoren verursachten.

Die wichtigste Rolle in dieser Schaltung spielt der Leistungstransistor T 421. Dem Kollektor dieses Transistors wird über einen Schutzwiderstand R 441 die ungesiebte Ladespannung von der Katode des Thyristors Ty 421 zugeführt. Die Basis des Transistors T 421 erhält über zwei Emitterfolger T 423 und T 422 eine mit dem RC-Glied R 434, R 435 und C 429 gesiebte Gleichspannung. Am Emitter des T 421 steht dann die im Schaltbild mit U_1 bezeichnete Betriebsspannung zur Verfügung. Die Z-Diode D 426 mit einer Zenerspannung von 43 V soll die maximal mögliche Spannungsdifferenz zwischen dem Kollektor des T 421 und der Basis des T 423 auf 43 V begrenzen.

Ich überprüfte nun weiter die Gleichspannung an dem Elko C 429, die um 10 V zu hoch lag. Mein erster Verdacht richtete sich auf die Z-Diode, jedoch ohne Erfolg. Es blieb also nur noch der Spannungsteiler, der aus den Widerständen R 434 und R 435 gebildet wird, übrig. Ich überprüfte die Widerstände und fand heraus, daß der R 435 Unterbrechung hatte. Nun waren auch die zu hohen Spannungen an den Transistoren zu erklären.

Nach Erneuerung des Widerstandes R 435 und Überprüfung der Spannung U_1 arbeitete das Gerät wieder einwandfrei. *Detlef Goericke*



Wegen der Unterbrechung des Widerstandes R 435 arbeitete die elektronische Siebung nicht mehr

Funkstör-Meßgerät

Elektrische Geräte, Anlagen und Schaltungen dürfen gewisse Hf-Störpegel nicht überschreiten. Es soll damit vermieden werden, daß Funkdienste gestört werden. Wenn man bedenkt, welche Werte heute von reibungslosem Funkverkehr abhängen (nicht nur die Sicherheit von Flugzeugen), dann erstaunt es um so mehr, wie oft gegen die Funkentstör-Vorschriften verstoßen wird; oft aus Mangel an geeigneten Meßgeräten. Diesem Mangel soll das hier beschriebene Gerät abhelfen.

Unser Funkstör-Meßgerät kann und soll natürlich nicht kommerzielle Geräte ersetzen, es genügt insbesondere nicht für eine *vollständige* Funkentstörmessung gemäß VDE 0875. Es tut aber dort sehr gute Dienste, wo mangels ausreichender Meßmittel sonst überhaupt auf eine Funkstörmessung verzichtet würde („...es wird schon keiner merken"). Und im übrigen kann man die Chancen, mit seiner „Neuschöpfung" die „Funkstörprüfung zu bestehen" (z. B. bei der Prüfstelle des VDE in Offenbach) mit diesem Meßgerät gut im voraus abschätzen.

Das Meßprinzip

Ganz schematisch läßt sich zur Funkstörmessung sagen: Man geht davon aus, daß elektrische Geräte und Anordnungen breitbandig Störspannungen erzeugen, also als Hf-Sender wirken (die Nf-Störungen interessieren im Zusammenhang mit Funk-Störungen nicht, obgleich sie fatal störend wirken können), die ihre Störenergie auf niedrigen Frequenzen (150 kHz bis 30 MHz) vorwiegend über Leitungen (z. B. Netzleitungen) übertragen, für Frequenzen größer als 30 MHz aber abstrahlen. Für Frequenzen unter 30 MHz wird daher die maximale Störspannung auf allen zu- und wegführenden Leitungen gemessen und mit dem erlaubten Höchstwert verglichen. Für Frequenzen über 30 MHz wird die abgestrahlte Energie gemessen.

Meßgeräte, mit denen man *alle* diese Messungen vorschriftsmäßig durchführen kann, kosten mehrere ...zigtausend DM. Die bei weitem größte Gruppe von Störern in Selbstbaugeräten läßt aber Vereinfachungen zu, die den Meßaufwand auf wenige DM schrumpfen lassen. Bei dieser Gruppe handelt es sich um netzgespeiste Geräte, die unbeabsichtigt Hochfrequenz-Störspannungen erzeugen (Meßgeräte, Digitalschaltungen, Geräte der Leistungselektronik, Stabilisierungsschaltungen, Lichtdimmer und Lichtorgeln, elektronische Schalter, Gleichrichterschaltungen u. ä.).

Für diese Geräte gilt, daß fast immer die Störspannungen im unteren Frequenzbereich am höchsten sind. Es genügt daher im allgemeinen, nur die Störspannung auf den zu- und wegführenden Leitungen bei der niedrigsten Frequenz zu messen. Wenn die Funkentstörglieder z. B. einer Phasenanschnittschaltung Störfrequenzen von 150 kHz ausreichend dämpfen, ist mit an Sicherheit grenzender Wahrscheinlichkeit davon auszugehen, daß dann auch alle höheren Störfrequenzen ausreichend bedämpft sind. Statt eines teuren, von 150 kHz bis 30 MHz durchstimmbaren Meßempfängers braucht man dann zur Feststellung ausreichender Funkentstörung nur noch ein impulsbewertendes selektives Voltmeter für eine Festfrequenz von 150 kHz (niedrigste Meßfrequenz) nach VDE 0875.

Außerdem braucht man keine übergroße und über weite Bereiche (z. B. 1 µV bis 1 V) geeicht umschaltbare Meßempfindlichkeit. Es genügt hierbei festzustellen, ob der Störspannungspegel über oder unter dem zugelassenen Grenzwert liegt. Es wird von der Normalentstörung (Vorschrift in Wohngebieten, Störpegel N) ausgegangen. Zugelassen sind dabei 66 dB über 1 µV bei 150 kHz auf den Netzleitungen und 80 dB auf anderen Leitungen, z. B. zwischen Störer und Verbraucher. Diese Störspannungen sind bei einem Netzinnenwiderstand von 150 Ω zu messen.

Da es keine Stromversorgungsnetze mit 150 Ω Impedanz (für die Meßfrequenz) gibt, braucht man zur Durchführung der Messung auch noch eine Netz-„Nachbildung", die diese vorgeschriebene Impedanz bei 150 kHz aufweist. Auch diese Netznachbildung wird sehr einfach und preiswert einerseits durch die Beschränkung auf eine einzige Meßfrequenz (150 kHz), und zum anderen durch die Beschränkung auf nicht zu hohe Netzspeiseströme (z. B. ca. 3A max.).

In *Bild 1* ist die grundsätzliche Meßanordnung dargestellt. S möge ein netzbetriebener Störer (z. B. ein Dimmer) sein, der über der Last L an den Ausgangsbuchsen a und b der Netznachbildung liegt.

Das 220-V-Netz selbst wird über die Entstörglieder Dr1-C1 und Dr2-C2 entstört, damit nicht Störungen aus dem Netz selbst die Messung verfälschen. Die Drosseln Dr3 und Dr4 machen das Netz hochohmig gegenüber 150 Ω, so daß die Netzimpedanz für die Meßanordnung tatsächlich nur noch durch R_B und R_i (beide 150 Ohm) gebildet wird. Die Kondensatoren C3 und C4 sind Trennkondensatoren, deren Impedanz bei 150 kHz vernachlässigbar klein ist.

Nach VDE 0875 müssen nun die maximalen Störspannungen an den Meßpunkten 1, 2 und 3 bestimmt werden. Auf den Netzleitungen 1 und 2 dürfen dann (bei der gewählten Meßfrequenz von 150 kHz) höchstens 66 dB (≙ 2 mV; 0 dB ≙ 1 µV) auftreten, am Meßpunkt 3 (Verbindungsleitung vom Störer zur Last) höchstens 80 dB (10 mV). Dabei sind die Netzleitungen mit 150 Ohm abzuschließen (R_B und R_i), die Messung am Meßpunkt 3 ist mit einem „hoch-

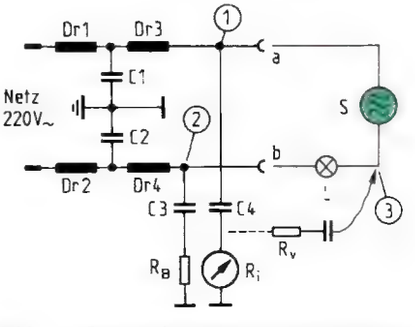


Bild 1. Aufbau für die Störspannungsmessung an netzbetriebenen Störern

ohmigen" Tastkopf vorzunehmen, in der Regel mit 1,5 kΩ.

Wie in Bild 1 gezeichnet, liegt das Meßgerät mit einem Eingangswiderstand von R_i = 150 Ω zunächst am Meßpunkt 1 und gestattet, die Störspannung auf der Netzleitung a zu messen. Danach wird (durch einen Umschalter im Gerät) der 150-Ω-Belastungswiderstand R_B an Netzleitung a gelegt und das Meßgerät R_i über C3 an Meßpunkt 2. Damit wird die Störspannung auf Netzleitung b gemessen. Schließlich werden beide Netzleitungen mit einem Festwiderstand von R_B = 150 Ω versehen und das Meßgerät mit einem Vorwiderstand R_v im Tastkopf an Meßpunkt 3 gelegt, um die Störspannung an der Lastleitung zu messen. Da $R_v + R_i$ = 1,5 kΩ und R_i = 150 Ω ist, findet hierbei eine Spannungsteilung von 10 : 1 statt. Dem vom Meßgerät angezeigten Störspannungswert sind bei Tastkopfmessung deshalb 20 dB (entsprechend dem Spannungsverhältnis von 10 : 1) hinzuzuzählen.

Das Meßgerät (R_i in Bild 1) hat zwei Meßbereiche: 50...60 dB und 60...70 dB. Zusammen mit dem Tastkopf (+20 dB) ergeben sich als Zusatzbereiche dann 70...80 dB und 80...90 dB. Da selbstverständlich auch an den Meßpunkten 1 und 2 mit dem Tastkopf gemessen werden kann, ergibt sich daher ein Gesamtmeßbereichsumfang von 50 bis 90 dB, der völlig zur Beurteilung ausreichender Funkentstörung nach Entstörgrad N bei 150 kHz ausreicht.

Die Schaltung

Bild 2 zeigt die Gesamtschaltung des Gerätes. Im oberen Teil ist die Netznachbildung dargestellt, im unteren Teil der Meßempfänger.

Der Schalter S1 dient zum Ein- und Ausschalten der Netzspannung für die Netzbuchsen a und b, über die der Prüfling angeschlossen wird. Der Meßempfänger besitzt einen eigenen Netzschalter S2, der mit dem Lautstärkeregler P4 der Mithörkontrolle kombiniert ist.

Mit dem Schalter S3 lassen sich die einzelnen Meßpunkte anwählen (vergl. Bild 1), die über S4 mit dem Eingang f des Meßempfängers verbunden werden. S4 gestattet das Umschalten auf einen Eichgeneratorausgang c, so daß jederzeit eine Funktions- und Eichkontrolle möglich ist.

Der Schalter S5 dient der Meßbereichsumschaltung. Sämtliche Schalter sind an der Frontplatte montiert, ebenso wie der Lautsprecher L (Mithörkontrolle), das zentrale Anzeigeinstrument I (100 µA) und die vier Buchsen a, b, Masse und „Tastkopf". Der Vorwiderstand R_v (vergl. Bild 1) ist in Form eines 1,3-kΩ-Widerstandes schon im Gerät eingebaut, so daß für die Tastkopf-Messung eine normale Laborleitung zwischen Meßobjekt und Buchse „Tastkopf" verwendet werden kann.

Für die Drosseln Dr1 bis Dr4 werden handelsübliche Ringkern-Funkentstördrosseln verwendet, wie sie z. B. zur Funkentstörung von Dimmern angeboten werden. Man sollte aber darauf achten, daß man nach Möglichkeit Drosseln mit Bandwickelkern bekommt (z. B. Typ FD 2,5 von Vacuumschmelze oder ähnliche), da diese Drosseln eine höhere Eigendämpfung aufweisen als Pulverkerndrosseln und daher auch bei geringen Lasten weniger zu Instabilitäten (Schwingen) neigen.

Der Meßempfänger

Die Schaltung des Meßempfängers ist in *Bild 3* gezeigt. Um die in VDE 0876 vorgeschriebene Bewertung impulsförmiger Störspannungen zu erreichen, ist neben einer großen Aussteuerungsreserve eine bestimmte Bandbreite erforderlich, die durch das Bandfilter L 1, L 2 im Eingang f erreicht wird. Die Bewertungszeitkonstanten liegen im Anzeigekreis (R 8, R 9, R 10, C 8, C 9).

Die Funktion des Empfängers ist folgende: Die beiden Widerstände R 1 und R 2 am Hf-Eingang f stellen einerseits den vorgeschriebenen Eingangswiderstand von 150 Ω dar, andererseits dämpfen sie den Schwingkreis L 1/C 1 gerade so, daß die vorgeschriebene Filterkurve eingehalten wird. Der Schwingkreis L 2/C 2 wird durch R 5 entsprechend bedämpft. Die erforderliche Bandbreite (9 kHz bei 6 dB) des Filters läßt sich mit dem Trimmer C 4 einstellen.

Nach der Siebung im Bandfilter wird die verbleibende Störspannung im Verstärker-IC soweit verstärkt, daß das Signal ausreichend groß gegen die Schleusenspannung der Dioden D 3 und D 4 wird. Mit diesen Dioden wird die verstärkte Signalspannung gleichgerichtet und dem Bewertungskreis zugeführt. Durch die „Bewertung" mit vorgeschriebenen Lade- und Entladezeitkonstanten wird erreicht, daß insbesondere impulsförmige Störspannungen (Phasenanschnittschaltungen!) entsprechend ihrer „Störwirkung" (= des durch sie erzeugten Störeindruckes) angezeigt und beurteilt werden nicht aber nach ihren Spitzen- oder Effektivwerten. Deshalb ist für diese Messungen z. B. ein normales selektives Voltmeter auch dann nicht zu gebrauchen, wenn es sich auf die vorgeschriebene Durchlaßkurve (Bandbreite) einstellen ließe.

Das hier beschriebene Gerät ist übrigens nicht für die Messung sogenannter „Knackstörungen" geeignet, es erlaubt aber eine überschlägige Beurteilung solcher Störungen. Zur genauen Messung wäre u. a. noch eine Zeitkonstante für das Anzeigeinstrument vorzuschreiben, was bei einer Bauanleitung nicht möglich ist, da die Teile (so auch das Anzeigegerät) aus unterschiedlichsten Quellen stammen werden und daher einheitliche Dimensionierungsan-

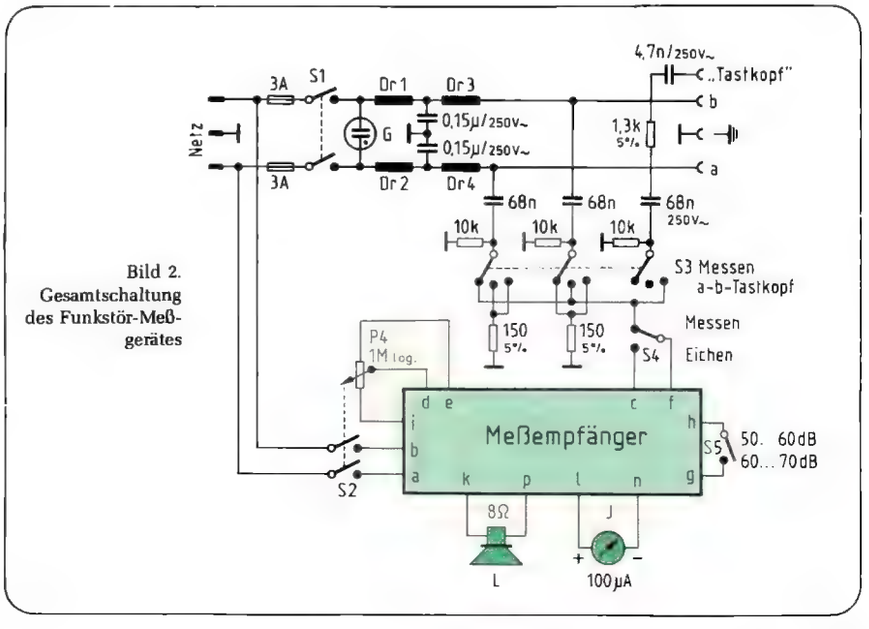


Bild 2. Gesamtschaltung des Funkstör-Meßgerätes

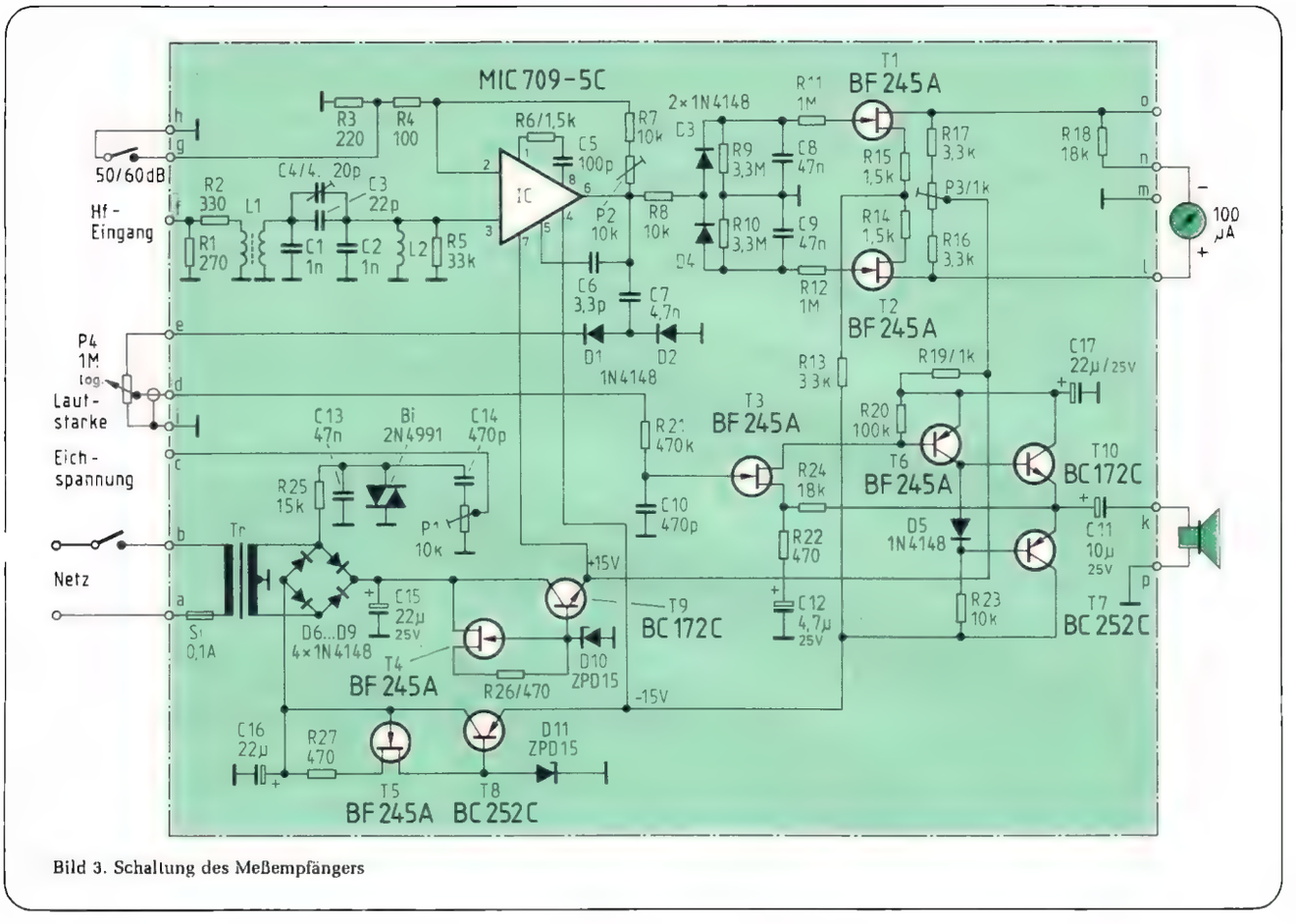


Bild 3. Schaltung des Meßempfängers

gaben dafür nicht gemacht werden können.

Die Anpassung des niederohmigen Anzeigeinstrumentes an den hochohmigen Bewertungskreis erfolgt durch die Transistoren T 1 und T 2. Mit dem Trimmer P 3 ist der Instrumenten-Nullpunkt einzustellen.

Am Ausgang des Hf-Verstärkers wird über C 7 die unbewertete Signalspannung entnommen, über D 1 und D 2 gleichgerichtet und dem Mithör-Verstärker T 3, T 6, T 7, T 10 zugeführt.

Im Netzteil werden die stabilisierten Betriebsspannungen von +15 V und –15 V gewonnen. Außerdem wird über R 25 ein Eichspannungsimpulsgenerator gespeist. Die Impulse entstehen jedesmal dann, wenn die Schaltspannung des „Bilateral Switch" Bi erreicht wird und der Kondensator C 13 über Bi entladen wird. Diese Impulse werden über C 14 und den Trimmer P 1 dem Eichspannungsanschluß c zugeführt. Über den Schalter S 4 (vergl. Bild 2) können sie zur Empfänger-Eichkontrolle auf den Hf-Eingang des Empfängers gegeben werden.

Inbetriebnahme und Eichung

Nach Fertigstellung des Gerätes werden zunächst die Betriebsspannungen (±15 V mit Toleranzen entsprechend den Zenerdioden-Spannungen von D 10 und D 11) kontrolliert. Sodann wird das aus L 1 und L 2 bestehende Bandfilter nach dem Toleranzschema *Bild 4* (nach VDE 0876) abgeglichen. Dazu wird eine sinusförmige 150-kHz-Spannung auf die Buchse a und Masse der Netznachbildung gelegt (Netzschalter S 1 abgeschaltet, Schalter S 2 am Lautstärkeregler eingeschaltet, Schalter S 3 in Stellung „a", S 4 auf „Messen", S 5 auf „50...60 dB").

Zunächst werden beide Spulen L 1 und L 2 auf maximale Amplitude abgeglichen (Messung mit dem Oszilloskop an Pin 6 des Verstärker-ICs). Dann wird mit dem Trimmer C 4 die Bandbreite so

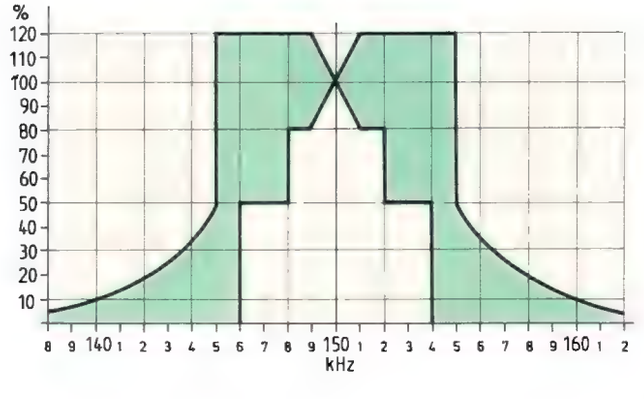


Bild 4. Toleranzschema der Hf-Durchlaßkurve des Meßempfängers

eingestellt, daß die Filterkurve innerhalb des Toleranzschemas von Bild 4 liegt. Wenn kein Wobbler zur Verfügung steht, muß die Durchlaßkurve mehrmals aufgenommen werden. Dabei genügt es zunächst, nach dem jeweiligen Verstellen des Trimmers C 4 die Spannung bei 145,5 kHz und 154,5 kHz zu kontrollieren. Sie muß 50% der Spannung bei 150 kHz betragen. Wenn das erreicht ist, wird zur Kontrolle die gesamte Durchlaßkurve Punkt für Punkt (etwa alle 1 kHz von 140 bis 160 kHz) aufgenommen und in das Toleranzschema eingetragen.

Nach Abgleich der Filterdurchlaßkurve wird die Verstärkung eingestellt. Vor Einschalten der Netzspannung mit S 2 (S 1 bleibt abgeschaltet, um keine Netzspannung auf den Hf-Generator zu geben!) wird der mechanische Nullpunkt des Anzeigeinstrumentes I kontrolliert und ggf. justiert. Ohne Hf-Spannung an Buchse a der Netznachbildung wird mit P 3 das Anzeigeinstrument I auf Anzeige „0" gebracht. Mit Schalter S 5 offen (entspr. Meßbereich 60...70 dB) wird jetzt eine Hf-Spannung 150 kHz, 3,2 mV_{eff} ≙ 9 mV_{ss} auf Buchse a und damit auf den Meßempfängereingang gegeben (bei 0 dB ≙ 1 µV entsprechen 3,2 mV 70 dB). Mit dem Trimmer P 2 wird die Verstärkung so eingestellt, daß das Instrument Vollausschlag (100 µA) anzeigt. Die Eingangsspannung wird jetzt nacheinander auf die Werte nach *Tabelle* 1 eingestellt und entsprechend dem Ausschlag des Anzeigeinstrumentes I eine Eichkurve ähnlich *Bild* 5 erstellt. Die Eichpunkte werden später auf die Instrumentenskala übertragen, so daß eine Ablesung dann direkt in dB-Störspannung erfolgen kann.

Wie aus der Eichkurve hervorgeht, wird der Skalenanfang elektrisch unterdrückt (durch die Schleusenspannung der Dioden D 3 und D 4). Das hat zwar einen gewissen Einfluß auf die Genauigkeit der Impulsbewertung, für den wichtigsten Meßwert von 66 dB läßt sich dieser Fehler aber durch Direkteichung eliminieren. Damit ist die Beurteilung, ob der Funkentstörgrad N bei 150 kHz überschritten wird oder nicht, einwandfrei möglich. Die Bereiche unter- und oberhalb des Grenzwertes von 66 dB dienen ohnehin nur der Ermittlung entweder des erreichten Sicherheitsabstandes von diesem Grenzwert oder der Abschätzung der Größe zusätzlicher Entstörmaßnahmen, wenn der erforderliche Pegel von <66 dB noch nicht erreicht ist.

Nach Direkt-Eichung des wichtigsten Meßbereiches 60...70 dB wird durch Schließen des Schalters S 5 kontrolliert, ob der Vollausschlag im Bereich 50...60 dB bei 60 dB ≙ 1 mV liegt. Eventuelle Korrekturen können durch Parallelschaltung von Widerständen (direkt auf die Leiterbahnseite der Platine) zu R 3 bzw. R 4 vorgenommen werden. Dann ist allerdings eine Nachjustierung von P 2 im Bereich 60...70 dB erforderlich.

Dann wird die 150-kHz-Eichspannung auf die Buchse „Tastkopf" (und Masse) gegeben und kontrolliert, ob Instrumentenvollausschlag erfolgt bei 80 dB ≙ 10 mV_{eff} (S 5 geschlossen) und 90 dB ≙ 32 mV_{eff} (S 5 offen). Eventuell erforderliche Korrekturen an R_v = 1,3 kΩ vornehmen, nicht an der Verstärkungseinstellung P 3!

Eine Kontrolle des Bewertungskreises kann mit einem Impulsgenerator nach *Bild* 6 vorgenommen werden. Der linke Teil dieser Schaltung zeigt einen Sinusgenerator (T 1, T 2) mit Wien-Robinsonbrücke für ca. 150 kHz. Der Transistor T 3 dient der Amplitudenstabilisierung. Wenn die frequenzbestimmenden Widerstände R 1 und R 2 mit einem Tandempotentiometer (z. B. 2x 500 Ω jeweils in Reihe mit einem Festwiderstand 820 Ω) einstellbar gemacht werden, läßt sich dieser Generator auch gut zur Aufnahme der Durchlaßkurve des Filters (Bild 4) verwenden. Mit dem 1-kΩ-Potentiometer ist die Ausgangsspannung (an einer 150-Ω-Last) von 0...84 dB einstellbar.

Mit dem Schalter S ist die Ausgangsbuchse umschaltbar auf den Impulsgenerator T 4, T 5. Die Impulsfolgefrequenz ist umschaltbar auf 2, 10, 20, 100 und 1000 Hz. Mit dem 1-kΩ-Potentiometer ist die Ausgangsspannung an 150 Ω Last einstellbar von 0...72 dB (bewertet entspr. VDE 0876). Eine Feinjustierung der Impulsfolgefrequenzen kann ggf. über die Widerstandskette 1,? – 22 – 120 – 120 – 1000 kΩ vorgenommen werden. Eine sehr genaue Eichung dieser Frequenz ist allerdings nicht erforderlich.

Die Eichung der Ausgangsspannung des Impulsgenerators erfolgt bei 100 Hz Pulsfolgefrequenz direkt an dem bereits

Tabelle 1: Eichtabelle für die Eingangsspannung

dB	mV_{eff}
60	1,0
61	1,12
62	1,26
63	1,4
64	1,6
65	1,8
66	2,0
67	2,2
68	2,5
69	2,8
70	3,2

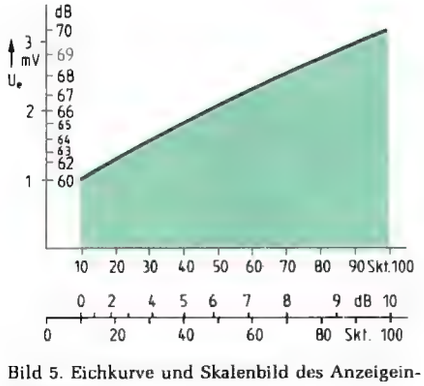
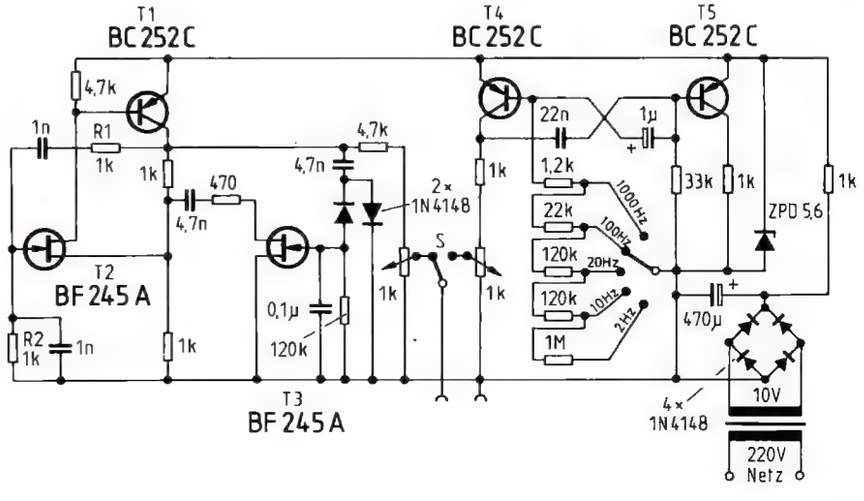


Bild 5. Eichkurve und Skalenbild des Anzeigeinstrumentes

Bild 6. ▶
Hf- und Impulsgenerator zur Eichung des Meßempfängers



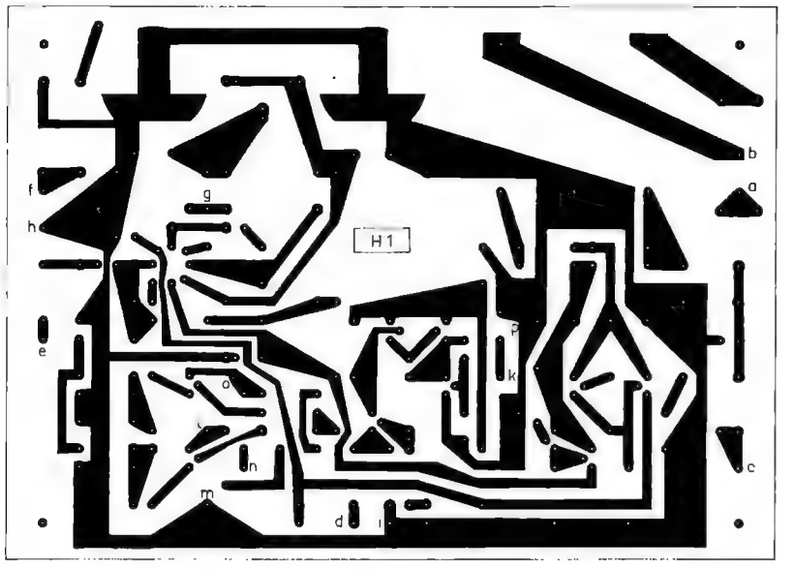


Bild 7. Leiterplatte für den Meßempfänger. Die Anschlüsse für den Netztrafo müssen ggf. dem verwendeten Trafotyp angepaßt werden

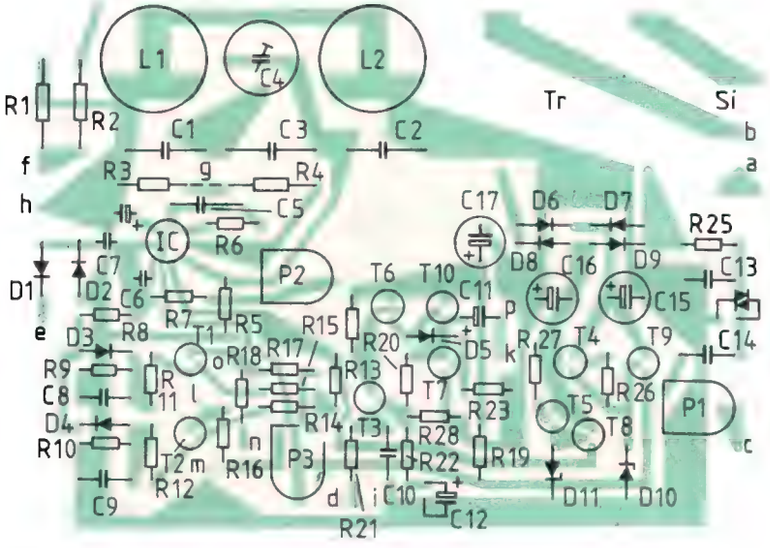


Bild 8. Bestückungsschema der Leiterplatte nach Bild 7

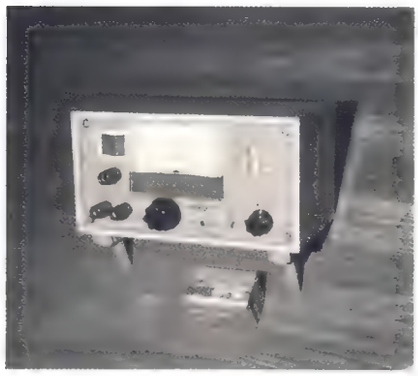


Bild 9.
Ansicht des fertigen Gerätes

Tabelle 2: Einfluß des Bewertungskreises

Folgefrequenz Hz	Meßempfänger-Anzeige dB gegen 100 Hz	Zulässige Abweichung dB
1000	+4,5	±1
100	0	0
20	−6	±1
10	−9,5	±1,5
2	−20	±2

mit einer 150-kHz-Sinusspannung geeichten Meßempfänger (noch besser natürlich an einem kommerziellen Funkstörmeßempfänger, falls ein solcher im Bekanntenkreis verfügbar ist).

Die Kontrolle des Bewertungskreises des Meßempfängers erfolgt nun durch Umschalten der Pulsfolgefrequenz des Eichgenerators, der über Buchse a den Meßempfänger speist. Bei korrekter Bewertung soll sich die Meßwertanzeige gegenüber 100-Hz-Pulsfolgefrequenz dann entsprechend den Werten in *Tabelle 2* ändern. Eine Einstellmöglichkeit der Komponenten des Bewertungskreises ist nicht vorgesehen, da sich die Anzeige erfahrungsgemäß bei der angegebenen Dimensionierung immer innerhalb der in Tabelle 2 angegebenen zulässigen Toleranzen hält.

Abschließend wird nach Umlegen des Schalters S 4 auf Stellung „Eichen" der Trimmer P 1 auf 60-dB-Anzeige eingestellt, so daß damit im Meßbereich 50...60 dB der Skalenendwert und im Bereich 60...70 dB der Meßbereichsanfang jederzeit kontrolliert werden können.

Aufbau des Funkstör-Meßgeräts

Wenn die Leiterplatte nach *Bild 7* verwendet wird, ist der Aufbau relativ unkritisch und wird sich vornehmlich nach der Größe der zusätzlich verwendeten Bauteile richten (Gehäuse, Lautsprecher, Anzeigeinstrument, Drosseln, Schalter usw.). *Bild 8* zeigt ein Bestückungsschema der Leiterplatte (von der Leiterbahnseite her). Die Leiterplatte ist unter den Spulenkernen an drei Stellen entlang der Begrenzungslinie der Masseleiterbahn mit einer Laubsäge kreisbogenförmig einzuschneiden. Durch diese Einschnitte lassen sich die Schränklappen der Spulenkörper-Gehäuse stecken und mit der Masse-Leiterbahn verlöten. *Bild 9* zeigt das fertige Gerät in einem Kleingehäuse der Firma Knürr (Typ 0.031.001.2 mit Einschub 0-035.001.4).

Einfacher Pulsgenerator

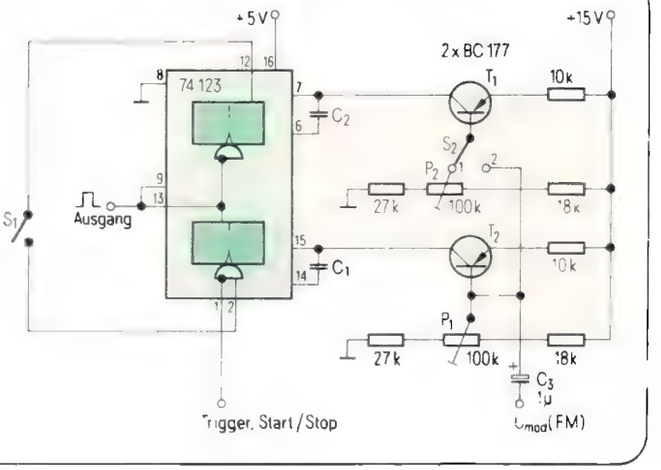
Mit den beiden Monoflops des TTL-IC 74123 und mit wenigen externen Bauelementen kann ein vielseitig verwendbarer Pulsgenerator aufgebaut werden.

Die Grundschaltung besteht aus einem von außen getriggerten Monoflop, dessen zeitbestimmender Widerstand durch die Konstantstromquelle mit T1 (*Bild*) ersetzt ist. Die Impulsdauer läßt sich daher mit der Basisspannung linear steuern. Dies ermöglicht Pulsdauermodulation über den Kondensator C3. Mit P1 wird t_i im Verhältnis 1:8 verändert ($t_i \approx 1{,}8 \cdot 10^3 \cdot C$ bei Mittelstellung).

Ist S1 geschlossen und S2 in Stellung 1, so entsteht, da die Monoflops sich jetzt gegenseitig triggern, ein Oszillator. Durch Variation von P1/2 und C1/2 können auch extreme Tastverhältnisse eingestellt werden. Der externe Triggereingang läßt sich zu Start/Stop-Zwecken verwenden. Über C3 ist Pulsphasenmodulation möglich.

Ist S1 geschlossen und S2 in Stellung 2, so entsteht ein VCO mit symmetrischem Tastverhältnis, dessen Frequenz modulierbar ist. *Harald Bichler*

Aus nur einer TTL-IS und zwei Transistoren läßt sich bereits ein recht universeller Pulsgenerator bauen



Schaltungskniff

Akustischer Feuchtigkeitsmelder

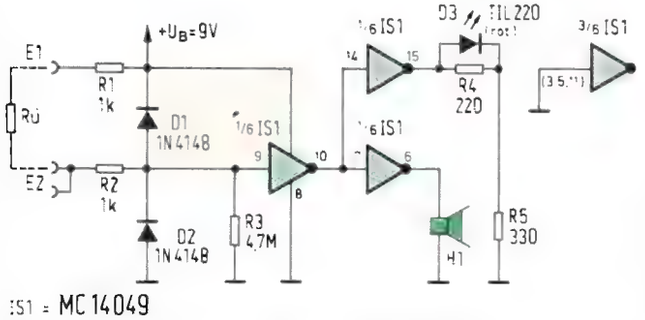
In welcher Wohnung ist es bei Benutzung von Waschmaschinen und Geschirrspülautomaten nicht schon einmal vorgekommen, daß defekte Geräte bzw. Schlauchleitungen zu Überschwemmungen geführt haben? Ein frühzeitiges Erkennen solcher Fehler ist die Voraussetzung zur Verhinderung größerer Schäden, die oft nicht nur die eigene Wohnung betreffen. Der folgende Beitrag beschreibt einen akustischen Melder, der auf geringste Bodenfeuchtigkeiten anspricht und ein akustisches Warnsignal als Dauersignal abstrahlt.

Zur Auslösung der akustischen Meldung des Gerätes wird die elektrische Leitfähigkeit von Leitungswasser ausgenutzt. Bei dem im *Bild* dargestellten Gerät wird über die Sensoren E 1 und E 2, die als leitfähige Aluminiumniete ausgeführt sind, die Leitfähigkeit des Meßortes überwacht. In Abhängigkeit vom Übergangswiderstand $R_ü$ des Bodens ändert sich die Spannung des aus $R_ü$ und R 3 bestehenden Spannungteilers. Beim Überschreiten von ca. 50% der Versorgungsspannung am Eingang des Schaltkreises IS 1 erfolgt die Meldung.

Das Potential am Pin 9 von IS 1 liegt auf logisch 0 und das Gerät ist ruhig. Sinkt der Übergangswiderstand durch Feuchtigkeit auf $R_ü < 4$ MΩ, so schaltet IS 1 den intern transistorisierten Gleichspannungssummer H 1 ein. Der verwendete Summer ist aufgrund des niedrigen Stromverbrauches (9 V/18 mA) für direkte Ansteuerung durch die IS geeignet. Die Gesamtstromaufnahme der Schaltung bleibt unter 25 mA.

Die Leuchtdiode D 3 gestattet eine Kontrolle der Batteriespannung. Bei Auslösen des Melders, was durch Überbrücken der Sensoren mit dem Finger erfolgen kann. verlischt die Leuchtdiode bei einer Batteriespannung von etwa 6 V. Der Widerstand R 5 kann in der Schaltung durch ein Relais ersetzt werden. Mit einem potentialfreien Kontakt können geeignete Folgeschaltungen gesteuert werden. Beachten Sie die Bestimmungen der VDE 0100!

Gerhard Klar



IS1 = MC 14049
H1 = Gleichspannungssummer z.B. Monacor DM-03, DC 9V

Der Ruhestrombedarf des Gerätes ist so gering, daß bei Verwendung einer handelsüblichen 9-V-Batterie ein sicheres Arbeiten mindestens für den Zeitraum eines Jahres zu erwarten ist

Georg Fiege

Anzeige von binären Daten mit 7-Segment-Displays

Die im folgenden beschriebene Schaltung ermöglicht es, eine binäre n-bit-Information in den BCD-Code umzusetzen und mit 7-Segment-Displays oder einem Frequenzzähler anzuzeigen. So ist es z. B. möglich, den jeweiligen Zählerstand eines binären, programmierbaren 12-bit-Vorwärts-/Rückwärtszählers anzuzeigen.

Funktionsweise

Das Blockschaltbild (*Bild 1*) verdeutlicht das hier verwendete Schaltungsprinzip. Ein Taktgenerator wird über eine Steuerlogik auf einen Binär- und einen Dezimalzähler geschaltet. Die Ausgänge des Binärzählers Q_o bis Q_n bilden die eine Eingangsgröße eines n-Bit-Komparators, die anzuzeigende n-bit-Information die andere. Sind beide Eingangsgrößen gleich, wird durch die Steuerlogik der Takt für beide Zähler gesperrt. Der Dezimalzähler hat nun den gleichen Zählerstand, aber im BCD-Code, wie der Binärzähler. Durch eine an die Ausgänge des Dezimalzählers anzuschließende Anzeigeeinheit wird also die anliegende n-bit-Information dezimal angezeigt. Ändert sich die Information, werden durch die Steuerlogik beide Zähler auf Null gesetzt und der Takt wieder freigegeben. Der Zählvorgang beginnt von neuem.

Hier wird auch ein kleiner Nachteil der Schaltung deutlich. Die Umsetzzeit ist in starkem Maße von der Bitzahl und dem vorherigen Zählerstand abhängig. Bei einer Breite von 12 bit kann die Umsetzzeit von 1 µs (0;1) bis zu 4 ms (4094; 4095) schwanken. Die Schaltung eignet sich also nur zur Anzeige sich relativ langsam ändernder Daten, nicht aber zur schnellen Umsetzung.

Die Schaltung

Die Schaltung, hier für 12 bit ausgelegt (*Bild 2*), wurde in Standard-TTL-Technik ausgelegt, das Prinzip ist aber auf andere Logikfamilien übertragbar. Als Komparatoren finden 4-bit-Vergleicher vom Typ 7485 Verwendung. Die Steuerlogik besteht aus den Gattern N 1...4 sowie einem Monoflop 74121. Der Taktgenerator (7413) schwingt auf einer Frequenz von ca. 1 MHz. Die Taktfrequenz sollte nicht erhöht werden, da es sonst zu Laufzeitproblemen kommen kann.

Ist der Zählerstand der Binärzähler 7493 gleich den Eingangsdaten, so sperrt der Ausgang „A = B" des letzten Komparators über N1 und N2 den Zählertakt; der Zähler bleibt stehen. Bei einer Änderung des Datenangebots wird durch das Monoflop ein Reset-Impuls

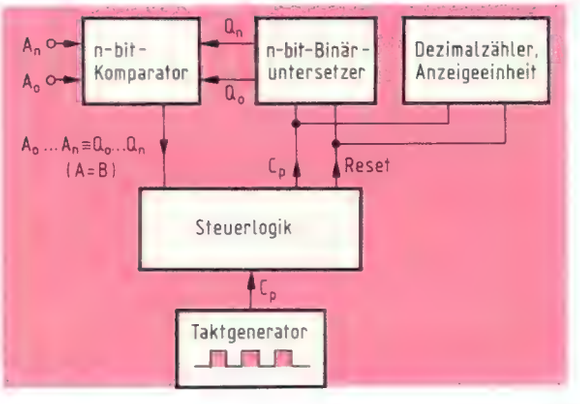
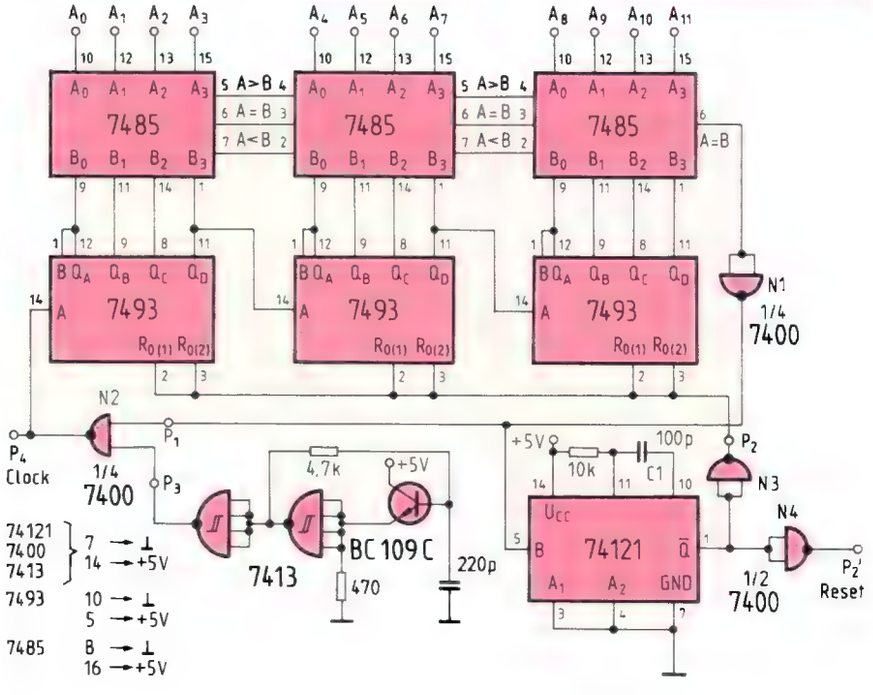


Bild 1. Blockschaltbild des Umsetzers

▼ Bild 2. Schaltbild des Umsetzers für 12 bit ohne Dezimalzähler und Anzeigeeinheiten



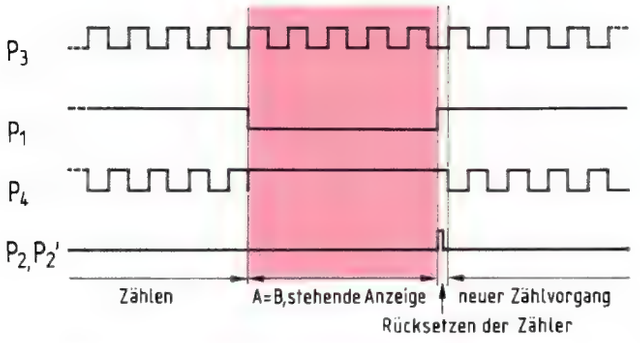


Bild 3. Impulsschema des Umsetzvorganges

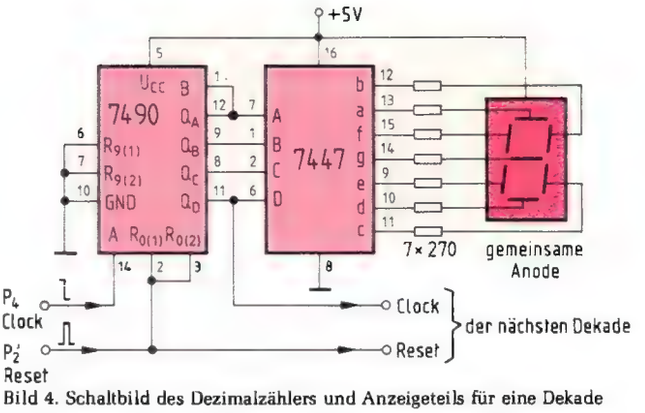


Bild 4. Schaltbild des Dezimalzählers und Anzeigeteils für eine Dekade

erzeugt und durch N2 der Takt wieder freigegeben, so daß der Zähler, von Null beginnend, aufwärts zählt, bis die Gleichheit wieder hergestellt ist, wie auch aus *Bild 3* hervorgeht. Die Gatter N3 und N4 dienen zur Erhöhung des Ausgangs-Fan-out des Monoflops.

Zur Anzeige sind zwei Möglichkeiten denkbar: Im einfacheren Fall wird an die Punkte P4 (clock) und P'2 (Reset) ein Frequenzzähler angeschlossen, dessen Clock- und Reseteingänge, eventuell über Umschalter, herausgeführt werden. Dabei ist darauf zu achten, daß der Zähler negativ flankengetriggert wird und das Rücksetzen mit H-Pegel erfolgt. Ist dies nicht der Fall, so sind zusätzlich Inverter in die Leitungen zu schalten. Sind längere Verbindungsleitungen zum Frequenzzähler erforderlich, so sollte die Taktfrequenz gesenkt und C1 durch einen größeren Wert ersetzt werden. Die Zwischenspeicher des Frequenzzählers können ausgeschaltet oder über den „A = B"-Ausgang des letzten Komparators gesteuert werden (Fan-in beachten!).

Die andere Möglichkeit ist der Einbau eines eigenen Dezimalzählers und Anzeigeteils nach *Bild 4*. Auf Zwischenspeicher wurde hier verzichtet, da bei der Umsetzung alle sieben Segmente nur für kurze Zeit gleichzeitig aufleuchten (max. 65 ms bei 16 bit).

Die Schaltung ist für beliebige Bitbreiten verwendbar. Die Anzahl der benötigten Bausteine ist *Tabelle 1* zu entnehmen. Wichtig ist in jedem Fall, die Übertragungsausgänge des letzten Komparators mit den Übertragungseingängen des nächsten zu verbinden. Nicht benötigte Informationseingänge A müssen auf L-Pegel (Masse) gelegt werden, alle Q-Ausgänge der Binärzähler sind mit den B-Eingängen der Komparatoren zu verbinden. Beim Aufbau sollte man für je zwei ICs einen Tantalelko (ca. 5 µF) zum Abblocken der Versorgungsspannung vorsehen (in Bild 2 nicht eingezeichnet). Zur Stromversorgung findet ein übliches 5-V-Netzteil Verwendung. Die jeweilige Stromaufnahme ist *Tabelle 2* zu entnehmen.

Tabelle 1: Zahl der Bausteine und Umsetzzeiten

Bits	Komparatoren/Binäruntersetzer	Zähldekaden	max. Umsetzzeit bei 1 MHz
4	1	2	16 µs
5	2	2	32 µs
6	2	2	64 µs
7	2	3	130 µs
8	2	3	260 µs
9	3	3	520 µs
10	3	4	1 ms
11	3	4	2 ms
12	3	4	4.1 ms
13	4	4	8.2 ms
14	4	5	16.4 ms
15	4	5	33 ms
16	4	5	65,5 ms

Tabelle 2: Strombedarf

Bits	I_{max}
≤ 4	≈ 130 mA
≤ 8	≈ 200 mA
≤ 12	≈ 280 mA
≤ 16	≈ 360 mA

Für jede Anzeigeeinheit sind zusätzlich etwa 130 mA zu berechnen.

Ein TV-Adapter für den PET 2001

Der Mikrocomputer PET besitzt einen 23-cm-Bildschirm; seine Größe reicht für den Einzelbenutzer aus. Bei einem größeren Zuschauerkreis oder bei der Übertragung von Bildschirminhalten in andere Räume (z. B. in Schulen) kann es nützlich sein, einen Adapter zur Übertragung auf ein kommerzielles Fernsehgerät zu besitzen.

Die Schaltung in *Bild 1* ermöglicht mit geringem Aufwand einen solchen Adapter; sie liefert am Ausgang ein VHF-Signal, das der Antennenbuchse des Fernsehgerätes zugeführt werden

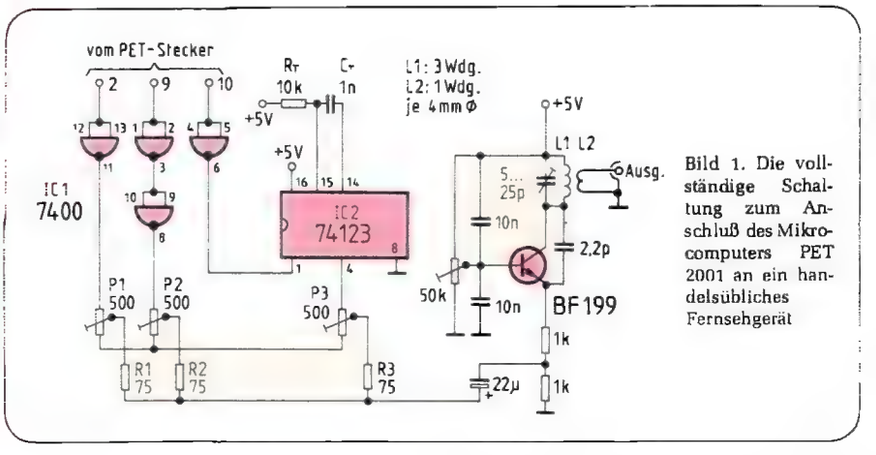


Bild 1. Die vollständige Schaltung zum Anschluß des Mikrocomputers PET 2001 an ein handelsübliches Fernsehgerät

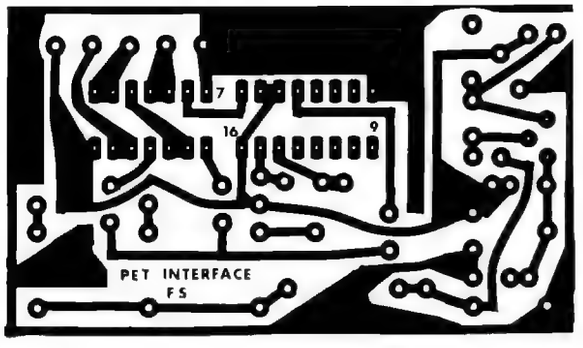


Bild 2. Die Platine sollte man möglichst in ein hf-dichtes Gehäuse einbauen, um die (unzulässige) Abstrahlung des VHF-Signales zu vermeiden

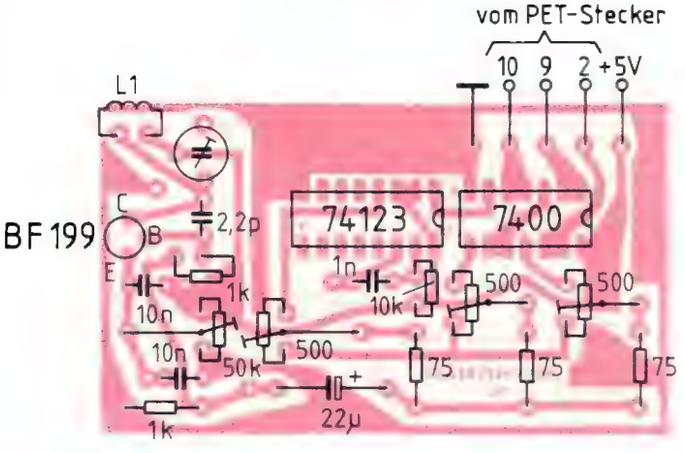


Bild 3. Bestückungsplan zu Bild 2. Die Koppelschleife L2 ist nicht auf der Platine, sondern direkt an den Enden des Koaxialkabels anzulöten, das mit dem Antenneneingang des Fernsehgerätes verbunden wird

kann. Am User Port des PET stehen zum Anschluß eines zweiten Bildschirms auf der Oberseite des Steckers drei Anschlüsse zur Verfügung: TV-Video (Pin 2), Vertikal-Synchronimpulse (Pin 9) und Horizontal-Synchronimpulse (Pin 10).

Zum Anschluß eines TV-Gerätes über einen Modulator müssen diese Signale gemischt werden, um ein BAS-Signal für die europäische Norm (CCIR) zu erhalten.

Die US-Norm des PET geht von einer Bildfrequenz (TV-vertical) von 60 Hz aus, die europäische Norm von 50 Hz. Dieser Unterschied kann noch durch Nachstellen der Bildfrequenz des FS-Empfängers ausgeglichen werden. Um die unterschiedliche Zeilenzahl von 525 bei der US-Norm und 625 bei der europäischen Norm zu adaptieren, ist es notwendig, den Zeilenimpuls über einen monostabilen Multivibrator in seiner Länge zu verändern. Dies erfolgt in der Schaltung durch die nachtriggerbare monostabile Kippstufe (74123). Die Umformung erfolgt durch die Zeitkonstante, festgelegt durch R_T und C_T.

Zur Entkopplung und Einstellung der richtigen Phasenlage werden die Signale TV-video, TV-vertical und TV-horizontal durch ein TTL-NAND-Gatter (7400) verstärkt. Die Mischung des Video-Signals und der Synchronisationsimpulse erfolgt über Widerstandskombinationen. Die Versorgungsspannung von 5 V kann am Stekker für das Kassetten-Interface 2 abgegriffen werden (Anschluß Nr. 1: Masse, Anschluß Nr. 2: + 5 V).

Bild 2 zeigt die kleine Platine, die z. B. in ein Weißblech-Gehäuse eingebaut werden kann, um die Abstrahlung der Hf zu vermeiden. *Bild 3* zeigt den passenden Bestückungsplan.

Zur Justierung des Hf-Modulators stellt man den Kanalwähler des Fernsehgeräts z. B. auf Kanal 10 ein. Die einzelnen Signalamplituden können mit den Trimmpotis P_1 und P_3 eingestellt werden, um eine optimale Bildstabilität zu erreichen.

Norbert Kress

Einfachst-Transistorzündung

Grundlage der hier vorgestellten einfachen Transistor-Zündanlage bildet der recht preisgünstig erhältliche PNP-Leistungstransistor BD 250 C, der als einstufiger Schaltverstärker arbeitet. Trotz des geringen Aufwandes ergibt sich der für elektronische Zündungen typische Vorteil, daß sich der Unterbrecherkontakt nicht so leicht abnutzt und daß weniger Schwierigkeiten wegen seines Übergangswiderstandes auftreten. (Über den Wert von Transistor-Zündungen existieren die unterschiedlichsten Auffassungen – darüber wollen wir hier lieber nicht diskutieren!)

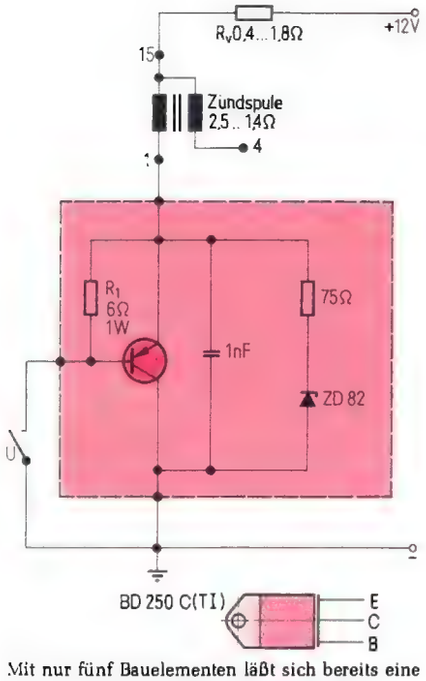
Dem *Bild* ist zu entnehmen, daß der Unterbrecherkondensator (meist 0,22 µF) entfernt wurde. Mit einem 6-Ω-Widerstand wird dafür gesorgt, daß noch genügend Strom durch den Unterbrecherkontakt fließt, um den Selbstreinigungs-Effekt sicherzustellen.

Der Spannungsabfall an der Kollektor-Emitter-Strecke beträgt im durchgeschalteten Zustand 0.8...0,9 V bei einem primären Zündstrom von 4...5 A. Dementsprechend ist die Verlustleistung im Transistor (bei eingeschalteter Zündung und stillstehendem Motor, U-Kontakt geschlossen) 4,5 W.

Neuerdings sind die meisten Pkw mit einer sog. Startanhebung ausgerüstet. Beim Anlaßvorgang wird über einen Kontakt des Magnetschalters oder durch ein Hilfsrelais die Batteriespannung direkt an Klemme 15 der Zündspule gelegt und damit der Vorwiderstand überbrückt. Demzufolge ist damit zu rechnen, daß der Zündstrom bei warmen Motor während der Startphase auf 7...8 A ansteigen wird. Nachzutragen ist, daß der Stromverstärkungsfaktor des BD 250 C bei $I_C = 5$ A 40...60 beträgt!

Die vorhandene Zündspule kann weiterbenutzt werden. Durch die zusätzliche Einbringung des Schalttransistors in den primären Zündstromkreis tritt eine Verringerung des Zündstromes um ca. 0,4 A ein. Wer die bereits erwähnte komfortablere Zündanlage mit Vorwiderstand besitzt, kann durch Einsetzen eines um ca. 0.3 Ω geringeren Vorwiderstandes wieder den ursprünglichen Primärzündstrom einstellen. Die Belastbarkeit der großen Zündspulen liegt bei 30 W.

Für den Aufbau lassen sich die bekannten Alu-Kleingehäuse verwenden, die sinnvollerweise an einen größeren Kühlkörper angeschraubt werden. Da



Mit nur fünf Bauelementen läßt sich bereits eine wirkungsvolle Transistorzündung aufbauen

der Kollektor des Transistors BD 250 mit seiner Grundplatte (die ein Befestigungsloch enthält) elektrisch leitend verbunden ist, läßt er sich ohne weiteres ohne Isolationsmaßnahmen auf das Gehäuse bzw. den Kühlkörper schrauben, wodurch gleich seine Masseverbindung sichergestellt ist.

Vor dem Einbau in den Pkw erfolgt die „Trockenprüfung" mittels ausgebauter Zündspule samt Vorwiderstand und der Batterie oder eines vorhandenen Netzteiles, das auf 14 V eingestellt wird. Als Unterbrecher fungiert ein Mikroschalter mit Ruhekontakt. In Klemme „4" wird eine kurze M-8-Schraube eingesteckt und mittels eines gebogenen Stückes Draht von Klemme „15" die Gegenelektrode hergestellt, die von der M-8-Schraube einen Abstand von 10...12 mm haben soll. Wird jetzt der Mikroschalter betätigt, muß ein kräftiger Funke vom Drahtstück auf den Schraubenkopf überspringen (bei einem Abstand von 10 mm ist die Überschlagspannung ca. 20 kV). Mutige Elektroniker ersparen sich diesen Test, indem sie die Transistor-Zündung einbauen, anklemmen, starten und dann sofort losfahren!

Nach erfolgreichem Probelauf wird das Gehäuseinnere mehrmals mit transparentem Kunststofflack ausgesprüht. Außerdem ist möglichst ein neuer Unterbrecher-Kontakt einzubauen und die Zünd- sowie Schließwinkel-Einstellung nach Fahrzeug-Herstellerangaben vorzunehmen.

Dipl.-Ing. P. Beyer

Lautstärke- und Balance-Einstellung mit TCA 740

Vor einiger Zeit brachte Valvo zwei integrierte Schaltungen für die Consumer-Technik zur indirekten Steuerung von Lautstärke, Balance und Tonblenden in Stereo-Verstärkern heraus (TCA 730 und TCA 740). Diese ICs sollen vermeiden, daß die „heißen" Verstärkerleitungen zu den Potentiometern geführt werden müssen, und man benötigt keine Doppelpotis mehr für die beiden Stereokanäle (und keine 4fachen für Quadro!), weil die Einstellung für alle Kanäle gemeinsam mit einem einfachen Poti vorgenommen werden kann.

An dem TCA 730 mißfällt, daß der Einstellbereich der Lautstärke festliegt und nicht verändert werden kann, so daß es nicht möglich ist, eine zu hohe Eingangsspannung (über 1 V_{eff}) abzuregeln, und daher beim Einstellen geringer Lautstärke der Klirrfaktor wächst. Diese Nachteile lassen sich weitgehend vermeiden, wenn man zur Lautstärkeeinstellung einen TCA 740 „mißbraucht". Dieser enthält vier Verstärker mit je zwei invertierenden Eingängen; durch Spannungsänderung an zwei besonderen Steuereingängen kann jeweils zwischen den beiden invertierenden Eingängen stufenlos überblendet werden. Man kann diese Einstellmöglichkeit durch ein elektronisch gesteuertes Poti versinnbildlichen, obwohl es sich in Wirklichkeit um eine Stromverteilungssteuerung zwischen mehreren Transistoren handelt.

Bild 1 zeigt die vollständige frequenzunabhängige Lautstärkeeinstellung für einen Stereoverstärker. Die Wirkung beruht darauf, daß z. B. beim „Poti" 1–2, wenn der „Schleifer" oben steht, der Verstärker stark gegengekoppelt ist, und die Ausgangswechselspannung ein Minimum hat; steht dagegen der „Schleifer" unten, dann beträgt die Verstärkung annähernd R 2 : R 1. Da (nach eigenen Messungen) jeder Verstärker bei offenen Eingängen eine Leerlaufverstärkung von mehr als 50 dB hat, ist bei einer gegengekoppelten Verstärkung von 10 dB je Stufe eine sehr gute Linearität garantiert. Beim Abwärtsregeln werden die Verhältnisse besser, weil die Gegenkopplung ja noch zunimmt – dies im Gegensatz zum TCA 730. Entgegen den Herstellerangaben ist es völlig unschädlich, 2 Verstärker innerhalb eines TCA 740 galvanisch zu koppeln, also den Koppelkondensator z. B. zwischen Anschluß 3 und R 1 (nach Anschluß 14) einzusparen, die

Tabelle:
Abhängigkeit der Verstärkung von der Steuerspannung

Steuerspannung	Verstärkung
9,5 V	+ 20 dB
6,3 V	0 dB
4,8 V	−20 dB
3,5 V	−40 dB
2,3 V	−60 dB
1,5 V	−66 dB

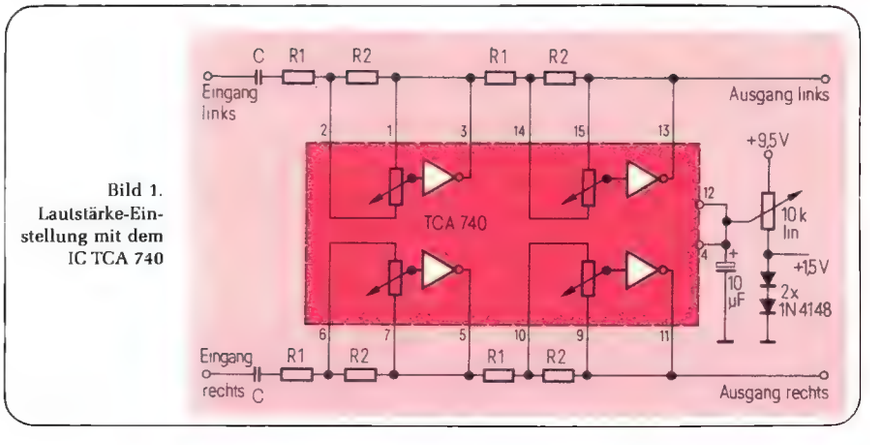


Bild 1. Lautstärke-Einstellung mit dem IC TCA 740

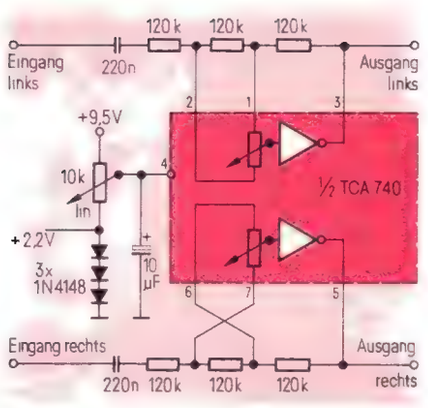


Bild 2. Einfache Realisation der Balance-Einstellung

starke Gegenkopplung macht's möglich. Ein Dimensionierungsbeispiel: R 1 = 56 kΩ, R 2 = 180 kΩ; C= 470 nF; die Abhängigkeit der Verstärkung von der Steuerspannung bei diesen Werten zeigt die *Tabelle* (für die gesamte Schaltung nach Bild 1). Man ist natürlich in der Wahl des Widerstandsverhältnisses völlig frei und kann z. B. bei Bedarf die Maximalverstärkung 1 : 1 = 0 dB wählen (R 2 = R 1), dann beträgt das Minimum mehr als −80 dB!

Auch die Balance-Einstellung läßt sich mit einer Hälfte des TCA 740 sehr gut vornehmen (*Bild 2*). Man erkennt, daß bei dem unteren Verstärker die Eingänge gegenüber Bild 1 vertauscht sind, so daß dieser Verstärker abwärts regelt, wenn der obere aufwärts regelt und umgekehrt. Mit sechs gleichen Widerständen (wie gezeichnet) ergibt sich ein Einstellbereich von ±5.7 dB gegenüber der Mittenstellung, was völlig ausreicht (also max. 11,5 dB Unterschied zwischen rechts und links); der geometrische Mittelwert beider Verstärkungen ist über den ganzen Einstellbereich nahezu konstant. Der nicht benötigte Teil des IC kann für einen anderen Zweck, z. B. zur gehörrichtigen Lautstärkeeinstellung verwendet werden, oder auch einfach (mit fester Steuerspannung) als invertierender Verstärker. *Dr. Winfried Wisotzky*

Nachträge

2-m-Empfänger mit dem IC SL 664

FUNKSCHAU 1979, Heft 7, Seite 407

Wie uns die Firma Frank, Wasserburger Landstr. 120, 8000 München 82, mitteilt, vertreibt sie die in den Bildern 4...6 abgebildete Platine für den 2-m-Empfänger. Außerdem sind dort alle Spezialteile für das Gerät zu haben.

„Echte" Frequenzeinstellung beim 2-m-Synthesizer

FUNKSCHAU 1979, Heft 7, Seite 405

Die im Bild mit „4029" bezeichneten ICs sind in Wirklichkeit, wie auch im Text erwähnt, Addierer vom Typ 4008. Selbstverständlich eignet sich die Schaltung auch für andere Synthesizer mit 25-kHz-Raster und BCD-Eingängen.

Aus Miniaturzähler wird Universalzähler

FUNKSCHAU 1979, Heft 9, Seite 527, und Heft 10, Seite 591

Der Verfasser dieses Beitrages wurde vom Druckfehlerteufel in Leonhard Stingl umbenannt. Sein richtiger Name ist Dipl.-Ing. Leonhard Stiny. Wir bitten um Ihr Verständnis.

Michael Arnoldt

Dual-Spannungsregler mit Nachführung

Die dargestellte Schaltung erlaubt es, einen Dual-Spannungsregler von ± 1,25 V...± 15 V; 1 A aufzubauen. Sie veranschaulicht vor allem das Prinzip der nachgeführten negativen Spannung (tracking).

Positiver Regelzweig

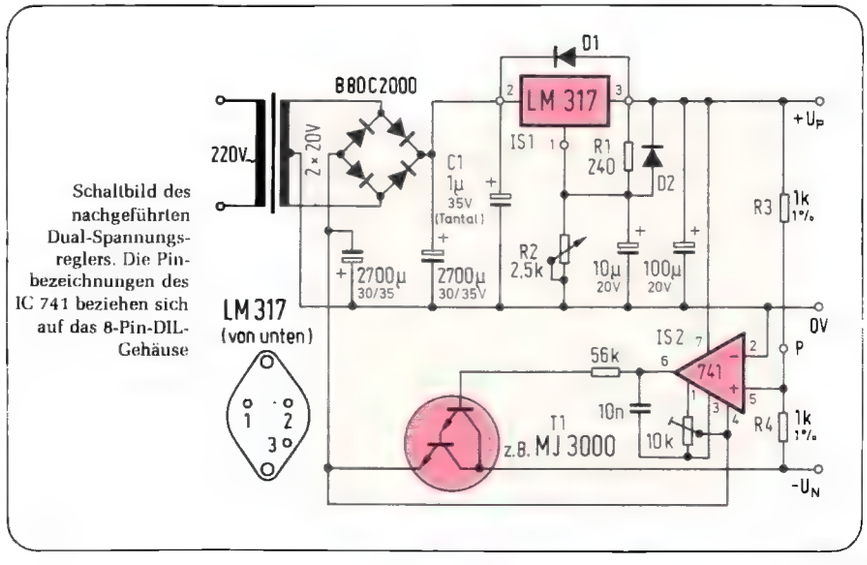
Die Gleichrichterschaltung ist so aufgebaut, daß ihr – bezogen auf Masse – sowohl eine positive als auch eine negative Spannung entnommen werden kann. Im positiven Zweig liegt der Spannungsregler LM 317 (IS 1). Die Besonderheit dieses IC besteht darin, daß die Ausgangsspannung durch einen externen Widerstand bzw. Spannungsteiler R1/R2 einstellbar ist (*Bild*). Dabei fällt am Widerstand R1 (240 Ω) ein der inneren Referenzspannung entsprechender Wert von 1,25 V ab. Somit ergibt sich die positive Ausgangsspannung gegen 0 V zu:

$$U_P = R_2 \cdot \frac{1.25\ V}{R_1} + 1{,}25\ V =$$

$$1{,}25\ V \cdot (1 + R_2/R_1).$$

Da der Hersteller für R_1 einen Widerstand von 240 Ω empfiehlt, ist für R_2 ein 3-kΩ-Potentiometer erforderlich, um eine Ausgangsspannung von 15 V zu erzielen.

Die Kondensatoren C1, C2, C3 verbessern die Regeleigenschaften der IS, die Dioden D1 und D2 nehmen im Fall eines Kurzschlußes am Ein- bzw. Ausgang des Reglers den Entladestrom der Kondensatoren C3 bzw. C2 auf und vermeiden eine Entladung über den Regler.



Schaltbild des nachgeführten Dual-Spannungsreglers. Die Pinbezeichnungen des IC 741 beziehen sich auf das 8-Pin-DIL-Gehäuse

Negativer Regelzweig

Die Wirkungsweise von IS 2 und T 1 in Verbindung mit R 3 und R 4 zur Erzeugung der negativen Spannung ist folgende: Wenn U_P und U_N betragsgleich sind, ergibt ein Spannungsteiler aus gleichen Widerständen R 3 und R 4 einen künstlichen Nullpunkt P = 0 V. P ist mit dem nichtinvertierenden Eingang des Operationsverstärkers IS 2, die Masseleitung 0 V mit dem invertierenden Eingang verbunden. Für P = 0 V nimmt der Ausgang von IS 2 ein mittleres Potential an, T 1 (MJ 3000 o. ä.) wird soweit leitend, daß sich am Kollektor gerade $U_N = -U_P$ einstellt.

Erhöht man nun die positive Spannung U_P durch Vergrößern von R 2, so wird zunächst P positiv. Der Ausgang von IS 2 reagiert hierauf sofort mit einer Spannungserhöhung, T 1 leitet stärker und U_N wird negativer, bis die Gleichheit von P und 0 V wiederhergestellt ist.

Fügt man einen Lastwiderstand zwischen 0 V und $-U_N$ ein, tendiert U_N zunächst nach 0 V. Dadurch verschiebt sich jedoch der künstliche Nullpunkt P ins Positive, T 1 wird stärker durchgesteuert und zieht U_N wieder weiter in den negativen Bereich zurück, bis mit P = 0 V wieder gilt: $|U_N| = U_P$.

Für T 1 wird zweckmäßig ein Darlington-Transistor (NPN) gewählt, der für einen Kollektorstrom von min. 2 A ausgelegt sein sollte. Der Kondensator C 4 verhindert Schwingungen, die im Regelsystem IS 2, T 1 auftreten können.

Praktische Erfahrungen

Die Übereinstimmung der Beträge beider Spannungen hängt innerhalb des Regelbereichs vom Unterschied der Widerstände R 3 und R 4 sowie von der Eingangsoffsetspannung des Regelverstärkers IS 2 ab. Im allgemeinen genügt es, für R 3 und R 4 Widerstände mit einer Toleranz von 1% zu wählen. Andere Werte als 1 kΩ sind wegen des hinreichend hohen Eingangswiderstands von IS 2 ebenfalls verwendbar. Der Ausgleich der Eingangsoffsetspannung von IS 2 auf Null kann mit dem 10-kΩ-Trimpotentiometer erfolgen.

Grundsätzlich läßt sich die Schaltung auch zur Gewinnung größerer Ausgangsspannungen als ±15 V verwenden. Zu beachten ist dann jedoch, daß die Betriebsspannungen von IS 2 (μA 741) 44 V nicht überschreiten darf. Für höhere Betriebsspannung eignen sich die IS SG 1536 (±40 V), SG 1436 (±34 V) und SG 1436 C (±30 V) von Silicon General (Astronic).

Schaltungskniff

Null Volt aus dem IC 723

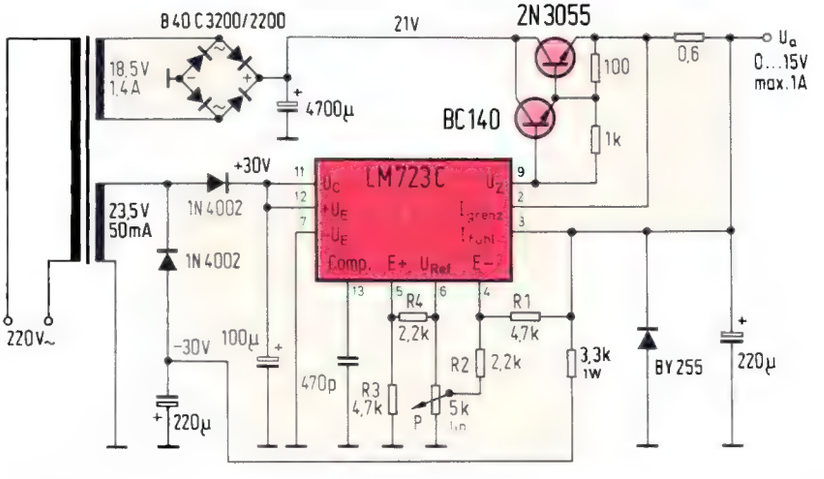
Der integrierte Spannungsregler 723 C ist überall recht preiswert zu haben. Er eignet sich im Prinzip zwar gut für ein Universalnetzteil, hat aber den Nachteil, daß es nicht ohne weiteres möglich ist, die Ausgangsspannung auf Null zu verringern.

Die im *Bild* gezeigte Schaltung umgeht diesen Nachteil. Wird der Schleifer von P ganz auf Masse gedreht (maximale Ausgangsspannung), so ergibt sich die Ausgangsspannung aus der Beziehung $U_a = U_{ref} \cdot R1/R2$ mit $R1/R2 = R3/R4$.

Die Ausgangsspannung wird also durch das Verhältnis der beiden Widerstände R1 und R2 bestimmt, ist aber unabhängig von den Toleranzen des Potis. U_{ref} ist die intern erzeugte Referenzspannung und liegt bei etwa 7 V.

Wird P nun aufgedreht, so sinkt die Ausgangsspannung linear bis auf Null ab; dabei wechselt jedoch die Stromrichtung durch R1. Der nun aus R1 zum Ausgang fließende Strom muß durch eine zusätzliche Hilfsstromquelle abgeleitet werden, was hier mit Hilfe einer negativen Hilfsspannung und zwei Vorwiderständen geschieht. Da der Anschluß U_2 benutzt wird, kann nur die DIL-Version verwendet werden. Leider vergrößert sich durch die besondere Schaltung der minimale Spannungsabfall des Längsreglers um 6 V; es ist aber ohnehin günstiger, die Spannungen für das IC und für die Längstransistoren aus getrennten Trafowicklungen zu entnehmen.

Dieter Thoss



So läßt sich mit dem preiswerten IC 723 ein bis auf Null Volt herunter regelbares Netzteil aufbauen

Amateurfunk – eine technische Herausforderung

Kaum eine technische Freizeitbeschäftigung bietet solche Entfaltungsmöglichkeiten wie der Amateurfunk. Ist erst einmal die Hürde der Lizenzprüfung genommen, steht eine Vielzahl von Betriebsarten bereit, die ein Funkamateur allein kaum gleichzeitig alle ausnutzen kann.

Schon lange ist nicht nur die reine Übermittlung von mehr oder weniger wichtigen Informationen der bevorzugte Teil des technischen Freizeittuns. Noch vor wenigen Jahren war der 10-GHz-Bereich so gut wie ungenutzt für die Funkamateure. Obwohl für die reine Übermittlung von Nachrichten ein anderes Frequenzband sicher einfacher zu gebrauchen war, scheuten Funkamateure weder Geld noch Zeit, um auch diese Technik in den Griff zu bekommen. Doch dies ist nur ein Beispiel von vielen für das Interesse an neuen Techniken. In den nächsten Jahren wird sich noch deutlicher zeigen, daß der Amateurfunk nicht nur aus lapidaren Standardgesprächen über eine Relaisfunkstelle besteht, sondern ein Potential an technischem Wissensdrang darstellt, welches keinesfalls unterbewertet werden sollte.

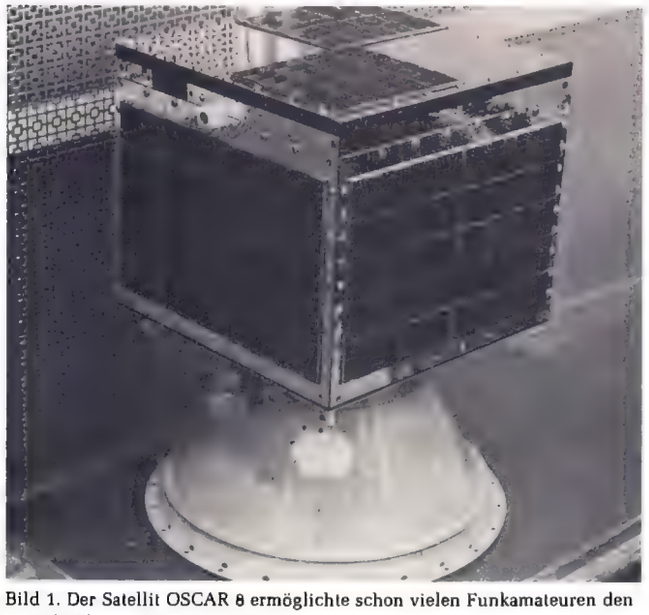


Bild 1. Der Satellit OSCAR 8 ermöglichte schon vielen Funkamateuren den Kontakt über weite Entfernungen

OSCAR

Entwicklungstendenzen bei Amateurfunk-Satelliten

Der erste künstliche Trabant unserer Erde war Sputnik 1. Er sorgte dafür, daß der Begriff „Satellit" in den Wortschatz unserer Umgangssprache aufgenommen wurde. Auch die Funkamateure waren von der neuen Technologie begeistert; für einen eigenen Satelliten verfolgten sie nun das Projekt „OSCAR", dessen Namen sich aus „Orbiting Satellite Carrying Amateur-Radio" herleitet.

Blickt man heute auf die Entwicklungstendenzen der Amateurfunk-Satelliten während fast zwei Jahrzehnten zurück, so lassen sich drei verschiedene Phasen unterscheiden:

Phase 1 umfaßt die Amateurfunk-Satelliten OSCAR 1 bis OSCAR 5, also einen Zeitraum von 1961 bis 1970. Kennzeichnend für diese Satelliten war ihre relativ geringe Bahnhöhe (200 bis 1500 km) und ihre recht kurze Betriebsdauer als Folge der nicht wieder aufladbaren Bordbatterie. Diese Satelliten waren außerdem, bis auf zwei Ausnahmen, nur mit Bakensendern zur Übermittlung von Telemetriedaten ausgerüstet.

Phase 2 begann mit dem Start von AMSAT-OSCAR 6 am 15.10.72. Zu dieser Entwicklungsphase sind auch die beiden jetzt in Betrieb befindlichen Amateurfunk-Satelliten AMSAT-OSCAR 7 (ab 1974) und AMSAT-OSCAR 8 (ab 1978) zu zählen. Sie umkreisen die Erde ebenfalls noch in relativ niedrigen, polaren Umlaufbahnen (900 bzw. 1500 km). Im Gegensatz zu ihren Vorgängern besitzen sie aber eine wesentlich erhöhte Betriebsdauer, weil die NiCd-Bordbatterien nun durch Sonnenzellen auf den Außenflächen des Satelliten ständig nachgeladen werden können. Außerdem sind diese Satelliten jetzt durchweg mit einem oder mehreren Transpondern ausgerüstet, also mit Kombinationen von Empfängern und Sendern, die die Sendungen von Bodenstationen aufnehmen und auf einem anderen Amateurband wieder zur Erde abstrahlen. Dadurch ist UKW-Amateurfunk-Verkehr über Entfernungen bis etwa 8000 km möglich.

Phase 3 in der Reihe der Amateurfunk-Satelliten sieht nun Geräte vor, die ähnlich wie die der Phase 2 über eine lange Betriebsdauer und eingebaute Transponder verfügen. Das Unterscheidungsmerkmal gegenüber früheren Amateurfunk-Satelliten liegt hier in der Bahnhöhe und Bahnform. So wird der erste Satellit aus dem AMSAT-Phase-3-Programm die Erde auf einer langgestreckten Ellipse und mit einer Umlaufzeit von rund 12 Stunden umflie-

Unser Sonderteil enthält folgende Beiträge:

OSCAR – Entwicklungstendenzen bei Amateurfunk-Satelliten 790
Einfache Vergleiche von 2-m-Amateurfunkantennen 792
Meteosat-Bilder von Amateuren aufgezeichnet 793
Der Mond – ein natürlicher Reflektor 796
Amateurfunk und Mikrocomputer 796
Wirkungsvolle UKW-Betriebstechnik 797
Amateurfunk mit Sonnenkraft 800
Störungen und störende Beeinflussungen 801
SHF-Technik 803
Tips zur Anwendung des Smith-Diagramms 806
Amateurfunk-Fernsehen 811
Amateur-Funkfernschreiben 813
Relaisfunkstellen 815

Friedrich-W. Duttke

METEOSAT-Bilder

von Amateuren aufgezeichnet

Seit Jahren umkreisen Wettersatelliten die Erde auf polaren Bahnen und senden ihre Bilder zu den Bodenstationen. Auch eine größere Anzahl von Amateuren ist inzwischen in der Lage, die nach dem APT-Verfahren im VHF-Bereich ausgestrahlten Bilder aufzufangen. Mit dem Start von METEOSAT-1 ergibt sich nun die Möglichkeit, die von einem geostationären Wettersatelliten gewonnenen Bilder, die im GHz-Bereich ausgestrahlt werden, zu empfangen und aufzuzeichnen.
Der folgende Aufsatz beschreibt einige Probleme, die sich dem Amateur in diesem Falle stellen. Zugleich sollen denjenigen einige Anregungen und Hinweise gegeben werden, die sich an diese Aufgabe wagen.

Der Satellit

METEOSAT-1 ist der erste europäische Wettersatellit. Er wurde am 23. 11. 77 um 2.35 MEZ in Cape Canaveral gestartet. Am 8. 12. 77 erreichte er seine vorgesehene geostationäre Position bei 0°Länge und 0°Breite in einer Höhe von etwa 35 300 km über dem Äquator. Der mit 100 Umdrehungen pro Minute spinstabilisierte Satellit tastet die Erde alle 30 Minuten zeilenweise ab. Die so in drei Spektralbereichen (0,4...1,1µm; 5,7...7,1 µm und 10,5...12,5 µm) aufgenommenen Bilder werden in digitaler Form an die Bodenkontrollstation in Darmstadt gesendet. Hier bereitet ein Großrechner die Bilder elektronisch auf. Dabei werden sie auch in kleinere Teilbilder zerlegt und in analoger Form als APT-Bilder über den gleichen Satelliten, der nun als Relaisstation dient, verbreitet. Wegen der Vielzahl der auf diese Weise anfallenden Bilder enthält der Satellit 2 Transponder. Der eine arbeitet auf 1694,5 MHz mit einer ERP (Effective Radiated Power = äquivalente Strahlungsleistung) von 19,7 dBW, der andere auf 1691,0 MHz mit einer ERP von 18,8 dBW. Der Frequenzhub des AM/FM-Signals beträgt 9 kHz; der Hilfsträger hat die übliche Frequenz von 2400 Hz.

Die Antenne

Die Auswahl der Antenne hängt von den Randbedingungen wie Frequenz, Strahlungsflußdichte am Empfangsort und Rauschtemperatur des Vorverstärkers ab. Legt man die im Handel erhältlichen transistorisierten rauscharmen Vorverstärker mit einer Rauschtemperatur von 235°K (NF = 2,5 dB, T_o = 300°K) zugrunde, so muß die Antenne einen Gewinn von G = 30 dB haben. Wegen der „relativ" problemlosen Anpassung kommt deshalb nur ein Parabolspiegel mit etwa 2 m Durchmesser in Frage (*Bild 1*).

Wer allerdings nicht das Glück hat, eine solche von der Post oder anderswo ausrangierte Antenne zu bekommen, dem bleibt nur der Selbstbau. Eine Anleitung dazu findet man in [2]. Als Primärstrahler kommt ein Halbwellendipol mit Reflektor, der ebenfalls in [2] beschrieben ist, in Betracht. Die Polarisationsebene der vom Satelliten ausgehenden Strahlung liegt für den Beobachtungsbereich Bundesrepublik fast horizontal; der im Brennpunkt des Spiegels befindliche Strahler ist also entsprechend auszurichten.

Wichtig zu wissen ist noch, wie die Antenne insgesamt ausgerichtet werden muß, damit sie den METEOSAT genau im Blickfeld hat. Dabei spielt auch die Halterung der Antenne eine Rolle, deshalb soll hier kurz eingegangen werden. Im einfachsten Fall befestigt man den Spiegel an einem Dreifuß (*Bild 2*) und stellt diesen auf der Terrasse, im Garten oder auch, wenn möglich, auf dem Dachboden auf. Wichtig ist, daß der Spiegel auf festem Untergrund steht, verankert werden kann und einen ungehinderten „Blick" zum Satelliten

Bild 1. Der Parabolspiegel hat einen Durchmesser von 2 m

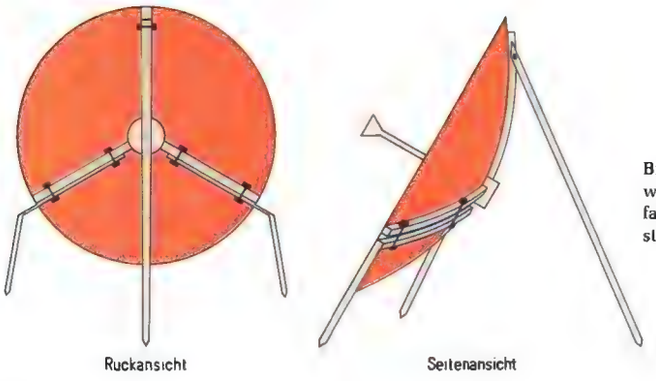


Bild 2. Die Antenne wird von einem einfachen Dreifuß-Gestell gehalten

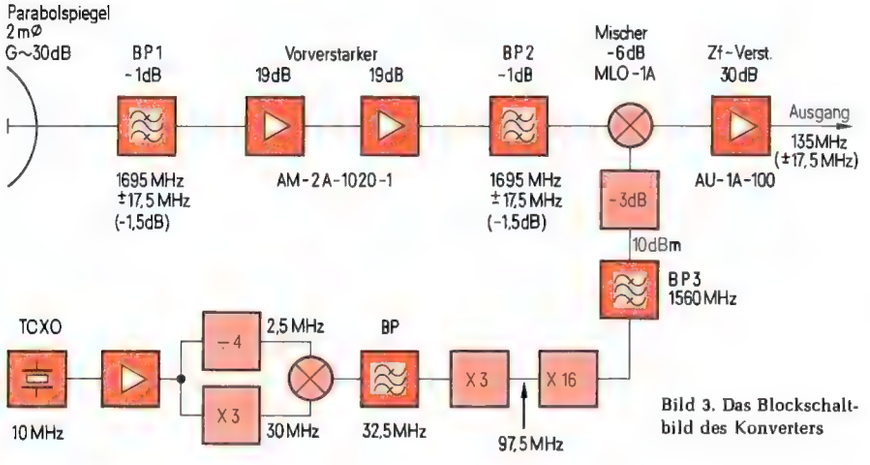


Bild 3. Das Blockschaltbild des Konverters

hat. Ein Fuß des Dreibeins sollte beweglich sein, so daß man den geforderten Elevationswinkel einstellen kann.

Aus der Satellitenposition ergibt sich für einen Beobachtungsort in der Nähe von Frankfurt/Main (8,7° O; 50,1° N) ein Azimut von 190° und eine Elevation von 31°. Während sich das Azimut mit Hilfe der Sonne oder eines Kompasses grob einstellen läßt, gelingt das gleiche für die Elevation mit Hilfe einer Wasserwaage oder eines Lotes und mit einem Winkelmesser. Da der Öffnungswinkel der Antenne etwa 5° beträgt, reicht diese Grobeinstellung aus. Die Feineinstellung besorgt man dann mit dem S-Meter des Empfängers, den man zu diesem Zweck neben der Antenne aufstellt. Da der Satellit seine Position nur geringfügig periodisch ändert, ist eine Nachführung der Antenne nicht nötig.

Der Konverter

Der Konverter hat die Aufgabe, das von der Parabolantenne gelieferte 1700-MHz-Signal in den VHF-Bereich umzusetzen. Wegen der hohen Eingangsfrequenz sollte er unmittelbar hinter dem Antennenspiegel angebracht werden, damit die im Zuleitungskabel auftretenden Verluste gering bleiben. Das bedingt sowohl eine hohe Stabilität aller elektronischen Werte im Arbeitstemperaturbereich von –20 °C bis +60 °C, als auch eine besonders Hf-dichte Ausführung der Baugruppe für die Frequenzaufbereitung und ein wetterfestes Gehäuse. Das Blockschaltbild (*Bild 3*) zeigt die Bestandteile des Konverters.

Von der Antenne gelangt das Eingangssignal über ein Bandpaßfilter (BP 1) zum Vorverstärker. Um ein gutes Signal-Rausch-Verhältnis zu erzielen, muß dieses Filter eine kleine Eingangsdämpfung, einen flachen Dämpfungsverlauf im Durchlaßbereich, ein niedriges Stehwellenverhältnis, sowie steile Flanken besitzen. Alle diese Anforderungen erfüllt das in *Bild 4* dargestellte Filter mit fünf $\frac{\lambda}{4}$-Resonatoren. Mit den Justierschrauben sind Resonanzfrequenz und Kopplung einstellbar. Das Filtergehäuse besteht aus Aluminium und ist aus einem Stück gearbeitet. Die *Bilder 5 und 6* zeigen die am fertigen Filter gemessenen Durchlaßkurven bei einer Mittenfrequenz von 1695 MHz. Die übrigen Meßwerte lauten: Einfügungsdämpfung = 1 dB, Stehwellenverhältnis <1 : 1,2. Um diese Werte zu erreichen, sind natürlich einige Sorgfalt bei der Anfertigung der Einzelteile des Filters, sowie Geduld bei der Justierung und die dazu notwendigen Meßgeräte erforderlich.

Dem Bandfilter nachgeschaltet sind zwei transistorisierte Verstärker vom Typ AM-2A-1020-1 der Firma MITEQ mit je 19 dB Verstärkung und einer angegebenen Rauschzahl von 2,3 dB. Zwischen Vorverstärker und Mischer ist ein weiteres Bandpaßfilter (BP 2) zur Unterdrückung des Spiegelfrequenzrauschens geschaltet. Aufbau und Daten von BP 1 und BP 2 sind gleich. Der Mischer mit der Bezeichnung MLO-1A und der Zf-Verstärker des Typs AU-1A-100 sind ebenfalls von MITEQ, letzterer soll auch bei größeren Kabellängen zwischen Konverter und Empfänger eine störungsfreie Übertragung gewährleisten. Die Pegelanpassung er-

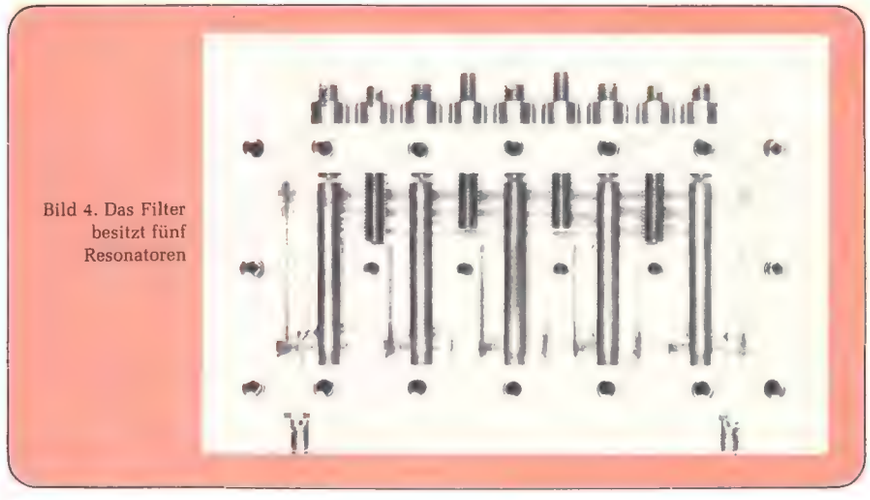
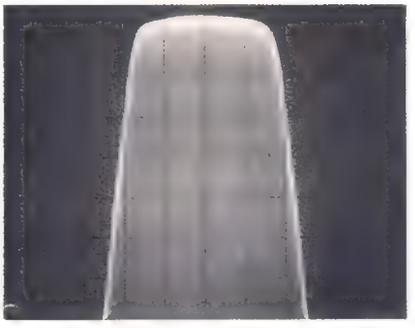
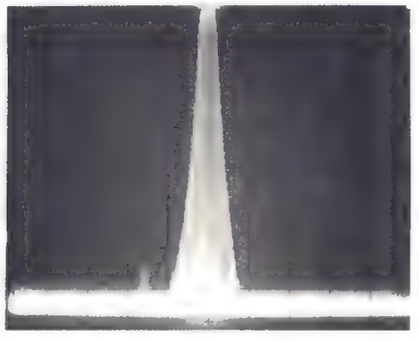


Bild 4. Das Filter besitzt fünf Resonatoren



◀ Bild 5. Die Durchlaßkurve des ersten Bandpaßfilters. Der Maßstab beträgt horizontal 10 MHz und vertikal 2 dB pro Teilstrich



◀ Bild 6. Die Durchlaßkurve des zweiten Bandpaßfilters. Der Maßstab beträgt horizontal 100 MHz und vertikal 10 dB pro Teilstrich

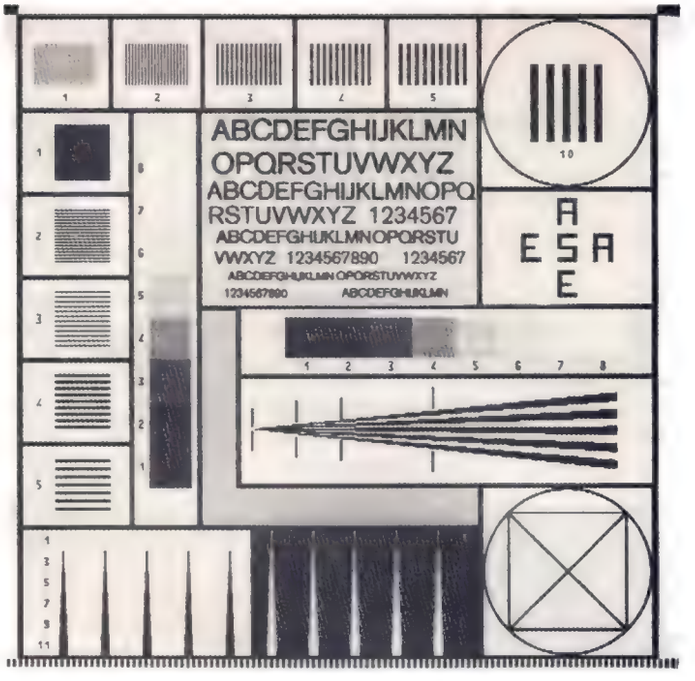


Bild 7. ▶ Ein aufgezeichnetes Testbild

folgt durch ein Dämpfungsglied am Empfängereingang.

Besondere Aufmerksamkeit ist schließlich der Frequenzaufbereitung für die Oszillatorfrequenz zu schenken. Aus Stabilitätsgründen wird von einem temperaturkompensierten Quarzoszillator (TCXO) mit f= 10,0 MHz ausgegangen. Das Blockschaltbild zeigt, wie man daraus die gewünschte Frequenz von 1560 MHz erhält. BP 3 unterdrückt die bei der Aufbereitung entstehenden unerwünschten Frequenzen. Zwischen Filter und Mischer liegt zur Pegelanpassung ein 3-dB-Dämpfungsglied. Als Hf-Leitungen zwischen den einzelnen Komponenten wurden für die hohen Frequenzen Festmantelkabel mit SMA-Steckverbindungen verwendet.

Der so aufgebaute Konverter besticht durch seine ausgezeichneten elektrischen Daten, insbesondere durch das sehr gute Signal-Rausch-Verhältnis und die hohe Frequenzstabilität. Wegen der kleinen Abmessungen der MITEQ-Bausteine ließ sich das Volumen des Konverters klein halten.

(An dieser Stelle sei auch ganz besonders Herrn Hahlganss gedankt, der die besprochenen Filter und die Frequenzaufbereitung mit überaus großer Sorgfalt gebaut und schließlich den ganzen Konverter zusammengesetzt und getestet hat.)

Empfänger und Bildaufzeichnung

Empfänger und Bildaufzeichnungsgerät des Verfassers wurden schon in [1] vorgestellt. Sie haben sich ausgezeichnet bewährt. In der Zwischenzeit konnte die Station des Verfassers um ein Gerät TM 830A der Firma Dr.-Ing. Hell (Kiel) erweitert werden. Es gestattet die vollautomatische Aufzeichnung der Satellitenbilder (*Bild 7*).

Es besteht die Möglichkeit, mehrere Bilder zusammenzusetzen und auf diese Weise ein Panorama zu erhalten (*Bild 8*).

Die APT-Sendungen des METEOSAT weisen das gleiche Format auf wie die der früheren Wettersatelliten aus der ESSA-Serie. Das quadratische Bild besteht aus 800 Zeilen zu je 800 Punkten. Die Bildsendung beginnt mit einem 300-Hz-Startsignal, gefolgt von 20 Phasenzeichen in 5 Sekunden, die bei automatischen Geräten den Anfang des Fotopapiers mit dem Zeilenanfang der Satellitensendung synchronisieren. Danach wird mit 4 Zeilen pro Sekunde das eigentliche Bild übertragen. Ein 5 s langer 450-Hz-Ton beendet die Sendung.

Literatur:

[1] *Duttke, F. W.*: Amateur-Empfangsstation für Wettersatelliten. FUNKSCHAU 1975, Heft 9.

[2] *Lickfeld, K. G.*: VHF- und UHF-Richtantennen, Teil 2. Franck'sche Verlagshandlung Stuttgart.

[3] ESA: Programme METEOSAT, DISSEMINATION MISSION Wefax Transmission.

[4] MITEQ: Datenblätter zu den Bausteinen MLO-1A, AM-2A-1020-1 und AU-1A-100. Vertrieb durch Parzich u. Co., 8911 Pürgen.

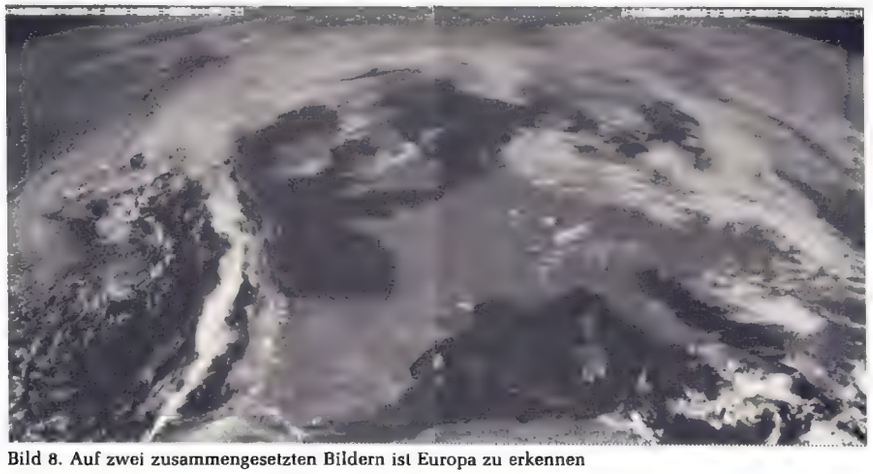
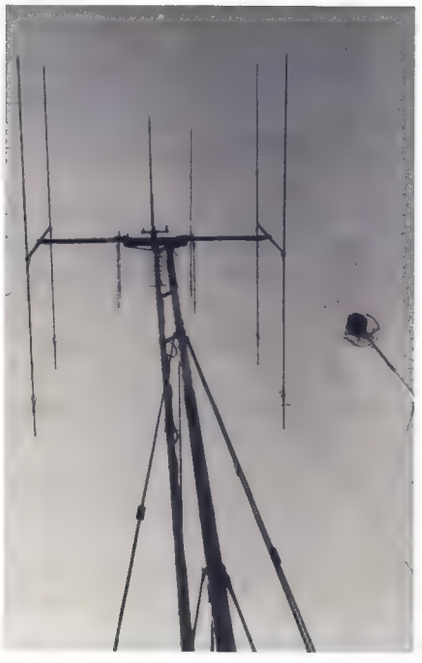


Bild 8. Auf zwei zusammengesetzten Bildern ist Europa zu erkennen

Der Mond, ein natürlicher Reflektor

Die Reichweiten auf VHF, UHF und SHF sind im allgemeinen nicht erheblich größer als die Sichtweite (quasioptische Ausbreitung). Wenn man einmal von den verschiedenen meterologischen Sonderfällen (Inversionswetterlagen), sporadischen E-Schichten, Meteorschauern und anderen Reflektoren (Berge, Hochhäuser) absieht, mit denen eine Reichweitenerhöhung einhergeht, bieten sich nur sehr wenig Möglichkeiten, Weitverbindungen im Bereich der genannten Wellen durchzuführen.



Um einen möglichst großen Antennengewinn zu erreichen, werden mehrere Yagi-Antennen zusammengeschaltet

Schon bei der Entwicklung des militärischen Radars entdeckte man, daß der Mond als natürlicher Reflektor dienen kann. Bald merkten auch die Funkamateure, daß man den Mond als Mittel zum interkontinentalen Amateurfunkkontakt benutzen kann. Allerdings stieß man anfangs auf schier unüberwindliche Schwierigkeiten, da einerseits sehr hohe effektive Strahlungsleistungen und andererseits sehr rauscharme Empfänger benötigt werden.

Doch mit dem Fortschreiten der technischen Entwicklung gelang es bald, die ersten Funkkontakte über den natürlichen Reflektor abzuwickeln. Diese Form des Amateurfunks, genannt EME (Erde-Mond-Erde), verlangt natürlich einen technisch einwandfreien Aufbau der verwendeten Amateurfunkanlage. Da die Teile einer solchen Anlage nicht einfach gekauft und angeschlossen werden können, muß zumindest ein Teil der Geräte selbst hergestellt werden. Das *Bild* zeigt eine Antennenanlage, mit der EME-Betrieb durchgeführt werden kann.

In der Praxis verwendet man Antennen mit etwa 18 dB Gewinn gegenüber einem Dipol, Senderausgangsleistungen von ca. 1 kW und Empfänger mit Transistorvorstufen, die eine Rauschzahl um 1,5 dB haben. Die Antenne muß drehbar sein, allerdings nicht unbedingt in vertikaler Richtung, da ausreichend Stationen zu arbeiten sind, wenn der Mond in der Nähe des Horizonts steht. Um Kabelverluste auszugleichen, wird oft die Empfängervorstufe direkt an der Antenne eingebaut und fernversorgt. Der doch erhebliche Aufwand einer solchen Amateurfunkstation bringt es mit sich, daß in Deutschland die Zahl der aktiven Stationen sich bei einem knappen Dutzend bewegt. Zur Zeit bereitet sich das Team DJ 4 AU/DC 6 FL auf Versuche im 23-cm-Amateurband vor. Es soll, um hohe effektive Strahlungsleistungen zu erreichen, ein Parabolspiegel mit zehn (!) Metern Durchmesser benutzt werden.

Ta.

Amateurfunk und Mikrocomputer

Viele Mikrocomputer-Anwender wissen nicht, was sie nach einiger Zeit eingehenden Lernens von Mikroprozessor-Befehlssatz und Programmierkniffen mit ihrer „Intelligenzplatine" anfangen sollen. Die Funkamateure gehören eindeutig nicht zu dieser bemitleidenswerten Sorte von Menschen (das beweisen auch die in diesem Heft veröffentlichten Amateurfunk-Programme für Mikrocomputer).

Ganz grob lassen sich Anwendungen von Mikrocomputern im Amateurfunk in zwei Gruppen einteilen: Echtzeit-Steuerungen sowie Datenverarbeitung im Sinne von Rufzeichen-Karteien, Logbuchführung usw. Welcher von beiden Gruppen man mehr Bedeutung beimißt, ist individuell unterschiedlich, bestimmt aber letztlich die Auswahl des am besten geeigneten Mikrocomputer-Systems.

Sehen wir uns zunächst einmal die Echtzeit-Anwendungen an. Darunter versteht man, daß der Mikrocomputer nicht beliebig viel Zeit hat, ein bestimmtes Programm auszuführen, sondern sich nach den Erfordernissen der angeschlossenen Geräte richten muß. Ein typisches Beispiel ist das Erzeugen oder Decodieren von Morsezeichen: Der Computer muß einen Punkt praktisch im gleichen Augenblick erkennen, in dem dieser ausgestrahlt wird, um ihn als solchen decodieren zu können. Wegen der Anforderungen an die Verarbeitungsgeschwindigkeit sind dazu BASIC-Computer weniger geeignet; solche Programme lassen sich in der (prozessorspezifischen) Maschinensprache besser realisieren. Dafür eignen sich Mikrocomputer wie KIM-1, SYM-1, AIM-65, PC-100 usw. Typische Anwendungen sind hier: Steuerung von Antennen, z. B. zur Satelliten-Nachführung, Morsezeichen-Erzeugung und -Deocodierung, Funkfernschreiben, Relaisfunkstellen-Steuerung, Suchlauf (in Verbindung mit einem Synthesizer-Funkgerät) und vieles andere mehr.

Für die zweite Gruppe von Anwendungen sind die Ein- und Ausgabemöglichkeiten der gerade erwähnten Ein-Platinen-Computer in ihrer Grundausstattung nicht komfortabel genug (wenngleich eine Erweiterung leicht möglich ist). Die Industrie bietet für text- und rechenorientierte Anwendungen preiswerte Computer an, die sich in der leicht erlernbaren Sprache BASIC programmieren lassen; die Typen PET 2001, CBM 3001, TRS-80 und ABC-80 sind ein paar Beispiele. Bei der Auswahl sollte man darauf achten, daß der Computer über möglichst universelle Möglichkeiten verfügt, mit der Außenwelt zu kommunizieren (I/O-Ports). BASIC-Computer werden von Funkamateuren meist zur Logbuch-Verwaltung, als Rufzeichenkartei, zur Berechnung von Entfernungen oder auch für einfache Funkfernschreib-Programme eingesetzt.

Fe.

Wirkungsvolle UKW- SSB-Betriebstechnik

Gerade dem UKW-Neuling im Amateurfunk ist oft nicht bekannt, wie sich eine reibungslose Abwicklung einer 2-m-SSB-Funkverbindung verwirklichen läßt. Da keiner ein geborener Meister der Betriebstechnik ist, kommt es hin und wieder schon einmal vor, daß es zu unschönen Auseinandersetzungen auf dem Band kommt. Oft wird es dem Funkamateur nicht bewußt, ob und wann er einen Fehler in der Betriebsabwicklung macht, und er ist enttäuscht, daß die schon lange herbeigesehnte Weitverbindung nicht gelingen will, obwohl gerätetechnisch ein Kontakt möglich wäre.

Man kann dem Anfänger auf diesem Gebiet nur raten, sich erst einmal als reiner Zuhörer zu betätigen, bevor er zum ersten Mal aktiv wird. Jeder alte UKW-Hase betrachtet es als eine Selbstverständlichkeit, vor dem Einschalten des eigenen Senders ausgiebig das Band zu beobachten. Besonders die Beobachtung der Feldstärken von Baken und Relaisfunkstellen führt zu einer Kenntnis der Ausbreitungsbedingungen. Sehr hilfreich ist dabei eine Liste der Baken und Relaisfunkstellen mit den Frequenzen und Standorten, die stets sichtbar in der Nähe der Station angebracht ist. Im Laufe der Zeit wird man dann diese Daten schon auswendig kennen und wissen, welche Frequenzen wichtig sind. Unsere *Tabelle* enthält die wichtigsten Kennwerte der europäischen Baken.

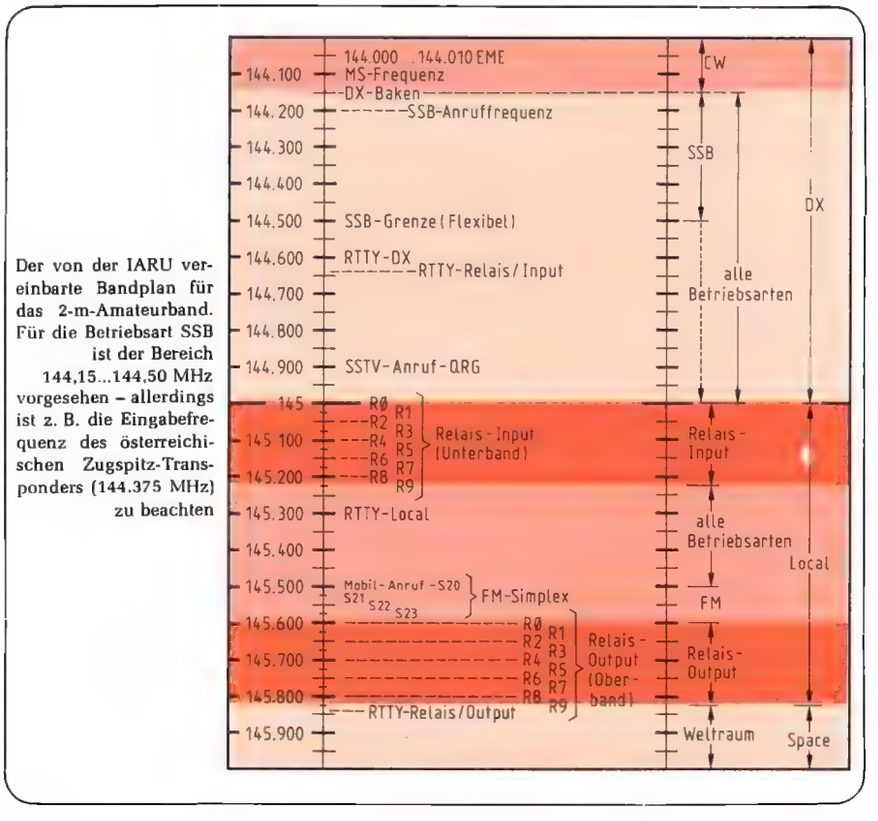
Abwicklung der Funkverbindung

Hat auf einen allgemeinen Anruf hin eine Station geantwortet, so meldet man sich, indem man zuerst das Rufzeichen der Gegenstation nennt und dann das eigene. Der erste Durchgang sollte möglichst kurz sein und nur das Wichtigste enthalten, da man ja noch nicht wissen kann, mit welcher Qualität der Partner die eigene Aussendung hören kann. Es ist auch nicht notwendig, bei einem kurzen Durchgang bei der Mikrofonübergabe unbedingt beide Rufzeichen wieder zu nennen. Treten bei schwachen Signalen Rückfragen auf, so kann buchstabiert werden, möglichst aber nur nach einem Buchstabieralphabet. Sind die Feldstärken schwankend und die QSB-Perioden relativ kurz, ist es geradezu unsinnig, z. B. den Vornamen zu buchstabieren. Besser ist es, mehrmals den Namen hintereinander zu sprechen. Die Wahrscheinlichkeit, daß während dieser Zeit die Feldstärke einmal ausreichte, ist relativ hoch; beim Buchstabieren hingegen wäre gerade ein Buchstabe zur Gegenstation durchgedrungen.

Hinweise auf Bandöffnungen in bestimmte Richtungen werden immer gern entgegengenommen; nach Beendigung einer Funkverbindung rufen oft noch Stationen an, die auch noch einen Funkkontakt wünschen. Es lohnt daher, noch eine kurze Zeit im Anschluß auf entsprechende Signale zu achten.

Der Bandplan der IARU

Besonders wichtig für ein friedliches Zusammenleben auf den UKW-Bändern ist die genaue Kenntnis des internationalen Bandplans der IARU (International Amateur Radio Union). Danach ist der Frequenzbereich 144,000 MHz bis 144,150 MHz exklusiv dem Telegrafie-Betrieb vorbehalten, wie das *Bild* zeigt. Man sollte sich in der Regel an diesen Plan halten, wenn es auch keine verdammenswerte Sünde ist, kurze Zeit einmal eine andere als die zugewiesene Betriebsart zu gebrauchen. Dabei sollte man aber unbedingt sicher gehen, daß kein anderer unnötig bei der Ausübung des gemeinsamen Steckenpferds gestört wird. Gar nicht so selten ist es vorgekommen, daß durch



Der von der IARU vereinbarte Bandplan für das 2-m-Amateurband. Für die Betriebsart SSB ist der Bereich 144,15...144,50 MHz vorgesehen – allerdings ist z. B. die Eingabefrequenz des österreichischen Zugspitz-Transponders (144.375 MHz) zu beachten

Rufz.	Frequenz	QTH	Output	Antenne	QTF	Höhe	Mod.
DL0PR	144.910	EO54c	150W	6el.Yagi	N/S	100m	A1
DL0UB	144.807	GM47b	5W	g.p.vert.	omni	80m	A1
DL0UH	144.940	EL68f	1W	4xDipol	omni	385m	A1
DL0SG	144.975	GJ77j	3W		omni	1310m	A1
DB0AA	432.001	DL64c	1ERP		N		
DJ2LFA	432.008	DL38j	1(5)W	11el.Yagi	NNO		
DL0BQ	432.010	EJ23d					
DB0AH	432.015	FN65j	3W	Dipol			A1
DB0AC	432.015	DJ55j	15W	4x11el.Yagi	omni	380m	F2
DL7HGA	432.043	GM47j	1W	4xdoub.quad	omni	86m	A1
DJ4WG	432.455	FJ21g	5mW	11el.Yagi	NO	265m	A1
DL8KV	432.467						A1
DL0NF	432.554	FJ47a	0.1W	clover leaf	omni	630m	A1
DK0WZ	432.585	EJ20j	5W	12el.Yagi	NW		
DB0KI	432.666	FK70d	3ERP	clover leaf	omni	677m	A1
DB0AD	432.906	DK20d	2W	11el.Yagi	NNO	290m	F1
DL0SG	432.974	GJ77j	1W		omni	1310m	A1
DL0UH	433.000	EL68f	0.3W		omni	385m	A1
DL1XV	433.143	GH25c	10W	11el.Yagi	NW		
DB0FB	1295.990	EH11h	4W	Dipol	N/S		A1
DB0VC	1296.005	FN51j	2W	dopp.wendel	omni	200m	A1
DB0FT	1296.010	EK63h	2W	4slot aer.	omni	880m	F1
DJ2LFA	1296.024	DL38j					
DB0AH	1296.042	FN65j	1W		omni	118m	A1
DC6MR	1296.100	DL48a					
DL7HGA	1296.128	GM47j	0.5W	helical	omni	86m	A1
DK5QY	1296.220	DL16e					
DB0AN	1296.900	DL08b	1W	big wheel	omni	100m	F2
DB0MP	1296.900	GH22h	0.2W	corner refl	NNW	1560m	
DL0NF	1297.680	FJ47a	0.4W	doub.quad	NW	630m	A1
DB0KI	1298.000	FK70d			omni	677m	
DB0FT	2304.016	EK63h	2ERP	8el.collin.	N(S)	880m	Fl
DL7QY/p	2304.133	GM47b	0.26 W	2el.Yagi	W(O)	75m	A1
DB0AS	2304.820	GH22h	0.48 W	28el.Yagi	NNW	1560m	A1
DC6MR	2305.000	DL48a	1W	helical	O	238m	
DL7QY/p	3456.199	GM47b	5mW	2el.Yagi	W(O)	75m	A1
DL7QY	10500.000	GM47b	0.5W ERP	horn	W+O	73m	F2
DM2ACM	144.936	GL53g	0.1W	Dipol	SSW	240m	A1
DM0VHF	144.984	FN28f	10W	2xbig wheel	omni		A1
DM2BEN	431.976	GK05g	0.1W	doub.quad	NW/SO	360m	A1
EA3VHF	144.042	BB13f			omni	1750m	F1
FX0THF	144.895	AI46h	30W		omni	246m	A1
FX3THF	144.905	YI13d	30W	2x9el.Yagi	O	80m	A1
FX5THF	144.025	AC08c			N	1200m	A1
FX7THF	144.943	DH15h				1150m	A1
FX6UHF	432.870	ZE18				60m	A1

GB3SX	70.685	AL71d	16ERP	Halo	omni	168m	F1
GB3SU	70.695	ZN61a	20ERP	Turnstile	omni	440m	A1,F1
GB3NEE	144.130	ZO12a	30ERP	2x5el.Yagi	NW/SO	360m	F1
GB3GI	144.137	XO41j	40ERP	2x4el.Yagi	NO/SO	191m	F1
GB3VHF	144.150	AL52j	40ERP	5el.Yagi	NNW	268m	F1
GB3CTC	144.915	XK64a	75ERP	2clov.leaf	omni	122m	A1,F1
GB3LER	144.965	ZU65f	65ERP	2x8el.Yagi	NO+S	107m	F1
GB3ANG	144.975	YQ35c	20ERP	4el.Yagi	SSO	900m	F1
GB3WHA	432.81	AL71d	50ERP	8/8Yagi	NNW	165m	F1
GB3SUT	432.89	ZM31b	60ERP	2x8/8Yagi	N/NO	270m	F1
GB3EM	432.91	ZN32b	50ERP	8/8Yagi	SSO	600m	F1
GB3AND	1296.87	ZL63b	50ERP	stack.slots	omni	85m	F1
GB3DD	1296.89	ZL08e	2ERP	HB9CV	N	263m	F1
GB3IOW	1296.9	ZK34a	100ERP	alford sl.	omni	250m	F1
GB3WRN	1296.91	YM28g	2ERP	6xDipol	N	407m	qrt
GB3MLE	1296.93	ZN32b	50ERP	corner ref.	SSO	600m	F1
GB3EDN	1296.99	YP04g	25ERP	2xcorn.ref.	NO/NW	117m	F1
GB3UOS	3456.0	ZN42c	4ERP	slot.waveg.	N/S	400m	F2
GB3IOW	10100.000	ZK34a	0.8ERP	slot.waveg.	omni	250m	F2
GB3LBH	10100.000	AL31c	1.5ERP	waveguide	omni	45m	F2
GB3ALD	10120.000	YJ30h	1ERP	sect.horn	NNO	100m	F2
HB9HB	144.125	DH66f	10W	10el.Yagi	NNW	1600m	F1
HB9H	144.150	EF06g					
HG5VHF	145.915	geplant					
IS0A	144.136	EA08a	10W	Turnstile	omni		A1
I1A	144.140	DE27h	1W	2el.Yagi	W/O	1600m	A1
I4A	144.141	FE77h	7W	Turnstile	omni	1200m	A1
I0A	144.147	GB12d	10W	4xbig wheel	omni	50m	A1
IT9A	144.150	GY73e	10W	Turnstile	omni		
I7A	144.152	geplant					
LA1VHF	144.860	ET13e	12/25W		omni	1820m	A1
LA2VHF	144.870	FX42e	50W	8/8Yagi	NNO		F1
LA3VHF	144.880	DS78f	5W	Dipol	omni	30m	A1
LA1UHF	432.860	FT05g	10ERP	big wheel	omni	380m	F1
LA2UHF	432.870	FX42e	0.2W		omni		F1
LA3UHF	432.880	DS78f	5W	Dipol	omni	30m	A1/F1
LA4UHF	432.892	CT57d	5W	Dipol	omni	50m	A1/F1
LX0LX	144.138	DJ31b	7W	Turnstile	omni	380m	F1
LX1LX	144.139	CJ	10W				
LX0LX	432.417	DJ31b	7W	13el.Yagi	S	380m	F1
LX0LX	1297.252	DJ31b	5W	24el.Yagi	S	380m	F1
LZ2F	145.980	ND40f	25ERP		omni	295m	
OE3XXA	144.126	II71d	0.5W		omni		
OE5XBL	144.920	GI77a	ca.6W	10el.Yagi	NW/SO		F1
OE3XXA	432.378	II71d	1ERP	4el.Yagi	NNO		

YU1VHF	145.988	ID29c	50W							
YU2VHF	145.990	IF47d	30W	4x4el.Yagi		NW/NO	SW/SO	A1		
YU3VHF	144.506	HG76a	2W	cros.Dipol		omni	1219m	A1		
YU3UHF	432.507	HG76a		log.per.			1219m	A1		
ZB2VHF	50.04	XW64g	20W	5el.Yagi		WNW	117m	A1		
ZB2VHF	144.145	XW64g	15/35W	8el.Yagi		NO	117m	A1		
UK5UBZ	145.002	PK52c	2.5W	Dipol				A1		
5B4CY	50.5	QU14g	35W	5el.Yagi		WNW	2000m	A1		
5B4CY	144.139	QU14g	40W	6/6slot-feed		NW	2000m	A1		
9H3ML	144.835		50ERP	geplant						

eine FM-Verbindung unbemerkt eine SSB-Verbindung auf der gleichen Frequenz erheblich gestört wurde, und die störenden Stationen es nicht einmal bemerkt oder beabsichtigt haben, weil für SSB-Verbindungen kleine Feldstärken ausreichen, die bei der FM-Station nicht die Rauschsperre öffnen.

Sonderbetriebsarten respektieren

Wenn einmal merkwürdige Signale auf dem Band zu hören sind, so muß man hinter dem Brummen oder Pfeifen nicht gleich einen bösen Hf-Sünder vermuten. Es wäre nicht das erste Mal, daß Uneingeweihte den vermeintlichen Eindringling durch gleichzeitiges Senden auf dieser Frequenz zu vertreiben suchten. Sie erlebten dann aber eine unangenehme Überraschung, als ihnen mitgeteilt wurde, daß sie soeben eine Meteor-Scatter-Verbindung (Funkverbindung über die Reflexion elektromagnetischer Wellen an durch Meteoriteneinfall ionisierten Luftbereichen) unterbrochen hatten. Weil die Dauer der Ionisation relativ kurz ist, muß man die zu übermittelnde Information maschinell sehr schnell aussenden. Aber auch Fernschreib- und Bildübertragungssignale haben ihren charakteristischen Klang. Bei ausgiebiger Bandbeobachtung gelingt es bald, solche Aussendungen von echten Störungen zu unterscheiden. Auch wird man Stationen, die einen speziellen Partner oder ein anderes als das eigene Land rufen, nicht ansprechen.

Beobachtet man, daß eine Station in festen Abständen eine andere ruft, so sollte man diese Frequenz freihalten und nicht anrufen, da es sich unter Umständen um einen Überreichweitenversuch handelt. Oft kann man QRZ-Rufer hören, die gar nicht wissen, was sich auf der Frequenz abspielt und mit ihren Nachfragen dann sehr störend wirken.

Der allgemeine Anruf

Nachdem man sicher ist, daß die eingestellte Frequenz wirklich frei ist, kann man es wagen, einen CQ-Ruf zu starten. Die Dauer des Rufes richtet sich nach den Ausbreitungsbedingungen, der Bandbelegung und der Leistungsfähigkeit der eigenen Station. Man sollte es sich zur Gewohnheit machen, vor dem eigentlichen Ruf kurz zu fragen, ob die Frequenz frei ist. Es besteht nämlich die Möglichkeit, daß die Frequenz bereits belegt ist und nur eine Gegenstation nicht gehört werden kann, weil z. B. die Antenne in eine andere Richtung steht. Eine bewährte Me-

OH2NUA	144.300	MU52j	0.5W	Turnstile	omni			A1		
OH8VHF	144.800	MZ79h	40W	16el.coll.	N/S	240m		A1		
OH6VHF	144.900	KW59f	50/100W	6/6	N/SW	220m		A1		
OH3AS	145.350		10W		omni	320m		F1		
OH2NRA	432.300	MU65g	5W	Turnstile	omni	20m		A1		
OK0EA	144.960	HK18d	4mW	2xDipol	N/S	1450m		F1		
OK0EB	144.970	HI12a	80mW	big wheel	omni	1083		F1		
OK0ET	144.992	KI18a	1W	3el.Yagi	W	981m		F1		
OK0EA	432.103	HK18d	4mW	2xDipol 11el.Yagi	NW/SW 1450m SO			F1		
OK0EA	1295.975	HK18d	1W	2x10el.Yagi	NW+SW1450m			F1		
ON4VHF	145.999	CK23e	2.5W	big wheel				F1		
OZ3VHF	144.150		0.1W	halo	omni					
OZ7IGY	144.930	GP23c	30W	doub.quad	omni			A1		
OZ7IGY	432.930	GP23c	25W	big wheel	omni			A1		
OZ1ALS	432.982	EP79c	5W	2xMalt.kreuz	omni					
OZ2UHF	432.450	EP03h	6W	big wheel	omni			F1		
OZ3UHF	1296.060	FR43j	0.25W	HB9CV	SO			F2		
OZ7IGY	1296.075	GP23c	6W	HB9CV	NW			A1		
OZ7IGY	2304.075	GP23c	0.25W					A1		
PA0USW	144.137	CM45e						A1		
PI3UHF	145.452	CL09b	2W	2xbig wheel	omni			A1		
PA0JTA	144.135	CL03g	10W	13dB	SSO	15m		A1		
PA0FKM	432.950	CM55j	6W	big wheel	omni			A1		
PA0QHN	1296.915	CM53j								
PA0QHN	2304.92	CM53j								
SK7VHF	144.920	GP38c	15W	8el.Yagi	N	190m		A1		
SK1VHF	144.950	JR41d	20W	big wheel	omni	55m		A1		
SK4MPI	144.960	HU46d	100W	4x5el.Yagi	N	502m		A1		
SK3UHF	432.855	IW40b	8W	4xdoub.quad	omni	180m		A1		
SK6UHF	432.925	GR61a	6W	clov.leaf	omni	75m		A1		
SK1UHF	432.950	JR41d								
SK4UHF	432.960	HT55j	5W	10el.log.p.	SSW	285m		A		
SK0UHG	1296.835	IT60h	not yet operational							
SP8VHA	144.430	LL53d	1W	Dipol	omni			A1		
SP2VHF	144.980	JO33	35W	clov.leaf	omni			A1		
SP6VHF	144.966	HK29b	0.15W	2el.Yagi	NO	1602m		A1		
SP1PBT	145.800	HN43c	10W					F2		
SP9VHB	432.093	JJ19f	5W	Dipol	N	944m		A1		
SP6VHF	431.998	HK29b	60mW	2el.Yagi	NO	1602m		A1		
SP8VHA	433.290	LL53d	1W	Dipol	omni			A1		
SP9VHB	1296.280	JJ19f	5W	6el.refl.	N	944m		A1		
YO2IS	144.190	KF17e	50mW							
YO3KAA	145.900	NE41j	0.2W	Dipol	omni			A1		

thode ist es, bei dem CQ-Ruf zwischendurch immer wieder auf Empfang zu schalten. Der PTT- oder VOX-Betrieb ist dafür gut geeignet. So ist man sicher, daß der Betriebskanal auch immer frei ist, denn ein Gestörter hätte die Möglichkeit, sich sofort zu beschweren. Die Pause kann aber auch von anrufenden Stationen benutzt werden. Dadurch spart man sich unnötiges Rufen.

Der sonst sehr hilfreiche Mikrofonübergabeton, bekannt als „Roger-Piep", ist bei dieser Betriebsabwicklung natürlich nicht zu gebrauchen. Jedoch bei Feldstärkeschwankungen ist dieser „Roger-Piep" aber eine deutliche Erleichterung zum Erkennen des Zeitpunkts der Mikrofonübergabe.

Es ist vorteilhaft, während des allgemeinen Anrufs zusätzlich zum eigenen Rufzeichen die Antennenrichtung und den QTH-Kenner oder den Standort (bei größeren Städten) zu nennen. Der Gegenstation wird die Ausrichtung der Antenne erleichtert.

Das Gleichgewicht Empfänger – Sender

Es wird in der Regel ein Gleichgewicht zwischen den Leistungen des Empfängers und des Senders angestrebt. Eine hohe Sendeleistung allein liefert keine Erfolge, wenn nicht auch auf Empfängerseite entsprechend hoher Aufwand getrieben wird. Wohin das gegenseitige Übertrumpfen mit Sendeleistungen führt, sieht man ja an dem Mittelwellen-Rundfunkbereich deutlich genug. Zweckmäßigerweise ist die Senderausgangsleistung regelbar. Es ist dann leicht, während einer Nahverbindung Störungen bei weiter entfernten Amateurfunkstationen zu vermeiden.

Die Anrufantwort

Bei guten Feldstärken beantwortet man den CQ-Ruf einer anderen Station mit dem einmaligen Nennen des eigenen Rufzeichens. Bei schwachen Signalen kann man es bis zu drei mal wiederholen. Oft ist man nicht der einzige Anrufer. Man tut gut daran, die Aufforderung zum Warten zu befolgen. Im allgemeinen wird eine Anweisung zum Senden erfolgen, wenn die anderen Anrufer abgefertigt sind.

Das „Einbrechen"

Es ist immer Vorsicht geboten, wenn man sich in ein laufendes Funkgespräch einschalten möchte. In der Regel wird man aber aufgenommen, wenn man in der Umschaltpause kurz sein Rufzeichen nennt. Eine sehr unschöne Art ist es, durch Senden eine Verbindung zu stören,um auf diese Weise die Aufmerksamkeit auf sich zu lenken. Merkt man, daß eine Funkverbindung beendet wird, so kann nach der Beendigung die gewünschte Station angerufen werden. Dabei sollte bekannt sein, wem die Frequenz „gehört". Es ist eine Unsitte, wenn der „Frequenzeigentümer" einfach verdrängt wird und dessen Gegenstation zu einer Verbindung aufgefordert wird. Besser ist es, diese Gegenstation um einen Frequenzwechsel zu bitten. Oft ist es erfolgreich, ca. 10 kHz neben der Frequenz nach der gewünschten Station zu rufen.

Keine Panik bei Bandöffnungen

Wer es noch nicht erlebt hat, wird es nicht für möglich halten, daß das ganze 2-m-Band einmal überfüllt ist. Wenn einmal solche außergewöhnlichen Ausbreitungsbedingungen auftraten, verlor schon mancher sonst disziplinierte Funkamateur die Nerven, weil plötzlich Verbindungen möglich werden, hinter denen man schon viele Monate her war. Hier gilt es, die guten Bedingungen recht gut zu nutzen; Hektik ist ebensowenig angebracht wie langdauernde „Klön"-Gespräche. Der Informationsaustausch beschränkt sich in solchen Situationen auf das Wesentliche. Mit Rücksicht auf die vielen wartenden Stationen faßt der gute Funkamateur sich kurz. Es ist oft sinnlos, selbst einen CQ-Ruf zu machen, weil die Frequenzen ohnehin schon überbelegt sind. Auch hier sollte erst genau das Band abgehört werden, bevor der Funkverkehr aufgenommen wird, da man so auf die beste Weise die „seltenen Vögel" findet. Das Aufdrehen aller Leistungregler bringt keine erheblichen Vorteile. Bei guten Bedingungen reichen oft kleine Leistungen aus.

Mehr Zusammenarbeit = mehr Erfolg

Es hat sich als sehr wirkungsvoll erwiesen, wenn zwei oder mehrere Stationen, die benachbart sind, zusammenarbeiten. Man kann gemeinsam das Band absuchen und sich auf einer vereinbarten Frequenz treffen, um über gehörte Stationen Auskunft geben Schöne Weitverbindungen wurden schon dadurch für Stationen mit kleiner Leistung möglich, indem sie von kräftigeren ins „Schlepptau" genommen wurden, d. h. die jeweiligen Gegenstationen wurden darauf aufmerksam gemacht, daß sich noch eine schwache Station auf der Frequenz befindet. Verabredete Verbindungen (z. B. über Kurzwelle) gelingen oft überraschend gut, weil man Zeit, Frequenz und Antennenrichtung nicht dem Zufall überläßt. Bewährt sind Vereinbarungen von Amateuren, sich gegenseitig per Telefon oder Hauskanal anzurufen, wenn Überreichweiten auftreten.

Wolf P. Tangermann

Amateurfunk mit Sonnenkraft

Auf der diesjährigen Hannover-Messe war auf dem Freigelände ein „Solar-Kleinkraftwerk" zu bestaunen, welches u. a. zur Versorgung von einer Kurzwellen- und einer UKW-Station diente. AEG-Telefunken liefert diese Energieumwandlungs-Anlagen in viele Länder. So werden beispielsweise 45 ortsfeste Bahn-Sprechfunkanlagen in Indonesien mit 10-W-Solargeneratoren versorgt, um von anfälligen Drahtleitungen unabhängig zu sein. Das *Bild* zeigt die beiden Amateurfunkstationen in Betrieb.

Beide Amateurfunkgeräte bezogen ihre Energie aus Solargeneratoren (Pressebild Schwahn)

Horst Schmidt

Störungen und störende Beeinflussungen

In der Fachsprache des Funkstörungsmeßdienstes (FuStöMD) der Deutschen Bundespost (DBP) werden unter dem Begriff **„Funkempfangsbeeinträchtigungen** zwischen *Funkstörungen* und *funkstörenden Beeinflussungen* unterschieden. Diese Unterscheidung ist notwendig, weil sowohl die technischen Bedingungen für die Abhilfe als auch die Rechtslage besondere, dem Störfall angemessene Maßnahmen erfordern.

Unterscheidungsmerkmal ist der durch die Frequenz bestimmte Weg, den die (Hf-)Störenergie nimmt, um eine Funkempfangsanlage zu beeinträchtigen.

Gelangt die (Hf-)Störenergie innerhalb des (Hf-)Übertragungskanals über den Antennenfußpunkt in eine Rundfunkempfangsanlage, so werden diese Funkempfangsbeeinträchtigungen als *Funkstörungen* bezeichnet.

Gelangt hingegen die (Hf-)Störenergie auf anderen Wegen, also *außerhalb* des hochfrequenten Übertragungskanals, z. B. in Folge großer Feldstärke durch direkte (Hf-)Einstrahlung in das Empfängergehäuse, so werden die im Empfänger entstehenden und sich störend auswirkenden Mischprodukte *Funkstörende Beeinflussungen* genannt. (In unkorrekter Weise werden die funkstörenden Beeinflussungen auch als „Nf-Einstrahlungen" bezeichnet.)

Handelt es sich also um Funkstörungen, so ist in der Regel eine Schwächung des zu hohen (Hf-)Störvermögens am verursachenden Objekt notwendig. Die Lasten der zusätzlichen Funk-Entstörungsmaßnahmen trägt in der Regel der Verursacher.

Im Falle funkstörender Beeinflussungen sind dagegen zusätzliche Entstörungsmaßnahmen an der beeinträchtigten Funkempfangsanlage erforderlich. Die Nachbesserungskosten müssen in der Regel von den Betroffenen selbst getragen werden, sofern diese nicht in einem zivilrechtlichen Verfahren (mit allen Risiken) eine andere Rechtsentscheidung herbeiführen können.

In beiden Fällen sind Mindestbedingungen festzulegen, um die „Funkverträglichkeit" herzustellen.

Hieraus folgt: Funkstörungen erfordern die Begrenzung des unerwünschten (Hf-)Störvermögens elektrischer Objekte.

Die Verhinderung von funkstörenden Beeinflussungen erfordert hingegen Grenzwerte für eine Mindestqualität der Störfestigkeit von Rundfunkempfangsanlagen. Das gleiche gilt auch für Funkempfangsanlagen anderer Funkdienste.

Zur Begrenzung des (Hf-)Störvermögens elektrischer Objekte sind zahlreiche technischen Vorschriften mit Funkstörgrenzwerten zu beachten.

Zur Verhinderung von funkstörenden Beeinflussungen sind technische Vorschriften in Vorbereitung. Es wäre sinnvoll gewesen, wenn die Rundfunkempfänger- und Antennenanlagen herstellende Industrie eigenverantwortlich technische Qualitätskriterien für eine vorbeugende Störfestigkeit festgelegt hätte. Die DBP hat auf dieses Problem rechtzeitig wiederholt aufmerksam gemacht. Angesichts der stark anwachsenden Zahl von Fällen funkstörender Beeinflussungen sieht sich die DBP im Interesse der Allgemeinheit gezwungen, das Problem durch administrative Maßnahme zu lösen.

Der Störfall „funkstörende Beeinflussung"

Wie in allen Funkstörungsfällen, kann sich jeder Rundfunkteilnehmer (Ton- und Fernsehrundfunk) an die für seinen Wohnort zuständige Funkstörungsmeßstelle* wenden. Die Beratungs- und Ermittlungsarbeiten der DBP sind kostenlos.

Allerdings wird der Funkstörungsmeßdienst aus Gründen der Gleichbehandlung und der Verhältnismäßigkeit in Anwendung der Mittel – beides unverzichtbare Rechtsgrundsätze, die gleiche Voraussetzungen für eine zumutbare Belastung der Verursacher und

* Amtsblatt des BPMin Nr. 122/1976, erhältlich beim Postamt 5000 Köln 1, Postfach 10 90 01

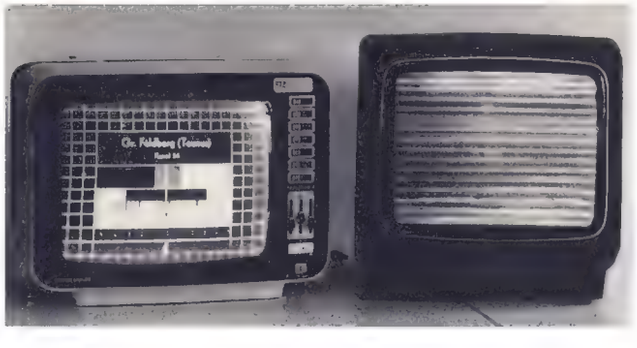


Bild 1. Der Vergleichsempfänger der Deutschen Bundespost zeigt im Gegensatz zum gestörten Fernsehgerät keinerlei Beeinträchtigung des Empfangs. Der Fehler liegt hier also nicht in der Sendeanlage

der Betroffenen schaffen – nur am Ort der Empfangsbeeinträchtigung tätig, wenn:

a) die Mindestversorgung erreicht oder überschritten wird (den Nachweis führt die DBP) und

b) die beeinträchtigte Rundfunkempfangsanlage stationär betrieben und nachweislich frei von Fehlern und Mängeln ist.

Durch a) wird die Forderung nach einem ausreichenden (Hf-)Störabstand gegenüber dem zulässigen allgemeinen (Hf-)Störpegel weitgehend erfüllt.

Durch b) werden zahlreiche Fehleinsätze des FuStöMD vermieden, deren erhebliche Kosten die Allgemeinheit zusätzlich zu tragen hätte.

Bei Vorprüfung der Teilnehmerangaben über die Einzelheiten des Störfalls und der Anlage bleiben die Angaben zur Rundfunkempfangsantennenanlage zunächst unberücksichtigt.

Nach routinemäßiger Überprüfung der beeinträchtigten Empfangsanlage beginnen die Ermittlungsarbeiten am Störungsort mit dem Auswerten von Hinweisen, die von dem Betroffenen gegeben werden können. Um den Verursacher in möglichst kurzer Zeit ermitteln zu können, muß für die Befragung ein erhebliches Erfahrungswissen von den Meßtrupps angewendet werden.

Die überwiegende Zahl der „Verursachenden Funkanlagen" befindet sich in der näheren Umgebung der betroffenen Rundfunkempfangsanlage. Zur Ermittlung und Beratung der betroffenen Rundfunkteilnehmer verwendet der FuStöMD verschiedene Hilfsmittel. Es wird besonders auf den störfesten Vergleichsempfänger der DBP hingewiesen (im *Bild 1* links).

Der Vergleichsempfänger dient sowohl als Hilfsmittel für die meßtechnischen Untersuchungen an benachbarten Sendefunkanlagen zur Feststellung der funkstörenden Beeinflussung als auch als Beweis einer erfolgreichen Funk-Entstörung (*Bild 2*).

An den Funkanlagen werden besonders die Hf-Ausgangsleistung, die Frequenz und der Frequenzhub sowie ggf. die Störfeldstärke der Oberwellen gemessen.

Das Ermittlungsergebnis kann nach der *Tabelle* verschiedenartig ausfallen.

Mischformen von Funkstörungen und funkstörenden Beeinflussungen kommen vor und erschweren den Ermittlungsaufwand erheblich.

Nach abgeschlossener Ermittlung wird dem Betroffenen das Ergebnis schriftlich mitgeteilt.

Bei Auflageverstößen der verursachenden Sendefunkanlage fordert die DBP den Betreiber unter Hinweis auf die entsprechenden technischen Vorschriften schriftlich auf, die Auflagenverstöße unverzüglich zu beseitigen. Erforderlichenfalls werden Maßnahmen zur strafrechtlichen Verfolgung eingeleitet.

Häufig sind mißbräuchlich veränderte Sendefunkanlagen die Störungsursache. Es kostet einen erheblichen Ermittlungsmehraufwand, wenn der FuStöMD absichtlich getäuscht wird. Diese Fälle werden von der DBP unnachsichtlich verfolgt. Ein mangelndes Bewußtsein der Verursacher über ihr Fehlverhalten ist hier nicht zu übersehen.

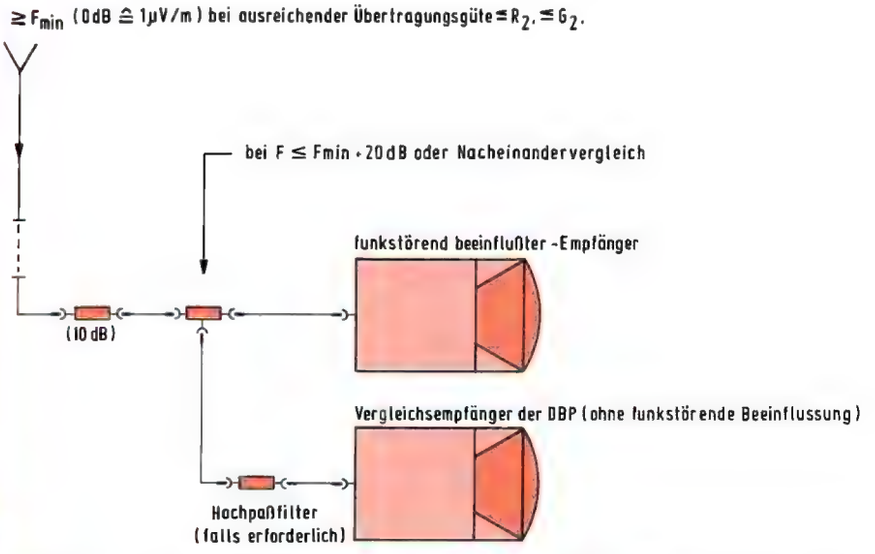
Der steilen Aufwärtsentwicklung von Störfällen mit funkstörender Beeinflussung ist von allen Verantwortlichen mit Entschiedenheit entgegenzuwirken durch vorbeugende Maßnahmen zur Erhöhung der Störfestigkeit der Funkempfangsanlagen. Dies setzt aufwendige Meßverfahren für die Fertigungskontrolle voraus, an denen zur Zeit intensiv gearbeitet wird. Mit großer Wahrscheinlichkeit werden hohe Bezugs-Feldstärken in Streifenleitungen und geschirmten Räumen für die Prüffeldarbeiten sowie zur Beurteilung von Störfällen als Grenzwerte zugrunde gelegt. Einzelheiten hierüber können jedoch erst veröffentlicht werden, wenn die technischen Vorschriften in Kraft gesetzt worden sind.

Maßnahmen bei funkstörender Beeinflussung

wenn...	die Sendefunkanlage den technischen Vorschriften der DBP entspricht	●	–	●	○
	die Vergleichsempfangsanlage DBP eine funkstörende Beeinflussung zeigt	–	○	●	●
	Verursacher unbekannt, Test mit CB-Funk Pr-Gerät; zeigt funkstörende Beeinflussung im Gerät des Rundfunk-Teilnehmers	○	○	○	●
dann...	Empfehlung DBP: Schnelle Abhilfe durch Entstörung zu eigenen Lasten	●	–	–	●
	Abhilfe durch Verursacher auf Veranlassung DBP	–	●	–	–
	Abhilfe nach Funk-Entstörversuch der DBP	–	–	●	–

Die privatrechtliche Klage des Betroffenen gegen Verursacher ist nicht auszuschließen.

● ja – nein ○ unerheblich



F_{min} = Mindestnutzfeldstärke (UKW-Bereich I 48dB, UKW-Bereich III 57dB, UHF Bereich IV/V 67-72dB)
R_2 = Grenze der erträglichen Reflexionsstörungen
G_2 = „ „ „ „ Gleichkanalstörungen

Bild 2. Mit dieser Methode kreist die Deutsche Bundespost die Ursache der unangenehmen Erscheinungen ein

Rainer Schilke, DD1CQ; Stephan Auracher, DB4CA; Peter Greil, DC1MZ

SHF-Technik

SHF ist die Abkürzung von *s*uper *h*igh *f*requency. Die untere Grenze für den SHF-Bereich kann bei etwa 1 GHz (30 cm) angesetzt werden, die obere liegt bei etwa 30 GHz oder 1 cm. Neun Zehntel des von den deutschen Amateuren nutzbaren Frequenzbereiches liegen im SHF-Gebiet. Diese Wellen wurden über Laborversuche hinausgehend schon in den 30er Jahren technisch beherrschbar. Im zweiten Weltkrieg gelangten sie für Ortungs- und Beobachtungszwecke (Radar) zu großer Bedeutung. Die SHF-Technik ist daher durchaus keine neue Technik; sie wurde lediglich von den deutschen Funkamateuren 40 Jahre lang mehr oder weniger verschlafen, wogegen sie die Amerikaner nach 1945 weiterentwickelt haben.

Im Gegensatz zu den Amateuren hat die Industrie in Deutschland den SHF-Bereich nicht vergessen und weitere Entwicklungen betrieben. Sie hat dabei den Anschluß nicht verloren, da sich die Grundlagen kaum verändert haben.

Die Erfolge und Verbesserungen betrafen daher vor allem die aktiven Bauelemente in diesem Bereich (vor allem Ersatz von speziellen Röhren- durch spezielle Halbleiter-Bauelemente) und Erweiterung der anwendbaren Frequenzskala nach oben bis in den EHF-Bereich (extreme *h*igh *f*requency = mm-Wellen).

Die Herstellung von Teilen und Geräten für den SHF-Bereich verlangt höchste mechanische Präzision; sie sind daher auch entsprechend teuer. Aus diesem Grunde und weil noch kaum Geräte von der Industrie für Amateure angeboten werden, ist es für den einzelnen Amateur sowohl in technischer wie auch in finanzieller Hinsicht äußerst schwierig, hier tätig zu werden. Die an dieser Technik interessierten Amateure haben sich deshalb weitgehend zu Interessengruppen zusammengeschlossen.

Zur Zeit konzentriert sich die Arbeit in der Gruppe Oberland auf den 3-cm-Bereich, in dem die Ausbreitungsbedingungen recht günstig sind. Es ist dies das sogenannte Weltraumband, in dem die Energieabsorption der Atmosphäre niedriger ist als in Bändern niederer oder höherer Frequenz (wie z. B. im 24-GHz-Band).

Die physikalischen Gegebenheiten beim Aufbau der geläufigen SHF-Oszillatoren bedingen, daß man diese auf einfachste Art frequenzmodulieren kann, indem man die Spannung am Oszillator selbst oder an einer zusätzlichen Komponente im Resonatorraum (z. B. Varaktor) verändert.

Auch Leistungstastverfahren (z. B. Impulsradar) sind üblich, indem man den Oszillator selbst alternierend anschwingen läßt oder die Ausgangsleistung eines durchlaufenden Oszillators entsprechend dämpft. Bis heute ist es jedoch immer noch problematisch, eine sinnvolle und wirtschaftliche Lösung für amplitudenmodulierte (AM-)Systeme zu realisieren.

Das zur Zeit fast ausschließlich verwendete Konzept für SHF-Verbindungen ist der Duplexbetrieb mit einer Ablage gleich der 1. Zf; dies hat den Vorteil, daß der Sender, der immer durchschwingt, gleichzeitig als Mischoszillator für die 1. Zf verwendet werden kann. Anfangs wurden als 1. Zf die Frequenzen 100 MHz und 30 MHz verwendet, doch tritt das 100-MHz-Konzept in den Hintergrund (wegen Störungen durch kommerzielle Rundfunksender).

Einige amerikanische Firmen, insbesondere die Firma Microwave Associates Massachusetts (μA), München, bieten inzwischen speziell für die Amateurbänder des SHF-Bereichs fertige, vorabgeglichene Baugruppen an. Industriell gefertigte Geräte dieser Art sind recht preisgünstig zu erwerben.

Am bekanntesten dürfte wohl der 10-GHz-Gunnplexer von μA sein. Es handelt sich dabei um ein Baugruppensystem, das es dem Amateur ermöglicht, die Zusammenstellung nach seinen individuellen Vorstellungen zu variieren. Die Verkoppelung von Sender, Empfänger und Antenne wird bei diesem System mit einem Zirkulator vorgenommen. Die Grobabstimmung ist mechanisch möglich, die Feinabstimmung erfolgt mit einer Varaktordiode. Über diesen Regelvaraktor wird gleichfalls das Sendesignal frequenzmoduliert. Die Funktion ist aus *Bild 1* ersichtlich.

Eine andere Möglichkeit, den Sender und Empfänger zu entkoppeln, ist die Verwendung getrennter Antennen (*Bild 2*), wie sie auch kommerziell von der deutschen Industrie (z. B. Verkehrsradar-Versuche bzw. Abstandsradar) vorgenommen wird. Diese Möglichkeit wurde von der SHF-Gruppe genauso erfolgreich wie das μA-Konzept angewandt.

Frequenzregelung

Allerdings sind die beiden genannten Systeme mit freischwingenden Oszillatoren, wie die Erfahrung gezeigt hat, kaum zu gebrauchen. Dies kann durch ein einfaches Rechenexempel gezeigt werden: Wenn der Oszillator, z. B. der μA-Oszillator, eine relative Frequenzstabilität von $3{,}5 \cdot 10^{-5}/°C$ hat, beträgt die absolute Frequenzstabilität $3{,}5 \cdot 10^{-5}/°C \cdot 10\ GHz = 350\ kHz$.

Wie man aus diesem einfachen Beispiel erkennen kann, muß man, um mit einer einmal gefundenen Gegenstation auch über längere Zeit in Kontakt zu bleiben, als Regelsystem eine AFC (*A*utomatic *F*requency *C*ontrol) vorsehen.

Regelschaltungen dieser Art in Röhrentechnik wurden für die Funkmeß- und Radargeräte des zweiten Weltkrie-

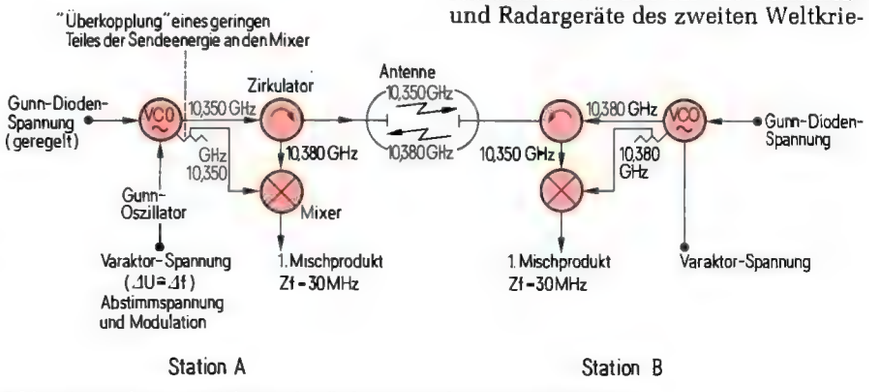


Bild 1. Anwendungsbeispiel eines käuflichen Gunnplexer-Duplex-Systems

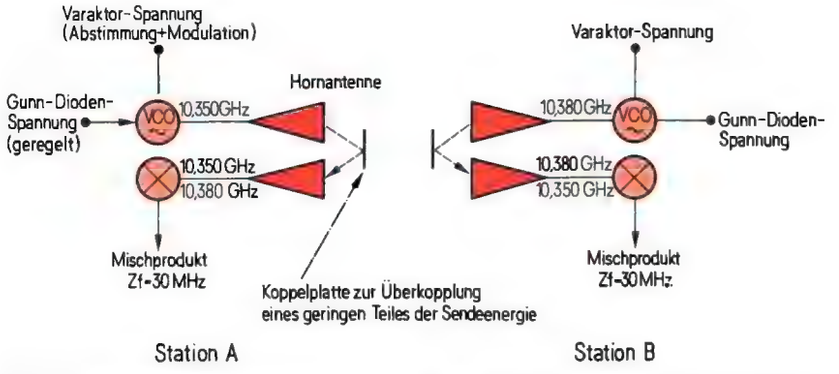


Bild 2. Hier sind Sender und Empfänger weitgehend getrennt. Für Duplex-Betrieb sind zwei Antennen pro System notwendig

ges mit höchster Genauigkeit entwickelt. Diese Regelungen wurden von Amateuren mit verschiedenen Konzepten mit modernen Bauteilen (ICs) dem heutigen Stand der Technik angepaßt und in verschiedenen Amateurzeitschriften bereits veröffentlicht.

Es ist dabei zu beachten, daß nur eine Station mit AFC geregelt sein darf und die andere frei schwingen muß, um ein gegenseitiges „Totregeln" zu vermeiden. Ebenfalls ist zu beachten, daß die Frequenz hier nur relativ zur Gegenstation geregelt wird und genauso wandert wie die eines freien Oszillators.

AFC-Regelung allein ist daher nicht befriedigend, da sie den Amateur, selbst bei vorabgeglichenen Geräten, nicht von der mühsamen Suche nach der Gegenstation erlöst. Erschwert wird diese durch die zusätzlich zur Frequenzeinstellung erforderliche Einstellung der Antenne auf die Gegenstation. Antennen im SHF-Bereich können schon bei sehr geringen Abmessungen sehr hohe Gewinne erreichen und haben damit im allgemeinen geringe Öffnungswinkel. Die erfolgreiche Suche nach einer Gegenstation setzt also voraus, daß zur selben Zeit die Frequenzen beider Stationen genau zusammenpassen und ebenfalls die Ausrichtung der Antennen von beiden Stationen übereinstimmt.

Es leuchtet jetzt wohl ein, daß die Suche nach einer Gegenstation unter diesen Voraussetzungen eine schwierige, sich oft über mehrere Stunden erstreckende Arbeit ist. Dies hat zu mehreren Konzepten geführt, die zu einer höheren Stabilität der Sende- und Empfangsfrequenzen führen sollen.

Viele bisherige Konzeptionen wurden unter der Vorraussetzung vorhandener 23-cm-Anlagen entwickelt. Diese Verfahren sind technisch sehr aufwendig. Sie können einem Amateur daher kaum zugemutet werden. Genauso verhält es sich mit der Anwendung der SSB-Modulation, die aus vorhandenen 23-cm-Anlagen aufbereitet wird. Deren Vorteil (geringe Bandbreite) kommen im SHF-Bereich selten zum Tragen.

3-cm-Bake

Aus diesen Überlegungen resultiert die Konzeption einer 3-cm-Bake der SHF-Gruppe Oberland (eine unabhängige Vereinigung von Funkamateuren). Diese Bake ist als Frequenznormal und Orientierungshilfe für einen sinnvollen Duplex- oder Simplex-Betrieb in diesem riesigen Frequenzbereich (10,0 bis 10,5 GHz) von 500 MHz Bandbreite „für den mit Meßmitteln eingeschränkten Amateur" unerläßlich.

Die Bake soll aber nicht nur eine Orientierungshilfe sein, sondern gleichzeitig eine Bezugsfrequenz liefern. Dazu wird die Bake zusätzlich zur gewünschten Gegenstation dauernd empfangen und ihre Frequenz als Frequenznormal für die eigene Empfangs- und Sendefrequenz verwendet.

Die Bakenfrequenz selbst ist hochstabil (10^{-7} bis 10^{-8}) und wird von einem Normalfrequenzsender (DCF 77 auf 77,5 kHz) abgeleitet. Diese Stabilität wäre durch eine Aufbereitung mit einem normalen Quarz nicht erreichbar. Sie wäre nur mit einer Atomuhr zu erreichen, die jedoch außerhalb der finanziellen Reichweite liegt und von der zur Zeit auch kein Exemplar in Amateurkreisen „herumliegt".

Die Schaltungstechnik der Bake wurde von kommerziellen Frequenzaufbereitungsverfahren der Industrie abgeleitet. Um die günstigsten Teilungs- bzw. Multiplikationsfaktoren, d. h. möglichst geradzahlige Werte, zu ermitteln, wurde zur Analyse (unter Berücksichtigung und Unterdrückung von Störungen durch Oberwellen und Mischprodukte) eine Großrechneranlage eingesetzt.

Die bei den Amateuren vorhandenen Gunnplexer verfügen über einen Frequenzbereich von 10,35...10,41 GHz, der nur durch die Variation der Varaktorspannung von 0 bis 20 V durchfahren werden kann und von der Lieferfirma mit Zählerabgleich eingestellt ist. Abweichungen aus diesem Frequenzbereich bedeuten bei diesen Geräten einen Neuabgleich der mechanischen Frequenzeinstellung. Ein solcher Abgleich ist daher bei vielen Amateuren auf Grund bescheidener oder nicht vorhandener Meßmittel zur Zeit sinnvoll kaum möglich. Erst wenn mehrere Baken in einem festen Frequenzraster das 3-cm-Amateur-Band abdecken, werden ein einfacher Abgleich und die Erweiterung des anwendbaren Frequenzbereichs möglich sein. Aufgrund dieses Frequenzbereiches und der z. Z. verwendeten 1. Zf und der Ablage von 30 MHz sowie der üblichen Duplexfrequenzen von 10,35 GHz und 10,38 GHz ergab sich die günstigste Bakenfrequenz bei geringstem Aufwand und höchster Frequenzgenauigkeit vorläufig zu 10,357875 GHz. *Bild 3* zeigt das Blockschaltbild der Bake.

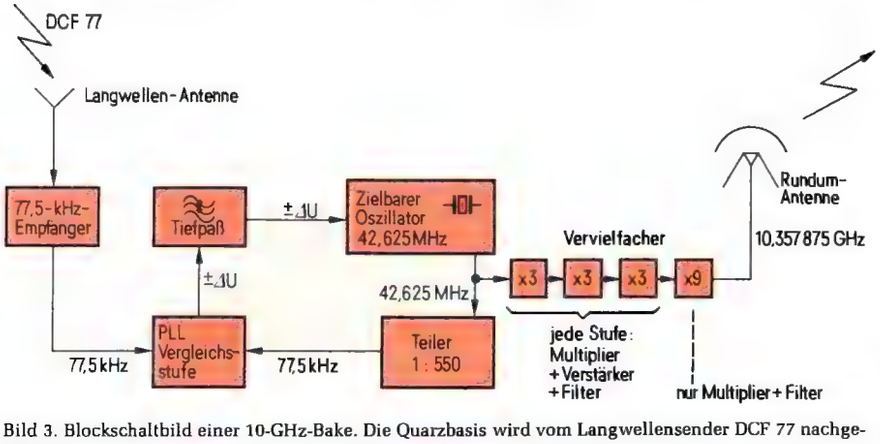


Bild 3. Blockschaltbild einer 10-GHz-Bake. Die Quarzbasis wird vom Langwellensender DCF 77 nachgeführt

Bake als Frequenznormal

Zur Anwendung wird die Oszillatorfrequenz des eigenen Senders mittels eines normalen AFC-Systems in einem

Sollabstand für die Standardfrequenzen von 10,357875 GHz – 10,35 GHz = 7,875 MHz oder von 10,38 GHz – 10,357875 GHz = 22,125 MHz zur Bakenfrequenz gehalten. Natürlich kann auch jede beliebige andere Ablage für Duplex oder Simplex bei entsprechender Frequenzaufbereitung benutzt werden. Da die Gegenstation die gleiche Bakenfrequenz als Führungsgröße für die Frequenzregelung verwendet, passen die Frequenzen beider Stationen zu jeder Zeit exakt zueinander. Die Suche nach der Gegenstation beschränkt sich auf die Ausrichtung der Antennen. Das Stationsprinzip ist aus *Bild 4* ersichtlich. Ein Einfangen durch die AFC auf die Spiegelfrequenz von 10,35 GHz + 2 · 7,825 MHz = 10,36565 GHz bzw. 10,38 GHz – 2 · 22,125 MHz = 10,42425 GHz ist durch die feststehende Regelrichtung der AFC ausgeschlossen.

Durch Umschaltung der Regelrichtung könnte ein weiteres Frequenzpaar für den Duplexbetrieb ohne zusätzliche Quarze geschaffen werden (*Bild 5*).

Die aus der gegebenen Bakenfrequenz für eine der beiden Stationen sich ergebende Sendefrequenz läge jedoch außerhalb des elektronischen Abstimmbereichs der vorhandenen Gunnplexer, so daß diese Möglichkeit erst bei einer späteren Ausbaustufe, wenn mehrere Baken in einem festen Frequenzraster bestehen, vorgesehen wird, da erst dann die mechanische Frequenzabstimmung ohne besondere Meßmittel möglich wird.

3-cm-Relais

Jedoch ist der elektronische Abstimmbereich der vorhandenen Gunnplexer nach oben groß genug, um ein Frequenzpaar für ein 3-cm-Relais vorzusehen, um die vorhandenen Gunnplexer (*Bild 6*) auch für den Relais-Betrieb nutzen zu können. Sämtliche Frequenzen, das Duplex-Kanalpaar und die Ansprechfrequenz des Relais können bequem durch die elektronische Regelung über den Varaktor abgedeckt werden, wie Bild 5 zeigt.

Dieses geplante 3-cm-Relais soll es ermöglichen, von der bisher in Amateurkreisen üblichen Form abzuweichen, sich auf speziellen und unterschiedlichen Bändern niedrigerer Frequenz zu verabreden, um im UHF- und SHF-Bereich Funkgespräche zu führen und die Absprachen von Frequenzen und Antennenrichtungen für Direktverbindungen vorzunehmen.

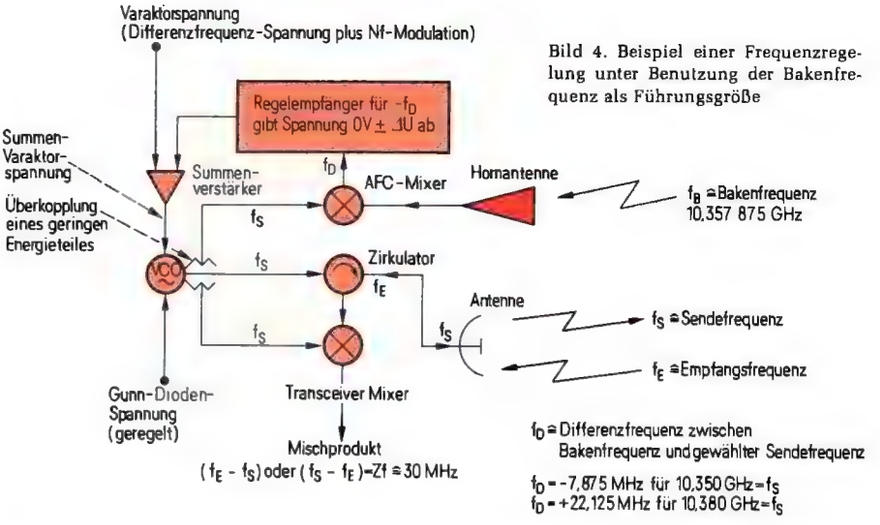


Bild 4. Beispiel einer Frequenzregelung unter Benutzung der Bakenfrequenz als Führungsgröße

Tätigkeit der SHF-Gruppe

Die Teile für die Bake sind inzwischen komplett erworben worden. Das Antragsverfahren für das Rufzeichen der Bake und des Relais läuft. Das Rufzeichen für die SHF-Clubstation der SHF-Gruppe wurde bei der OPD München beantragt, und ist inzwischen mit dem Rufzeichen DB 0 OL zugeteilt.

Darüber hinaus wurden für die Mitglieder der SHF-Gruppe neben Basismaterial (Klystrons, Gunndioden, Wanderfeldröhren) inzwischen auch für Amateurzwecke brauchbare Radargeräte und Teile derselben, Parabolspiegel und ein kompletter 12-cm- und 3-cm-Meßplatz erworben. Parallel dazu wurden die Unterlagen für die Arbeit in der Gruppe weiter ergänzt und vervollständigt.

Z. Z. geht bei der SHF-Gruppe Oberland ein Buch der Vollendung entgegen, in dem die Grundlagen und die Meßtechnik für Amateure im SHF-Bereich beschrieben werden und das den Funkamateuren behilflich sein soll. Ein Computer auf der Basis einer Signetics-2650-CPU mit Peripheriegeräten soll die Arbeit im SHF-Bereich mit ihren erhöhten theoretischen wie technischen Anforderungen unterstützen. Die endgültige Ausbaustufe dieser Phase wird aber noch einige Zeit in Anspruch nehmen.

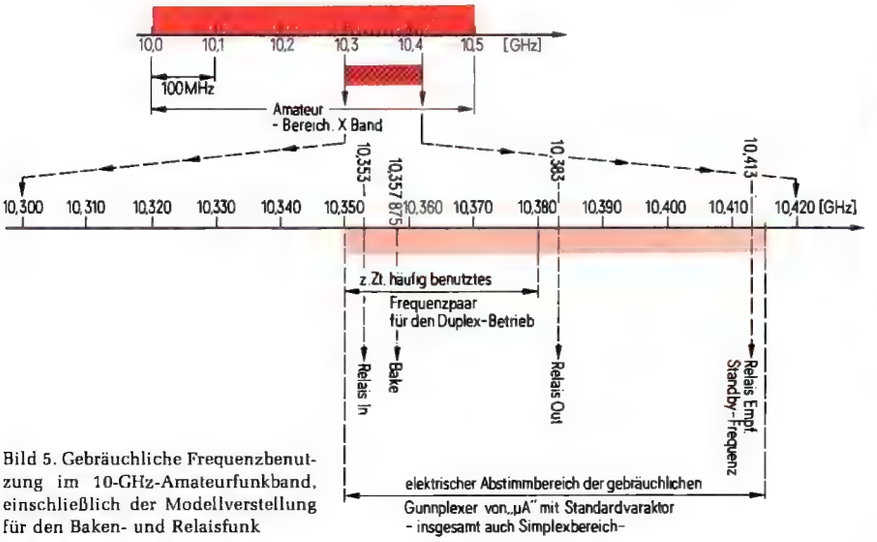


Bild 5. Gebräuchliche Frequenzbenutzung im 10-GHz-Amateurfunkband, einschließlich der Modellverstellung für den Baken- und Relaisfunk

Bild 6. So sieht ein fertig aufgebauter Gunnplexer mit Hornantenne aus

Tips zur Anwendung des Smith-Diagramms

Leitungen werden zum Energietransport von einem Ort zum anderen verwendet. Unter bestimmten Abschlußbedingungen vollziehen Leitungen eine Transformation. Dieser Umstand ist beispielsweise bei der Anschaltung einer Antenne an einen Empfänger oder Sender über eine Leitung von Interesse. Weiterhin können Überlegungen angestellt werden, unter welchen Bedingungen der Energietransport unter den geringsten Verlusten vonstatten geht. Phillip Smith schuf 1939 ein Diagramm, mit dessen Hilfe eine Bestimmung der Transformationseigenschaften einer Hochfrequenzleitung mit Zirkel und Lineal möglich ist.

Die Impedanz einer passiven Schaltung

Die Impedanz, d.h. der Scheinwiderstand einer beliebigen Zusammenschaltung aus Widerständen, Spulen und Kondensatoren läßt sich auf verschiedene Art und Weise beschreiben. Zum einen kann man den Scheinwiderstand zeichnerisch bestimmen, indem man die einzelnen Werte des Wirkwiderstandes R und des Blindwiderstandes X vektoriell addiert, wie dies in *Bild 1* für die Reihenschaltung eines Widerstandes und einer Spule gezeigt ist. Die Messung der Länge des Summenzeigers Z ergibt den Betrag $|Z|$ der Impedanz Z. Man kann diesen Wert auch nach den Gesetzen der Geometrie berechnen:

$$|Z| = \sqrt{R^2 + X^2}. \quad (1)$$

Beispiel 1: Der Widerstand R in *Bild 1* habe den Wert 3 Ω und die Spule L den Blindwiderstand $X_L = \omega L$ mit dem Wert 4 Ω. Beide Zeiger müssen wegen der Phasendifferenz von 90 Grad zwischen Strom und Spannung an der Spule senkrecht aufeinander stehen, wie dies in *Bild 2* zu sehen ist. Der Betrag der Impedanz wird aus einer Messung mit Lineal oder rechnerisch aus der Anwendung von Gleichung 1 erhalten. Der Betrag $|Z|$ der Impedanz Z beträgt:

$$|Z| = \sqrt{3^2\Omega^2 + 4^2\Omega^2} = 5\ \Omega.$$

Dieses Verfahren hat den Nachteil, daß dem Wert von 5 Ω, also dem Betrag, nicht anzusehen ist, um welche Art von Schaltung es sich handelt. Der Wert 5 Ω kann einem reinen Wirkwiderstand, einem reinen Blindwiderstand, wobei zwischen Spule und Kondensator zu unterscheiden wäre, oder einer Kombination aus Blind- und Wirkwiderstand zugeordnet sein. Zur rechnerischen Beschreibung der Zusammenschaltung von Wirk- und Blindwiderständen bedient man sich in der Elektrotechnik mathematischer Hilfsmittel, die teilweise schon seit dem 18. Jahrhundert bekannt sind. Multipliziert man den Betrag einer Impedanz mit einem Zahlenfaktor $e^{j\varphi}$, der den Betrag 1 hat, so wird dadurch die Länge des Zeigers nicht verändert. Wohl aber bestimmt dieser Faktor den Winkel zwischen Zeiger und der horizontalen Achse des Koordinatensystems (vgl. Bild 1). Dieser Winkel φ wird zwischen dem Vektor der Impedanz Z und dem Zeiger des ohmschen Widerstandes (horizontale Achse) gemessen. Ist dieser Winkel gleich Null, so beschreibt die Impedanz $|Z| \cdot e^{j0}$ einen Wirkwiderstand. Einer reinen Induktivität L ist der Winkel +90°, einer reinen Kapazität C der Winkel −90° zugeordnet. Ist dieser Winkel ungleich Null und liegt zwischen den Werten ±90°, so handelt es sich um eine Zusammenschaltung aus Wirk- und Blindwiderständen. Dieser Winkel wird nun nicht in Winkelgraden, sondern in Bogengrad angegeben. Falls man φ aus einer Zeichnung in Winkelgraden ermittelt, erfolgt eine einfache Umrechnung mittels Taschenrechner: Winkel in Bogengrad = (π/180°) · Winkel in Winkelgrad (2).

Diese Art der Beschreibung der Impedanz Z als ein Produkt aus Betrag $|Z|$

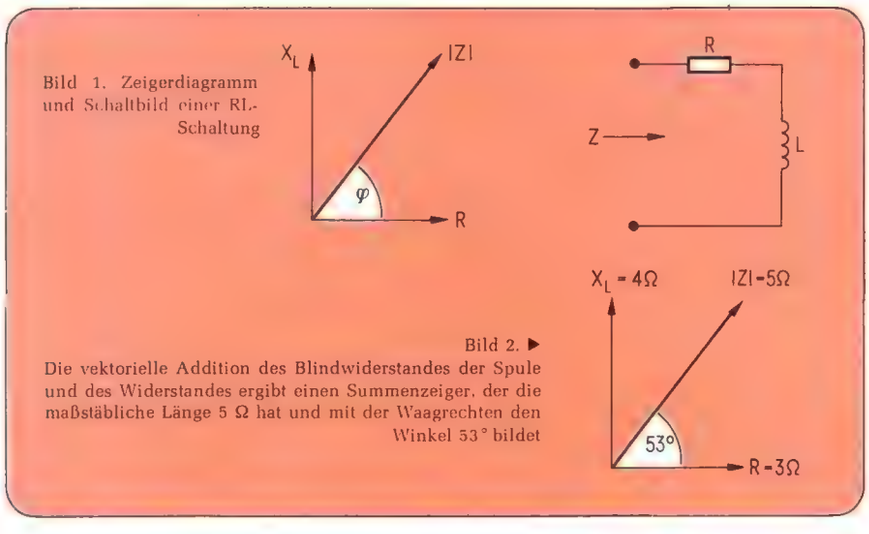


Bild 1. Zeigerdiagramm und Schaltbild einer RL-Schaltung

Bild 2. ▶ Die vektorielle Addition des Blindwiderstandes der Spule und des Widerstandes ergibt einen Summenzeiger, der die maßstäbliche Länge 5 Ω hat und mit der Waagrechten den Winkel 53° bildet

und Winkelfaktor $e^{j\varphi}$ erlaubt auch eine Aussage über die Art der Impedanz, z. B. induktiv oder kapazitiv. Die Impedanz der RL-Schaltung in Beispiel 1 durch Betrag und Winkelfaktor ausgedrückt, lautet:

$$Z = 5\,\Omega \cdot e^{j\frac{\pi}{180°} \cdot 53°} = 5\,\Omega \cdot e^{j0{,}93}$$

Ein weiteres Verfahren beschreibt die Impedanz Z als die Summe zweier Ausdrücke A und B. A gibt immer den Wert des rein ohmschen Anteils der Schaltung, B hingegen den Anteil des Blindwiderstandes an. A wird auch als der Realteil und B als der Imaginärteil von Z bezeichnet.

A und B dürfen nicht einfach algebraisch addiert werden, da sie im Zeigerdiagramm senkrecht aufeinander stehen. Verschwindet beispielsweise der Imaginärteil, B wird also gleich Null, so beschreibt Z einen ohmschen Widerstand. Bei gleichzeitigem Verschwinden von A und B liegt ein Kurzschluß vor. Tritt nur der Imaginärteil B auf, so wird durch Z ein induktiver Blindwiderstand beschrieben, falls B positiv ist, bzw. eine Kapazität, wenn B negativ wird.

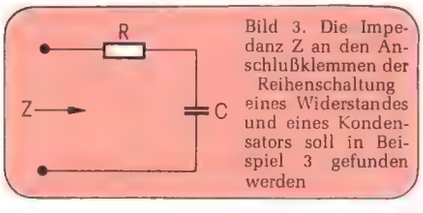


Bild 3. Die Impedanz Z an den Anschlußklemmen der Reihenschaltung eines Widerstandes und eines Kondensators soll in Beispiel 3 gefunden werden

Im Zeigerdiagramm liegt der Realteil A auf der waagerechten Widerstandsachse, folglich muß der imaginäre Anteil, d.h. der Blindwiderstand, senkrecht dazu angetragen werden. Ähnlich dem Winkelfaktor $e^{j\varphi}$, enthält auch B einen Faktor j, der dem Betrage nach 1 ist. Er dient in erster Linie zur Kenntlichmachung von B. Die Impedanz wird dann allgemein als $Z = R + jX$ beschrieben. Der Ausdruck $B = jX$ wird negativ, wenn der Blindwiderstand eine Kapazität beschreibt, bzw. positiv, falls die Schaltung induktiven Charakter aufweist.

Beispiel 2: Ein Kondensator C mit dem Blindwiderstand $B = jX = -j/\omega C = -2j\,\Omega$ soll gemäß *Bild 3* mit einem Widerstand $R = A = 3\,\Omega$ zusammengeschaltet und die Impedanz der Reihenschaltung bestimmt werden.

Robert Westphal (25) studiert Nachrichtentechnik an der Technischen Hochschule Darmstadt. Daneben ist er als Dozent für Funktechnik an der Volkshochschule Wiesbaden tätig.

Bild 4. Der Betrag und der Phasenwinkel φ der Impedanz der RC-Schaltung ist zeichnerisch durch vektorielle Addition von R und X_C bestimmbar

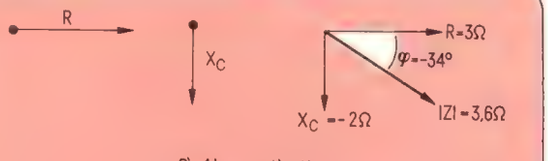
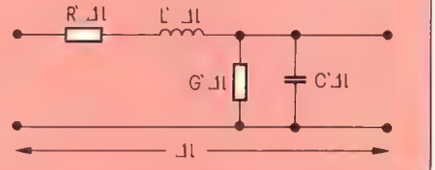


Bild 5. ▶ Ersatzbild eines sehr kurzen Stückes einer Hochfrequenzleitung der Länge Δ l



Der Imaginärteil B muß negativ sein, da es sich bei der Reaktanz um einen Kondensator handelt. Die einzelnen Vektoren R und X_C sowie ihre Zusammensetzung im Zeigerdiagramm sind in *Bild 4* dargestellt. Der Betrag der Impedanz Z ist gemäß Gleichung 1 gleich 3,6 Ω und der mit einem Winkelmesser ermittelte Phasenwinkel φ beträgt −34°. Nach Gleichung 2 entspricht dies −0,59 rad im Bogenmaß. Somit kann die Impedanz der RC-Schaltung in der komplexen Schreibweise entweder nach Betrag und Phase durch $Z = 3{,}6\,\Omega \cdot e^{-j0{,}59}$ oder aber nach Real- und Imaginärteil durch $Z = (3-j2)\,\Omega$ beschrieben werden. Beide Schreibweisen beschreiben den gleichen Sachverhalt und sind ineinander umrechenbar. Je nach der Problemstellung wird man der Impedanzangabe nach Betrag und Phase oder nach Real- und Imaginärteil den Vorzug geben. Ein Vergleich mit Beispiel 1 zeigt, daß sich die Impedanzen Z_{RC} und Z_{RL} nur im Imaginärteil unterscheiden. Die Impedanz der RL-Schaltung im ersten Beispiel beträgt $(3+j4)\,\Omega$ bzw. $5\,\Omega \cdot e^{j0{,}93}$

Ersatzbild einer Leitung

Leitungen, als Verbindung zwischen einer Nachrichtenquelle und einer Nachrichtensenke benutzt, unterscheiden sich zum Teil erheblich von dem Leitungstyp, der zur Stromversorgung für einzelne Baugruppen dient, weil aufgrund der verwendeten hohen Frequenzen die Leitungslänge leicht in den Bereich der Wellenlänge kommt. Dies ist bei der Netzversorgung mit 50 Hz und Wellenlängen von 6000 km nahezu immer ausgeschlossen.

Eine reale HF-Leitung hat immer Verluste. Zum einen sind die Leiter aus einem endlich gut leitenden Material, zumeist Kupfer, aufgebaut, zum anderen kann das Dielektrikum zwischen Hin- und Rückleiter keinen unendlich hohen Isolationswiderstand besitzen. Zwischen den beiden Leitern bildet sich eine Kapazität aus. Schließlich ergeben die Leiter noch eine Längsinduktivität. Für ein kurzes Leitungsstück der Länge Δl kann ein Ersatzschaltbild nach *Bild 5* angegeben werden. Diese sog. Leitungsbeläge R', G', L', C' sind teilweise auch noch frequenzabhängig. Aufgrund der Stromverdrängung (Skineffekt) steigt der Widerstandsbelag R' mit wachsender Frequenz an, während der Kapazitätsbelag C' frequenzunabhängig ist und allein durch den geometrischen Aufbau des Kabels bestimmt wird. Bei hohen Frequenzen ist der Induktivitätsbelag L' nahezu konstant.

Beispiel 3: Beim Koaxialkabel ist der Kapazitätsbelag C', gemessen in pF/m, durch das Verhältnis Innendurchmesser D des Außenmantels zum Durchmesser des Innenleiters d bestimmt, sowie durch die Dielektrizitätskonstante ε_r des verwendeten Isolierstoffs. Für den Kapazitätsbelag eines Koaxkabels nach *Bild 6* ergibt sich:

$$C' = \frac{2\pi \cdot \varepsilon_o \cdot \varepsilon_r}{\ln \frac{D}{d}} \qquad (3)$$

Ein an das Ende einer solchen Leitung angeschlossener rein ohmscher Widerstand kann unter Umständen so an den Leitungsanfang transformiert werden, daß der Eingangswiderstand der Leitung komplex ist, d.h. aus einem Wirk- und einem Blindwiderstand besteht.

Der sog. Wellenwidestand Z_L einer Leitung hängt ebenso wie der Kapazitätsbelag nur von der Leitungsgeometrie und der Dielektrizitätskonstanten eines verwendeten Isolierstoffes ab. Der Wellenwiderstand der Leitung, der bei Frequenzen kleiner 10 kHz komplex ist, kann bei höheren Frequenzen als rein reell angesehen werden.

Beispiel 4: Der Wellenwiderstand eines Koaxialkabels beträgt:

$$Z_L = \frac{60\,\Omega}{\sqrt{\varepsilon_r}} \cdot \ln \frac{D}{d} \qquad (4).$$

Bei einem Verhältnis von D/d = 2,72 und Luft als Dielektrikum ($\varepsilon_r = 1$) ergibt sich ein Z_L von 60 Ω.

Abschluß einer Leitung

Wird eine Leitung mit dem Wellenwiderstand Z_L an ihrem Ende mit einem ohmschen Widerstand Z_2, der den Wert Z_L hat, abgeschlossen, so ist der Eingangswiderstand Z_1 der Leitung ebenfalls gleich dem Wellenwiderstand Z_L und unabhängig von der Leitungslänge l und der Betriebsfrequenz, solange diese hoch genug ist. Weicht der Wert des Abschlußwiderstandes Z_2 dagegen von Z_L ab, wird der Eingangswiderstand Z_1 abhängig von der Leitungslänge und der Betriebsfrequenz.
Der Eingangswiderstand einer Leitung bestimmter Länge, die nicht mit ihrem Wellenwiderstand abgeschlossen ist, ist i.a. komplex und kann bei zwei ausgezeichneten Frequenzen rein reell werden. Diese Tatsache ist anhand des Smith-Charts einfach erkennbar.

Aufbau des Smith-Diagramms

Auf die Theorie des Smith Charts, die in der Fachliteratur behandelt wird, soll bewußt nicht eingegangen werden. Das Diagramm soll für Leitungen der unterschiedlichsten Längen und Wellenwiderstände gleichermaßen verwendet werden können. Hieraus ergibt sich die Forderung nach einer Normierung aller Impedanzen und Leitungslängen. Die auftretenden Impedanzen werden auf den Leitungswellenwiderstand Z_L, die Leitungslängen l werden auf die Betriebswellenlänge λ im Kabel normiert. Die Arbeitsschritte Widerstandsnormierung und Normierung der Leitungslänge werden in den folgenden Beispielen erläutert.

Widerstandsnormierung

Beispiel 5: Es sei eine Leitung nach *Bild 7* mit dem Wellenwiderstand Z_L = 50 Ω gegeben. Diese Leitung sei mit einer Impedanz $Z_2 = (50 + j100)$ Ω induktiven Charakters abgeschlossen. Die Abschlußimpedanz soll nun auf Z_L normiert werden. Dazu bildet man den Quotienten Z_2/Z_L. Die normierte Impedanz ergibt sich zu

$$\frac{Z_2}{Z_L} = \frac{50\ \Omega}{50\ \Omega} + j\,\frac{100\ \Omega}{50\ \Omega} = 1 + j2.$$

Das nächste Beispiel soll den umgekehrten Vorgang der Entnormierung des normierten Leitungseingangswiderstandes Z_1/Z_L, also die mögliche Lösung einer Aufgabenstellung, verdeutlichen.

Beispiel 6: Die Leitung in vorstehendem Beispiel habe eine bestimmte Leitungslänge l. Sie sei nicht mit ihrem Wellenwiderstand abgeschlossen. Der Eingangswiderstand Z_1 läßt sich, wie noch gezeigt wird, mit Hilfe des Smith-Diagramms ermitteln. Aufgrund der anfänglichen Normierung erhält man zunächst Z_1 nicht unmittelbar, sondern den normierten Eingangswiderstand Z_1/Z_L. Dieser muß nun wieder entnormiert werden.

Aus dem Diagramm sei als normierter Eingangswiderstand der Wert $Z_1/Z_L = 0{,}6 - j1{,}5$ hervorgegangen. Man beachte, daß Z/Z_L dimensionslos ist, d.h. keine Einheit besitzt. Real- und Imaginärteil werden nun getrennt mit Z_L multipliziert: $Z_1 = 0{,}6 \cdot 50\ \Omega - j1{,}5 \cdot 50\ \Omega = 30\ \Omega - j75\ \Omega$.
Die Eingangsimpedanz der Leitung ist dann $Z_1 = (0{,}6 - j1{,}5) \cdot 50\ \Omega = (30 - j75)\ \Omega$.
Wie man am Ergebnis erkennen kann, wurde mit Hilfe dieser bestimmten Leitung eine Impedanz mit induktivem Charakter in eine solche mit kapazitivem Anteil transformiert.

Normierung der Leitungslänge

Die Forderung zur Normierung der Leitungslänge l ergibt sich aus der universellen Anwendung des Smith-Chart, das bei Längen von 1 km bzw. 30 cm und bei Frequenzen von 10 MHz bzw. 5 GHz gleichermaßen verwendbar sein soll. Die Leitungslänge wird deswegen nicht auf ein Normkabel, sondern auf die Wellenlänge λ im Kabel normiert. Es muß ausdrücklich betont werden, daß hiermit die Wellenlänge λ im Kabel gemeint ist, die sich bei vorhandenem Dielektrikum von der Freiraumwellenlänge λ_o unterscheidet. Dieser Unterschied ist in der geringeren Ausbreitungsgeschwindigkeit in einem Dielektrikum begründet. So beträgt die Ausbreitungsgeschwindigkeit in einem Teflonkabel mit $\varepsilon_r \approx 2$ etwa 211 980 km/s.

Die Wellenlänge auf dem Kabel errechnet sich aus der Lichtgeschwindigkeit, der Dielektrizitätskonstanten ε_r des Kabels und der Betriebsfrequenz f:

$$\lambda = \frac{c}{\sqrt{\varepsilon_r} \cdot f} \qquad (5a)$$

$$\text{oder } \lambda = \frac{\lambda_o}{\sqrt{\varepsilon_r}} \qquad (5b)$$

Für den praktischen Gebrauch empfiehlt sich Gleichung 5c, bei der man die Wellenlänge λ direkt in Metern erhält, wenn die Frequenz f in MHz eingesetzt wird:

$$\lambda = \frac{300}{\sqrt{\varepsilon_r} \cdot f}\,[\text{m}] \qquad (5c)$$

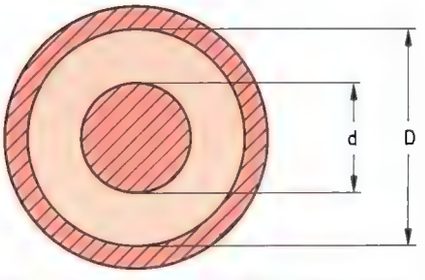


Bild 6. Sowohl der Kapazitätsbelag als auch der Wellenwiderstand und bei sehr hohen Frequenzen der Induktivitätsbelag eines Koaxialkabels hängen vom Verhältnis der Durchmesser von Außn- und Innenleiter ab

7. Allen Transformationsbeispielen liegt dieses Schaltbild einer Leitung und ihrer Abschlußimpedanz Z_2 zugrunde

Beispiel 7: Eine Leitung hat eine Länge l von 40 cm und wird bei einer Frequenz f von 100 MHz betrieben. Die Dielektrizitätskonstante ε_r des Isoliermaterials zwischen beiden Leitern betrage 2,25. Die Wellenlänge auf dem Kabel errechnet sich zu:

$$\lambda = \frac{300}{\sqrt{2{,}25} \cdot 100} = 2\,[\text{m}].$$

Die normierte Leitungslänge, der Quotient aus Leitungslänge und Wellenlänge im Wellenleiter beträgt:

$$\frac{l}{\lambda} = \frac{0{,}4\ \text{m}}{2\ \text{m}} = 0{,}2.$$

Die normierte Leitungslänge l/λ ist dimensionslos und beträgt 0,2.

Die Leitungstheorie besagt, daß eine verlustlose Leitung, deren elektrische Länge gerade einer halben Wellenlänge entspricht, man spricht dann von einer λ/2-Leitung, ein Widerstandsübersetzungsverhältnis von 1 : 1 hat. Folglich ist bei einer λ/2-Leitung der Eingangswiderstand gleich dem Abschlußwiderstand. Aus diesem Grunde sind bei einer längeren Leitung alle Vielfachen von λ/2 nicht von Interesse, sie werden bei der Normierung weggelassen. Strenggenommen ist diese Vorgehensweise nur bei verlustlosen Leitungen gestattet. Die Skalierung der normierten Leitungslänge läuft somit im Smith-Diagramm von 0 bis 0,5.

Beispiel 8: Die Leitung in vorstehendem Beispiel werde nun bei der Frequenz f von 300 MHz betrieben. Die normierte Leitungslänge errechnet sich nun zu 0,6. Da Leitungslängen von 0,5 und weiterer Vielfacher nicht berück-

sichtigt werden, arbeitet man mit einer normierten Leitungslänge von $l/\lambda = 0{,}6-0{,}5 = 0{,}1$. Bei 300 MHz transformiert diese Leitung der Länge 40 cm in gleicher Weise wie ein Leitungsstück von 6,66 cm Länge. Wie bereits erwähnt, gelten diese Betrachtungen nur unter der Annahme der Verlustlosigkeit. Die folgenden Überlegungen setzen diese Annahme voraus. Später wird auch auf den realen, den verlustbehafteten Fall, eingegangen.

Eintragung der normierten Impedanzen in das Smith-Diagramm

Der normierte Abschlußwiderstand Z_2/Z_L muß nun in das Smith-Chart eingetragen werden. Dies geschieht nach Real- und Imaginärteil getrennt. Die normierten Realteile der Impedanz gleichen Werts liegen auf sog. Apollinuskreisen, die in *Bild 8* gezeigt sind. Der Mittelpunkt des größten Kreises, der zugleich den Mittelpunkt des Smith-Diagramms bildet, ist mit 1 bezeichnet, d.h. $R/Z_L = 1$. Der Abschlußwiderstand R ist in diesem Punkt gleich dem Leitungswellenwiderstand Z_L. Der linke Schnittpunkt dieses Außenkreises mit der horizontalen Achse kennzeichnet den Punkt $R/Z_L = 0$, also den Kurzschlußpunkt. Der Leerlaufpunkt liegt dort, wo alle Kreise zusammenlaufen.

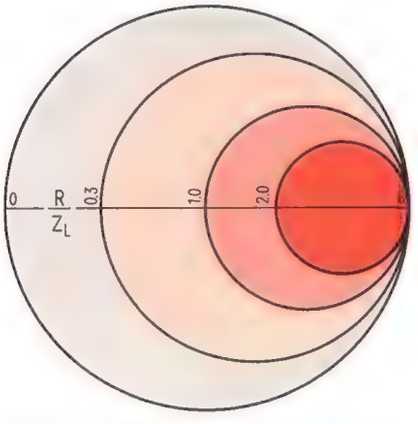


Bild 8. Eine Impedanz konsanten Realteils und veränderbaren Imaginärteils bewegt sich auf einem Kreis im Smith-Diagramm. Ein ohmscher Widerstand veränderbarer Größe bewegt sich auf der Horizontalen

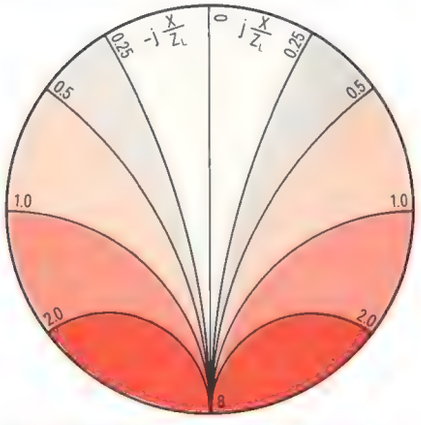


Bild 9. Kreissegmente sind die geometrischen Orte konstanten Imaginärteils. Die normierte Impedanz läuft auf diesen Kreisabschnitten durch Variation des Relaisteils A

Die Reaktanzen (Imaginärteile) gleichen Werts liegen auf Kreisabschnitten, die tangential zur Widerstandsachse liegen. Die Horizontale stellt den geometrischen Ort für $X = 0$ dar. Oberhalb dieser Linie werden die normierten Induktanzen jX/Z_L, unterhalb die normierten Kapazitanzen $-jX/Z_L$ eingetragen, wie aus *Bild 9* zu ersehen ist.

Beispiel 9: Man findet die normierte Impedanz $Z_2/Z_L = 1 + j2$ im Schnittpunkt des Kreises konstanten Realteils vom Wert 1 mit der Ortskurve konstanten, positiven Imaginärteils vom Wert 2. Beide Kurven stehen im Schnittpunkt senkrecht aufeinander. In einer am linken Rand beginnenden, das Smith-Chart umlaufenden Skala wird die normierte Leitungslänge l/λ angetragen. Die Skalierung läuft bei einer vollen Umdrehung bis $l/\lambda = 0{,}5$. Der Umlauf erfolgt im Uhrzeigersinn, wenn die Impedanz von der Verbraucherseite (Last) an den Leitungsanfang, d.h. zum Generator (Sender) transformiert wird. Der Umlauf erfolgt im Gegenuhrzeigersinn, wenn der Leitungseingangswiderstand Z_1/Z_L an das Leitungsende, d.h. zum Verbraucher (Last) transformiert wird.

Bestimmung des SWR mittels Smith-Diagramm

Aus dem Smith-Chart kann auch das sog. Stehwellenverhältnis SWR (standing wave ratio) ermittelt werden.
Auf einer angepaßten Leitung ($Z_2 = Z_L$) kann an jeder Stelle die gleiche Amplitude der Spannung oder der Feldstärke gemessen werden, da die Leitung von einer fortschreitenden Welle durchlaufen wird.
Bei Fehlanpassung ($Z_2 \neq Z_L$) existieren eine hin- und eine rücklaufende Welle, die sich zu einer stehenden Welle überlagern. Als Folge davon können an bestimmten Stellen auf der Leitung Spannungsmaxima und im Viertelwellenabstand davon Minima gemessen werden. Der Spannungsverlauf auf einer Leitung bei Anpassung und bei Fehlanpassung ist in *Bild 10* dargestellt.

Die Maxima ergeben sich bei gleichphasiger Überlagerung der Spannung U_v der vorlaufenden Welle und der Spannung U_r der rücklaufenden Welle, das Minimum bei Gegenphasigkeit der Gleichung 6b läßt die Messung mit

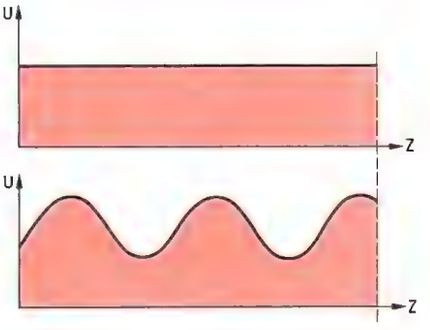


Bild 10. Auf einer angepaßten, verlustlosen Leitung herrscht über die gesamte Länge eine konstante Spannungsamplitude, die dagegen bei Kabeln mit Verlusten exponentiell abnimmt. Im Falle der Fehlanpassung können in regelmäßigen Abständen Maxima und Minima der Spannung gemessen werden, die höhere Anforderungen an die Spannungsfestigkeit der Kabel stellen

beiden Wellen. So ergibt sich der Welligkeitsfaktor s, auch als SWR bzeichnet, zu:

$$s = \frac{U_v + U_r}{U_V - U_r}$$

$$\text{oder } s = \frac{\sqrt{P_v} + \sqrt{P_r}}{\sqrt{P_v} - \sqrt{P_r}} \qquad \text{(6a und 6b).}$$

einem in die Leitung geschalteten Wattmeter zu.

Beispiel 10: Mit dem Wattmeter wird eine vorlaufende Leistung $P_v = 100$ W gemessen. Als rücklaufende Leistung P_r erhalte man beispielsweise 10 W. Aus Gleichung 6b errechnet sich ein SWR von 1,92. Das Smith-Chart ist zwar für den „aussagekräftigeren" Reflexionsfaktor r konstruiert worden, zur Vermeidung von Verwirrungen wird hier aber mit dem in der angloamerikanischen Literatur und im Amateurfunk üblichen SWR gearbeitet.

Hat man die normierte Impedanz Z_2/Z_L in das Smith-Diagramm eingetragen, so wird eine Verbindungslinie vom Mittelpunkt des Charts zum Punkt der normierten Impedanz gezogen. Die Länge dieser Strecke ist ein Maß für das SWR an der Verbindungsstelle Kabelende – Abschlußimpedanz. Der Längenmaßstab für das SWR und die reflektierte Leistung ist oberhalb des Kreisdiagramms aufgetragen. Die Skalierung reicht von 1 bis ∞.

Beispiel 11: Eine Groundplane-Antenne habe im Resonanzfall einen reellen Fußpunktwiderstand von $Z_2 = 30\ \Omega$. Die Antenne wird an ein Koaxkabel mit dem Wellenwiderstand $Z_L = 50\ \Omega$ angeschlossen. Wie groß ist das SWR an der Anschlußstelle?

Lösung: Zunächst wird Z_2 auf Z_L normiert. Als normierte Abschlußimpedanz Z_2/Z_L ergibt sich 0,6. Dieser rein reelle Wert muß im Smith-Chart auf der horizontalen Achse links vom Mittel-

punkt des Diagramms liegen. Die Strecke zwischen diesem Punkt und dem Mittelpunkt wird in cm gemessen oder mit einem Zirkel abgesteckt. Mit Hilfe des SWR-Maßstabes oberhalb des Smith-Charts kann dann das SWR von 1,66 ermittelt werden. In *Bild 11* ist ein vereinfachter Ausschnitt aus dem Smith-Diagramm zu sehen.

In vielen Fällen stellt die Abschlußimpedanz Z_2 eine Antenne dar. Ihr Fußpunktwiderstand hat die Impedanz $Z_2 = R + jX$, gleichgültig ob die Antenne in Resonanz ist oder nicht. Im Resonanzfall wird lediglich der Imaginärteil jX gleich Null und damit der Fußpunktwiderstand rein ohmsch. Im nächsten Beispiel wird die Anschaltung der Antenne an ein Kabel und die Veränderung des Leitungseingangswiderstandes mit der Leitungslänge näher betrachtet.

Beispiel 12: Gegeben sei eine verlustlose Leitung mit dem Wellenwiderstand $Z_L = 50\ \Omega$, die bei f = 30 MHz betrieben wird. Am Leitungsende sei eine Antenne mit der Impedanz $Z_2 = (30-j50)\ \Omega$ angeschlossen. Die Leitungslänge betrage l = 2 m, die relative Dielektrizitätskonstante ε_r des Kabels sei 2,25. Wie groß ist die Eingangsimpedanz Z_1 am Leitungsanfang, d.h. an der Senderseite? Wie groß ist das SWR am Leitungsanfang?

Lösung: Zunächst berechnet man die Wellenlänge λ auf der Leitung, die wegen des vorhandenen Dielektrikums nicht etwa 10 m beträgt. Die Wellenlänge auf der Leitung ist:

$$\lambda = \frac{c}{\sqrt{\varepsilon_r} \cdot f} = 6{,}66\ \text{m}.$$

Daraus ergibt sich die normierte Leitungslänge $l/\lambda = 2\ \text{m}/6{,}66\ \text{m} = 0{,}3$. Dann wird die Impedanz Z_2 auf den Leitungswellenwiderstand Z_L von 50 Ω normiert. Die Normierung ergibt $Z_2/Z_L = 0{,}6-j$. Das Wertepaar 0,6 und −1 wird in die untere Hälfte des Diagramms eingetragen, da der Imaginärteil kapazitiv ist. Man erhält den Punkt P 1 in *Bild 12*. Die Strecke vom Kreismittelpunkt zu P 1 gibt das SWR an, das an der Anschlußstelle der Antenne an das Kabel herrscht. Es beträgt 3,7. Da die Leitung als verlustlos angenommen ist, herrscht an jeder Stelle und somit auch am Leitungsanfang das gleiche SWR von 3,7. Aus diesem Grunde muß der Ort der normierten Eingangsimpedanz Z_1/Z_L auf einem Kreis mit dem Radius 3,7 liegen. Der genaue Ort auf diesem Kreis wird nur durch die normierte Leitungslänge $l/\lambda = 0{,}3$ bestimmt.

Da man den Nullpunkt der äußersten, das Diagramm umlaufenden Skala nicht beliebig verschieben kann, muß

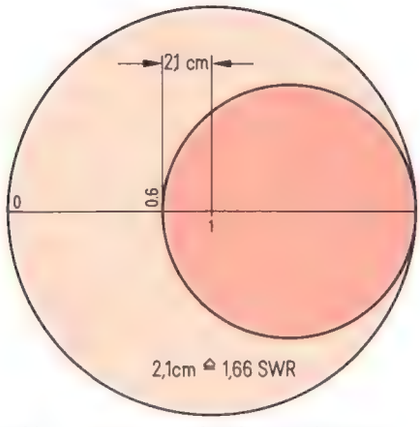


Bild 11. Die normierte Abschlußimpedanz Z_2/Z_L in Beispiel 11 beträgt 0,6 und liegt auf der horizontalen Achse, da sie reell ist. Die Entfernung zum Chartmittelpunkt ist 2,1 cm. Diese Strecke wird am SWR-Maßstab angetragen und es ist ein SWR von 1,66 abzulesen

der zum Leitungsende gehörige Zahlenwert abgelesen werden. Bei P 1 liest man für l/λ den Wert 0,36 ab. Hierzu wird die normierte Leitungslänge von 0,3 addiert und es ergibt sich der Wert 0,66. Da die Skala nur bis zur halben Wellenlänge reicht, ist dieser Wert nicht enthalten. Deshalb wird von $l/\lambda = 0{,}66$ eine halbe Wellenlänge abgezogen und das Ergebnis lautet $l/\lambda = 0{,}66-0{,}5 = 0{,}16$.

Der Schnittpunkt des bereits gezeichneten Kreises mit der Strecke „Mittelpunkt – 0,16" ergibt den Punkt P 2 und damit den Punkt der normierten Eingangsimpedanz Z_1/Z_L. Durch Ablesen erhält man $Z_1/Z_L = 0{,}8 + j1{,}24$ und nach erfolgter Entnormierung die Eingangsimpedanz $(40 + j62)\ \Omega$.

Durch die Leitungstransformation ist die „kapazitive" Impedanz $(30 - j50)\ \Omega$ in einen „induktiven" Scheinwiderstand $(40 + j62)\ \Omega$ übersetzt worden. In der *Tabelle* ist der Eingangswiderstand der Leitung in Abhängigkeit der normierten Leitungslänge aufgetragen. Es ist erkennbar, daß die Eingangsimpedanz bei zwei ausgezeichneten Längen, die genau eine Viertelwellenlänge auseinander liegen, rein ohmsch wird. Aus dem Beispiel läßt sich erkennen, daß eine Leitung einen Scheinwiderstand auf einen anderen Wert transformieren kann. Die Transformation hängt von der Leitungslänge und wie noch gezeigt wird, von der Dämpfung der Leitung ab. Mit einer einzigen Leitung kann man durch Transformation nicht jeden beliebigen Impedanzwert erreichen. Im Beispiel gelingt es nicht, einen rein ohmschen Eingangswiderstand von 50 Ω zu realisieren. *(Schluß folgt)*

Eingangsimpedanz einer Leitung bei Ändern der Leitungslänge

l/λ	Z_1/Z_L	Z_1/Ω	Eingangsimpedanz
0	0,6 – j	30 – j50	$Z_1 = Z_2$
0,1	0,29 – j0,24	15 – j12	kapazitiv
0,14	0,275	14	ohmsch
0,2	0,3 + j0,36	15 + j18	induktiv
0,3	0,8 + j1,24	40 + j62	induktiv
0,39	3,7	185	ohmsch
0,4	3,5 – j0,7	175 – j35	kapazitiv
0,5	0,6 – j	30 – j50	$Z_1 = Z_2$

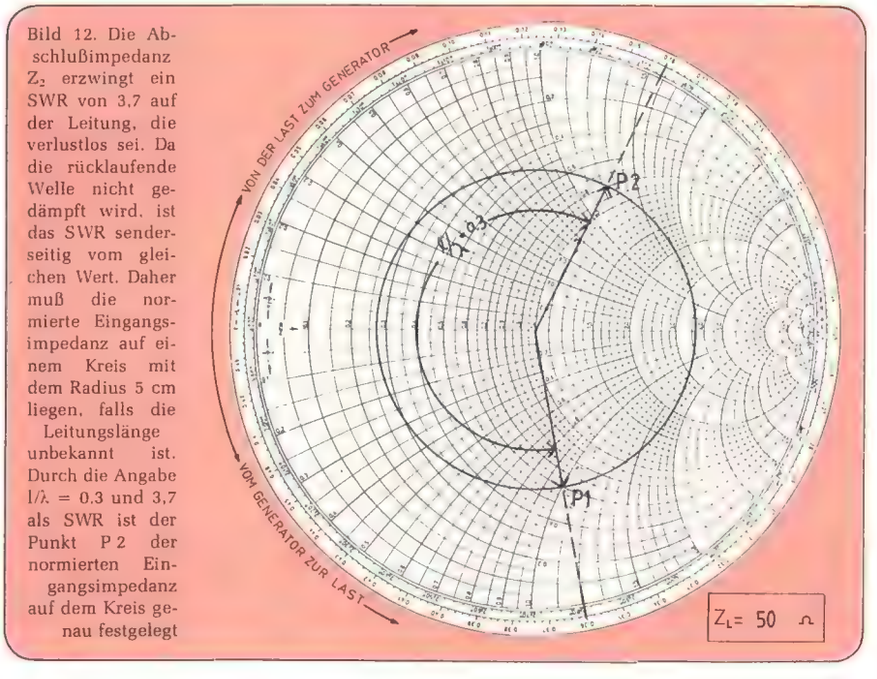


Bild 12. Die Abschlußimpedanz Z_2 erzwingt ein SWR von 3,7 auf der Leitung, die verlustlos sei. Da die rücklaufende Welle nicht gedämpft wird, ist das SWR senderseitig vom gleichen Wert. Daher muß die normierte Eingangsimpedanz auf einem Kreis mit dem Radius 5 cm liegen, falls die Leitungslänge unbekannt ist. Durch die Angabe $l/\lambda = 0.3$ und 3,7 als SWR ist der Punkt P 2 der normierten Eingangsimpedanz auf dem Kreis genau festgelegt

Alfred Hendorfer, DK8CD

Amateurfunk-Fernsehen

ATV ist die Abkürzung von Amateur Television, zu deutsch Amateur-Fernsehen. Diese Sonderbetriebsart wird heute auf den 70-cm- und 23-cm-Amateurbändern nach Normen durchgeführt, die etwa dem „Unterhaltungs-Fernsehen" entsprechen. Der folgende Beitrag geht auf Technik und Betriebstechnik bei ATV ein.

Für die Sendeart A5, das heißt Bildübertragung mit Restseitenband, gelten für Funkamateure folgende besondere Auflagen: Der Frequenzbereich der Bild- und Tonsignale darf die Grenzen des jeweiligen Bandes (430...440 MHz oder 1250...1260 MHz) nicht überschreiten. Der Bildträger muß auf 434,25 bzw. 1252,5 MHz, der Tonträger auf 439,75 bzw. 1258,0 MHz liegen. Für die Sendungen ist im allgemeinen die Technik nach der CCIR-Norm B anzuwenden. Die Verlustleistung der Sendeendstufe darf 50 W nicht überschreiten.

Der Inhalt der Sendungen muß auf Sendungen des Amateurfunks beschränkt bleiben: Es dürfen Testbilder und Direktsendungen nebst Ton übertragen werden. Die Sendungen dürfen nicht öffentlich angekündigt werden und keinen rundfunkähnlichen Charakter tragen. Das Rufzeichen ist in Bild und Ton mindestens alle zehn Minuten zu übermitteln.

ATV-Empfang

Für den Empfang von ATV-Sendungen eignet sich jeder handelsübliche Fernsehempfänger. Falls sich der UHF-Teil nicht auf 430...440 MHz herabtrimmen läßt, ist ein Konverter zu verwenden, der diesen Bereich z. B. auf VHF (Kanal 4) umsetzt.

Erfahrungsgemäß sollte die Antenne mindestens etwa 12 dB Gewinn aufweisen, horizontal polarisiert sein und optimal für das jeweilige Band ausgelegt sein. Die Zuleitung sollte möglichst kurz und gut angepaßt sein. Praktisch ist auch ein Vorverstärker mit min. 12 dB Gewinn, der direkt an der Antenne montiert wird; dadurch läßt sich die Kabeldämpfung ausgleichen.

Die Verwendung von 2-m-Antennen ist für den 70-cm-ATV-Empfang nur im Nahbereich bis etwa 3 km sinnvoll und kann nur als Notlösung betrachtet werden.

Die Frequenzbereiche

Bild 1 zeigt die Belegung des 70-cm- und des 23-cm-Bandes durch ATV-Signale. Es wird nach dem Restseitenband-Verfahren gearbeitet; das untere Seitenband wird nur etwa mit 0,75 MHz Bandbreite übertragen. Der Tonträger liegt 5,5 MHz oberhalb des Bildträgers.

Der Ton wird entweder mit einem besonderen Tonsender ausgestrahlt oder bereits im Bildsender aufmoduliert. Die Amplitude des Bildträgers darf in hellen Bildteilen 10 % des Synchron-Wertes nicht unterschreiten, um empfangsseitig keinen Intercarrier-Brumm zu erzeugen. Die Leistung des Tonträgers liegt normalerweise bei etwa einem Zehntel des Bildträgers oder noch niedriger.

ATV-Sender

Je nach Art der Aufbereitung des Signales unterscheidet man bei ATV-Sendern zwischen Endstufen-, Vorstufen- und Zwischenfrequenz-Modulation.

Bei der Endstufenmodulation wird das BAS-Signal dem Bildträger erst in der Senderendstufe aufmoduliert. Das Abschneiden des unteren Seitenbandes kann daher erst in der Antennenzuleitung erfolgen, deshalb muß das Restseitenbandfilter auch die u. U. recht hohe Synchronleistung verkraften können. Verwendet man einen getrennten Tonsender, so wird sein Ausgangssignal über eine Bild-Ton-Weiche zugeführt (*Bild 2*).

In den heute üblichen ATV-Sendern erfolgt die Aufbereitung dagegen nach der Zf-Methode. Das komplette, modulierte Signal wird zunächst auf einer Zf, z. B. bei 40 MHz erzeugt, auf der sich Filter noch recht einfach und selektiv realisieren lassen. (Merke: Je kürzer die Wellen, desto länger die Gesichter...)

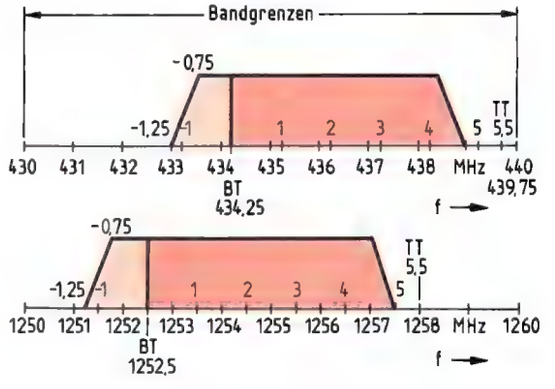


Bild 1. Lage der ATV-Signale im 70-cm- (oben) und im 23-cm-Band

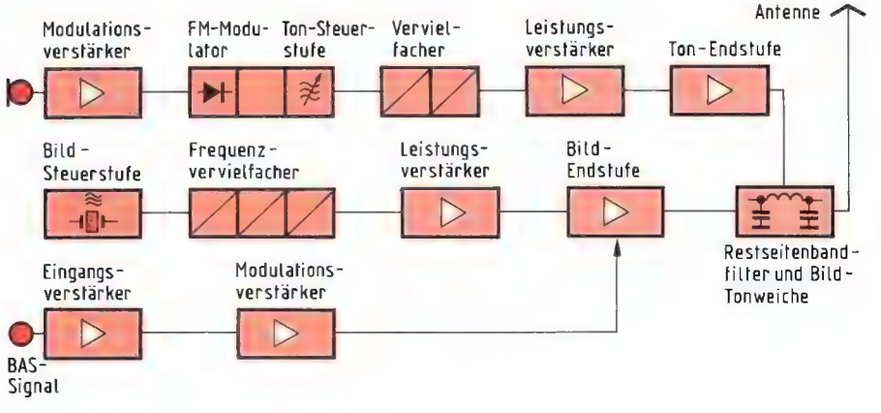


Bild 2. Blockschaltbild eines ATV-Senders mit Endstufen-Modulation

Die Zf wird dann mit einem Quarzoszillator auf die gewünschte Sendefrequenz heraufgemischt. *Bild 3* zeigt das Blockschaltbild eines solchen Senders.

Bildgeber

In den meisten Fällen liefert eine Schwarzweiß-Kamera das auszustrahlende Bild. Die neuere Videotechnik bescherte den Amateuren jedoch inzwischen auch Farbkameras – oft mit eingebauten Suchermonitoren – und Videorecorder. Um bei Testsendungen die teure Aufnahmeröhre, meist ein Vidicon, zu schonen, ist es zweckmäßig, einen elektronischen Bildgeber zu bauen; dafür eignen sich z. B. die heutigen Mikrocomputer mit ihren Video-Interface-Schaltungen (*Bild 4*). Das elektronische Einblenden der Uhrzeit verleiht der Aussendung eine professionelle Note.

Videorecorder eignen sich sowohl als Bildgeber als auch zum Aufzeichnen der empfangenen Sendungen und stellen eine große, wenn auch nicht gerade billige Hilfe für den ATV-Betrieb dar.

Einfache Bildvorlagen lassen sich leicht selbst herstellen, z. B. mit Magnetbuchstaben auf einer Blechplatte oder einem drehbaren Würfel. Durch Bemalen einer abgeschnittenen Waschpulver-Trommel, die mit einem kleinen Getriebemotor gedreht wird, läßt sich sogar eine Laufschrift verwirklichen.

Zur Beleuchtung, besonders bei Farbaufnahmen, sollte man Lampen von einigen hundert Watt verwenden – möglichst nicht nur eine, um Schlagschatten zu vermeiden.

Die Verwendung mehrerer Kameras, die mit einem Mischpult verbunden werden, setzt die Möglichkeit voraus, die Kameras extern zu synchronisieren, was leider nicht immer gegeben ist. Mischpulte lassen sich ohne großen Aufwand auch selbst bauen; er erfordert wegen der nötigen Bandbreite allerdings besondere Sorgfalt. Nützlich und praktisch ist auch ein Trickmischer, mit dem sich der Bildschirm in Felder unterschiedlicher Signalquellen einteilen läßt.

Im praktischen Betrieb haben sich einige grundlegende Forderungen an Testbilder herauskristallisiert. Sie sollten möglichst viele schwarze Flächen enthalten; Rufzeichen und andere Schriften sollten also möglichst groß und fett erscheinen. Den Rand der Vorlage kann man z. B. als Schachbrettmuster, farbig abgestuft oder mit dicken Streifen ausführen.

Etwas Betriebstechnik

Es gibt zur Zeit zwei ATV-Wettbewerbe, während derer die Aktivität verständlicherweise einen Höhepunkt erreicht. Der Deutsche ATV-Contest findet jeweils am zweiten Sonntag im Juni und Dezember von 9.00 bis 21.00 MEZ statt, der Internationale ATV-Contest dagegen jeweils am zweiten Wochenende im September von 18.00 (Samstag) bis 12.00 GMT (Sonntag). Bei letzterem werden übrigens nur Zweiweg-Verbindungen gewertet.

Da das Zustandekommen einer ATV-Verbindung neben technischer Ausrüstung auch etwas Glück erfordert, ist es üblich, sich vorher auf dem 2-m-Band in FM zu verabreden; dafür dienen meist die Frequenzen 144,75 MHz und 144,8 MHz. Für SSB-Vorabsprachen ist die Frequenz 144,17 MHz festgelegt. Um Störungen untereinander zu vermeiden – es können ja nicht mehrere Stationen gleichzeitig senden – sollte man vor einer ATV-Sendung stets diese 2-m-Frequenzen abhören.

Reichweiten

Die Ausbreitung der 70-cm- und 23-cm-Wellen ähnelt derjenigen im UHF-Fernsehbereich und ist fast schon quasioptisch. Deswegen sind hier auch keine allgemeingültigen Aussagen über die erzielbaren Reichweiten bei ATV möglich. Bei normalen Bedingungen und einer Sendeleistung von etwa 40 W lassen sich bei rund 15 dB Antennengewinn etwa 50 km erwarten, wenn die Ausbreitung nicht durch Hochhäuser oder Gelände-Erhebungen behindert wird. Bei Überreichweiten lassen sich dagegen manchmal Reichweiten von 500 km und mehr erzielen; doch sind dies selten auftretende Sonderfälle.

Um auch ohne Überreichweiten größere Entfernungen überbrücken zu können, sind derzeit mehrere ATV-Relaisfunkstellen in Betrieb, die vom 23-cm-Band auf das 70-cm-Band umsetzen.

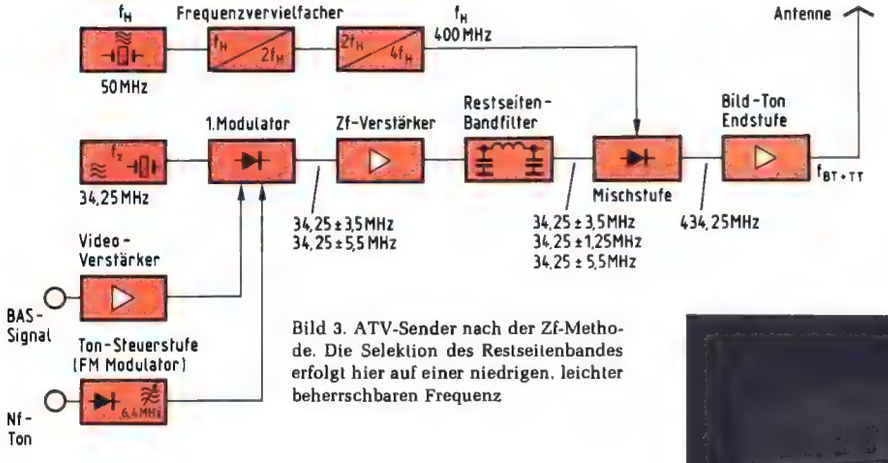


Bild 3. ATV-Sender nach der Zf-Methode. Die Selektion des Restseitenbandes erfolgt hier auf einer niedrigen, leichter beherrschbaren Frequenz

Bild 4. ▶ Mit Video-Interface-Schaltungen lassen sich auch ohne Kamera wirkungsvolle Testbilder erzeugen

Amateur-Funkfernschreiben

Als in den sechziger Jahren erstmals große Zahlen gebrauchter Fernschreiber ausgemustert waren und in die Hände von Funkamateuren gelangten, erlebte eine Sonderbetriebsart des Amateurfunks, nämlich RTTY = Radio Teletype, einen raschen Aufschwung. Heute sind allein in Deutschland einige hundert Stationen in RTTY „qrv".

Verwendete Codes

Die einzelnen Zeichen eines Fernschreibers, also z. B. Buchstaben und Ziffern werden als Folge von mehreren Ja-Nein-Informationen, sprich Bits, übertragen. Jedem Zeichen entspricht also eine bestimmte Bitfolge, die als Folge von Nullen und Einsen auch als Binärzahl ausgedrückt werden kann. Derzeit sind im Amateurfunk zwei Codes üblich: Bedingt durch die bisher vorwiegend verwendeten mechanischen Fernschreiber der 5-bit-Baudot-Code, und in neuerer Zeit auch der „American Standard Code for Information Interchange", kurz ASCII. *Bild 1* zeigt den Aufbau eines Fernschreibzeichens im Baudot- und im ASCII-Code.

Die Übertragungsgeschwindigkeit wird in Baud gemessen, was der Anzahl der ausgestrahlten Bits pro Sekunde entspricht. Sie ist im Baudot-Code üblicherweise 45,45 Bd und bei ASCII meist 300 Bd, so daß sich für Baudot eine Bitdauer von 22 ms und für ASCII eine solche von 3,333 ms ergibt.

Ein Nachteil des Baudot-Codes ist, daß sich mit den fünf Bits nur max. 32 unterschiedliche Zeichen darstellen lassen, was für Buchstaben und Ziffern sowie die Satzzeichen bereits nicht mehr ausreicht. Aus diesem Grunde unterteilt man den Baudot-Zeichensatz in zwei Gruppen, nämlich „Buchstaben" und „Ziffern". Die Umschaltung erfolgt mit den speziellen Steuerzeichen „BU" und „ZI". Das Verfahren hat den Nachteil, daß beim Verlorengehen z. B. eines „BU"-Zeichens eine ganze Zeile als unlesbarer Ziffernsalat geschrieben wird.

Dieser Nachteil wird bei ASCII vermieden, da jedes Zeichen in sich eindeutig definiert ist. Es gibt jedoch zwei Gründe, warum bisher vorwiegend der Baudot-Code verwendet wird: Erstens wird heute noch ein großer Teil des Amateur-Funkfernschreibens mit mechanischen Fernschreibern abgewikkelt, die nur den Baudot-Code verwenden lassen; zweitens läßt sich selbst bei gleicher Zeichenzahl pro Minute eine schmalere Empfangsbreite erzielen, weil beim Baudot-Code nur 5 Bits, bei ASCII aber acht Bits pro Zeichen übertragen werden müssen.

Auf der anderen Seite sind die Vorteile von ASCII in bezug auf die Eindeutigkeit jedes Zeichens und die Möglichkeit, damit gemischte Groß- und Kleinschreibungen sowie Korrekturen per „Back Space" durchzuführen, so gewichtig, daß diese Betriebsart zumindest auf den UKW-Bändern zunehmend Verbreitung findet, da dort die Störsicherheit nicht so sehr im Vordergrund steht.

Übertragungsarten

Es gibt mehrere Methoden, die digitalen Informationen in Form der einzelnen Bits per Funk zu übertragen. Wegen der besseren Störsicherheit des Frequenzumtastverfahrens wird die Übertragungsart A1 (Ein- und Ausschalten des Trägers mit der Bitfolge) heute nicht mehr angewandt. Stattdessen ordnet man jedem binären Zustand eine bestimmte Frequenz zu, die die jeweilige Sendefrequenz selbst (F1) oder auch eine Tonfrequenz sein kann, mit der der Sender moduliert wird (F2).

Führt man die von einem geeigneten Oszillator erzeugten Tonfrequenzsignale einem SSB-Sender zu, so wird am Ausgang des Senders wiederum ein Hf-Umtastsignal (F1) erzeugt, so daß ein direktes Umschalten z. B. der Sender-Oszillatorfrequenz nicht erforderlich ist. Daher wird heute praktisch immer zum Senden ein in der Frequenz durch eine Spannung umschaltbarer Nf-Oszillator verwendet (AFSK = Audio Frequency Shift Keying). Auf Kurzwelle und bei UKW-Weitverbindungen wird dabei die Modulationsart F1 (Hf-Frequenzumtastung per SSB-Sender) und bei UKW-Lokalverbindungen F2 (Aussendung der Töne mit einem FM-Sender) verwendet.

Die binäre Wertigkeit 1 wird als „Mark", die Wertigkeit 0 als „Space" bezeichnet. Üblicherweise verwendet man heute als Mark-Ton 2125 Hz; der Space-Ton liegt um die „Shift" tiefer. Diese Shift beträgt auf Kurzwelle meist 170 Hz und auf UKW 850 Hz. Es läßt sich zeigen, daß prinzipiell eine Shift von 850 Hz eine bessere Störsicherheit liefert, wenn die Sendung nur von gleichmäßigem Rauschen gestört wird, wie es auf UKW der Fall ist. Auf Kurzwelle findet man dagegen meist „Trägerstörer" vor, die mit einem schmäleren Empfänger besser ausgeblendet werden können, weshalb man hier vorwiegend 170 Hz Shift anwendet.

Elektronik in Sender und Empfänger

Wie schon erläutert, wird sendeseitig das digitale Fernschreibsignal zunächst in ein Tonfrequenzsignal umgewandelt. Dafür eignen sich recht einfache Schaltungen (z. B. aus FUNKSCHAU 1978, Heft 15, „Schaltungskniff") ebenso wie integrierte Funktionsgeneratoren wie das IC XR 2206, das am Ausgang ein klirrarmes Sinussignal liefert. Das von einfacheren Schaltungen erzeugte Rechtecksignal sollte, bevor es

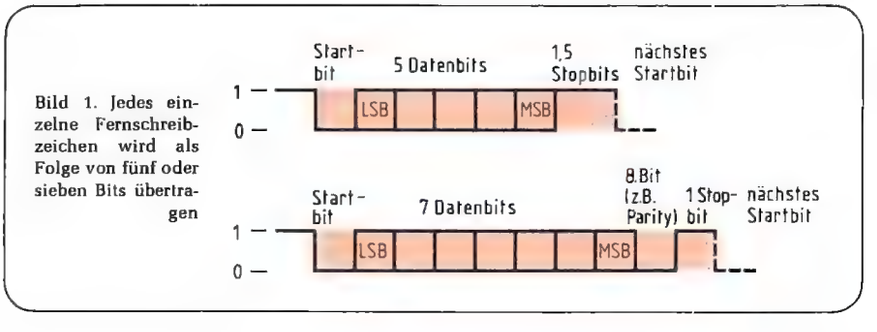


Bild 1. Jedes einzelne Fernschreibzeichen wird als Folge von fünf oder sieben Bits übertragen

dem Sender zugeführt wird, in einem 3-kHz-Tiefpaß von unerwünschten Oberwellen befreit werden, sofern der Sender nicht selbst einen solchen Tiefpaß besitzt. Bei SSB-Sendern muß beachtet werden, daß die Kühlung der Endstufe oft nicht für einen Dauerbetrieb ausreicht, denn im Gegensatz zur Modulation mit Sprache arbeitet der Sender bei RTTY ja dauernd mit voller Leistung.

Empfangsseitig muß nun das Tonfrequenzsignal aus dem Demodulator wieder in ein digitales Signal umgewandelt werden, mit dem – bei mechanischen Fernschreibern – der Empfangsmagnet angesteuert werden kann. Bei den hierzu erforderlichen Konvertern unterscheidet man drei Prinzipien, die alle bestimmte Vor- und Nachteile aufweisen.

Filterkonverter

Die älteste und für den Kurzwellen-Betrieb nach wie vor beste Methode für die Umsetzung der Tonfrequenzen in ein digitales Signal ist die Filtermethode (*Bild 2*). Es werden im Prinzip zwei Filter, nämlich für die Mark- und Space-Frequenzen verwendet, deren Ausgangsspannungen nach Gleichrichtung einem Komparator zugeführt werden. Das Prinzip hat den Vorteil, daß die Bandbreite der beiden Filter sehr schmal gemacht werden kann (z. B. 50 Hz), solange mit niedrigen Baudraten (45...75 Bd) gearbeitet wird. Dadurch ist eine große Unempfindlichkeit gegenüber Störungen möglich.

Auf der anderen Seite bedingt die geringe Bandbreite aber auch die Notwendigkeit einer sehr genauen Abstimmung sowie einer guten Frequenzstabilität von Empfänger und Sender. Ferner ist eine Übertragungsrate von mehr als etwa 100 Bd, wie dies für ASCII Voraussetzung wäre, nicht möglich.

PLL-Konverter

Dank geeigneter ICs lassen sich Konverter nach dem PLL-Prinzip (z. B. NE 567 oder NE 565) sehr einfach und preiswert aufbauen, und die PLL-Bandbreite läßt sich durch die externe Beschaltung in weiten Grenzen einstellen. Solange die zu erwartenden Störungen nur aus Rauschen bestehen, bietet das Filterprinzip kaum Vorteile gegenüber PLL-Konvertern, die auch bei einem Rauschabstand von 0 dB noch eine einwandfreie Demodulation des RTTY-Signals ermöglichen. *Bild 3* zeigt, wie ein solcher PLL-Konverter arbeitet; es wird die Änderung der VCO-Nachstimmspannung bei Änderung der Eingangsfrequenz ausgenutzt. Eine weitere PLL-Methode decodiert nur einen Ton, z. B. Mark; sie bietet den Vorteil, daß die Shift keine Rolle spielt, erfordert jedoch einen um etwa 3 dB besseren Störabstand, abhängig von der jeweiligen Shift (vgl. FUNKSCHAU, Heft 6/79, Seite 530).

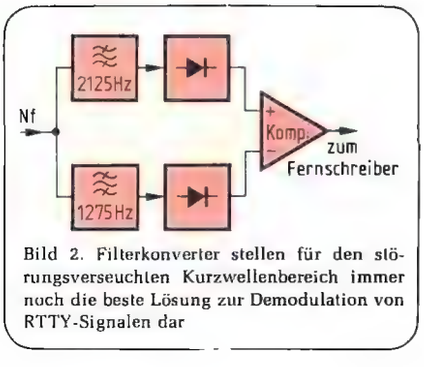


Bild 2. Filterkonverter stellen für den störungsverseuchten Kurzwellenbereich immer noch die beste Lösung zur Demodulation von RTTY-Signalen dar

Aperiodische Konverter

Für die schnelle Übertragung von Fernschreibzeichen ist, wie schon erwähnt, der Filterkonverter zu langsam, da er die Bitfolge z. B. bei 300 Bd nicht mehr verarbeiten kann. Außer dem PLL-Prinzip ist hier die Demodulation mit breitbandigen, nichtselektiven Schaltungen möglich (z. B. aus FUNKSCHAU 1978, Heft 14, „Schaltungskniff"). Der Nachteil einer solchen aperiodischen Schaltung, daß nämlich wegen ihrer Breitbandigkeit ein Verlust an Störsicherheit hingenommen werden muß, läßt sich bei hohen Baudraten auch beim PLL-Konzept nicht umgehen, da die notwendige Bandbreite ohnehin mit der Übertragungsgeschwindigkeit schnell zumimmt. Aperiodische RTTY-Konverter gewinnen die digitale Bitfolge durch direkte Auswertung der Nf-Periodendauer, z. B. mit Monoflops oder RC-Schaltungen.

RTTY muß nicht laut sein

Das Argument, nur deshalb nicht Funkfernschreiben betreiben zu können, weil es zu laut ist, sticht heute nicht mehr – es gibt längst elektronische Alternativen zu den mechanischen Fernschreibern. Die Darstellung der empfangenen Zeichen auf einem Fernsehbildschirm ist nur ein Aspekt der „Elektronifizierung". Speziell für RTTY bieten Mikrocomputer eine Reihe von Anwendungsmöglichkeiten. Bereits mit einem 1200-DM-System (KIM-1 plus Videoterminal) läßt sich ein RTTY-Betrieb ermöglichen, der weit komfortabler als mit jedem mechanischen Fernschreiber ist: Der Mikroprozessor erzeugt nicht nur gleich

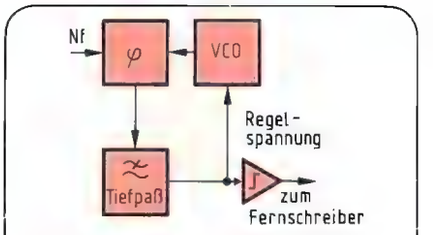


Bild 3. Besonders auf UKW erfreuen sich PLL-Konverter wegen ihres einfachen Aufbaus steigender Beliebtheit

die beiden Töne für Mark und Space, sondern baut sich auch einen Zwischenspeicher für bis zu 255 Zeichen auf, um eine gegenüber der Ausgabe schnellere Eingabe zu ermöglichen, und gestattet das Abrufen von Standardtexten wie etwa der Stationsvorstellung. Ferner besorgt er auch die Umwandlung von ASCII in den Baudot-Code. Gerade im Zusammenhang mit der Anwendung von Mikrocomputern bietet sich dem experimentierfreudigen Funkamateur bei RTTY ein weites Betätigungsfeld.

Herwig Feichtinger

„C-Lizenz" in den USA

Wie aus Washington verlautet, plant die Fernmeldebehörde der Vereinigten Staaten (FCC) die Einführung einer neuen Genehmigungsklasse für Funkamateure. Bei der neuen Lizenzklasse soll auf den Nachweis von Morsekenntnissen, ähnlich wie bei der deutschen „C-Lizenz", verzichtet werden. Diese sogenannte „Communicator Class" war noch vor vier Jahren bei einer Meinungsumfage unter den US-Funkamateuren allgemein abgelehnt worden. Die FCC jedoch glaubt, einen Meinungsumschwung feststellen zu können, der sich aus dem starken Zustrom von ehemaligen CB-Funkern in das Lager der lizenzierten Funkamateure ergeben hat. Die genauen Auflagen für diese neu zu schaffende Klasse sind noch nicht bekannt geworden. Bei der FCC zieht man ferner in Betracht, die Bemessung der zulässigen Leistungsgrenzen allein nach der Ausgangsleistung vorzunehmen. Es ergäbe sich eine leichtere Überprüfbarkeit für die Überwachungsorgane des FCC. Bezüglich der Meßverfahren bei Einseitenbandsendern werden Vorschläge aus Amateurkreisen erwartet.

Relaisfunkstellen

Wie im professionellen Funk werden im Amateurfunk größere Reichweiten mit einfachen mobilen oder portablen UKW- oder UHF-Geräten erst durch Relaisfunkstellen erzielt. Der folgende Beitrag beschreibt die technische Problematik solcher Relais.

Aufbau einer Relaisfunkstelle

Die überwiegende Mehrzahl aller Amateurfunk-Relaisstellen verwendet die Modulationsart FM, da diese im Vergleich zu AM und SSB speziell für den mobilen Einsatz besser geeignet ist. Trotzdem sei erwähnt, daß es auch sogenannte Transponder gibt, die alle nur denkbaren Modulationsarten übertragen können: Wie *Bild 1* zeigt, wird das empfangende Signal zunächst in eine Zwischenfrequenz von z. B. 10,7 MHz und dann auf die Sendefrequenz durch zweimaliges Mischen transponiert. Eine Demodulation findet nicht statt. Eine automatische Verstärkungsregelung gleicht Pegelunterschiede der empfangenen Signale aus. Der wesentlichste Vorteil der Transponder ist, daß mehrere SSB-Stationen (Bandbreite ca. 3 kHz) gleichzeitig über das 15...20 kHz breite Relais arbeiten können; allerdings wird dies oft dadurch vereitelt, daß eine FM-Station die gesamte Bandbreite belegt oder eine zu hohe Sendeleistung verwendet, so daß die automatische Verstärkungsregelung des Transponders die Eingangsempfindlichkeit vermindert. Übrigens arbeiten auch die Amateurfunk-Satelliten (OSCAR bzw. RS) nach dem Transponder-Prinzip.

Die überwiegend verwendeten FM-Relais unterscheiden sich von den Lineartranspondern dadurch, daß eine Demodulation des Empfangssignales stattfindet; Sende- und Empfangsteil sind also nicht über eine Zwischenfrequenz, sondern rein niederfrequent gekoppelt, wie aus *Bild 2* hervorgeht. Der nachlassenden Selbstbaulust der Funkamateure kommt hier die Möglichkeit entgegen, fertig käufliche FM-Empfänger und -Sender verwenden zu können.

Der Steuerteil

Beiden Relaiskonzepten ist die Notwendigkeit eines Steuerteils gemeinsam, der das Aus- und Einschalten des Sendeteils sowie die Erzeugung des postalisch vorgeschriebenen Relais-Rufzeichens übernimmt. Bei Transpondern wird während der Ausstrahlung des (Telegrafie-)Rufzeichens meist ein Hilfsoszillator eingeschaltet und moduliert, der auf der Zwischenfrequenz schwingt, da bei fehlendem Eingangsignal sonst nichts zu hören wäre. Bei FM-Relais wird das meist mit TTL- oder CMOS-ICs erzeugte Telegrafie-Rufzeichen direkt der empfangenen Nf zugemischt.

Eine besondere Fernsteuerlogik sorgt dafür, daß sich das Relais, wenn es der Verantwortliche will, nicht mehr auftasten läßt. Das Fernsteuersignal kann z. B. als Mehrfach-Toncodierung oder als digitales Steuerwort übertragen werden, um einen Mißbrauch zu vermeiden. Die Steuerung hat in den Relais aber zunächst die Aufgabe, bei Empfang des dafür allgemein eingeführten 1750-Hz-Tonrufes den Sender einzuschalten und, wenn kein Signal mehr empfangen wird, mit einer Verzögerung von einigen Sekunden wieder auszuschalten. Ferner enthält sie eine Rauschsperre, die bei manchen Relais z. B. mit einem 2135-Hz-Ton ausgeschaltet werden kann und die wie bei herkömmlichen FM-Empfängern das störende Rauschen in den Sprechpausen durch Abschalten der Nf unterdrückt.

Wie das Beispiel des bayerischen 70-cm-Relais DB0ZI auf dem Winterberg bei Waldkraiburg zeigt, läßt sich die Relaissteuerung auch ökonomisch mit einem Mikrocomputer durchführen, der außer dem Rufzeichen auch frei programmierbare Informationen in Telegrafie ausstrahlen kann. Eine CMOS-Steuerung bietet dagegen den großen Vorteil, daß das Relais sehr wenig Strom benötigt und daher bei Netzausfällen aus einer Puffer-Batterie versorgt werden kann, wie das z. B. beim 2-m-Winterberg-Relais DB0WB der Fall ist (s.u.). TTL-Steuerungen sind dagegen als veraltet anzusehen, da der hohe Stromverbrauch sich wegen der geringen notwendigen Verarbeitungsgeschwindigkeit nicht rechtfertigen läßt.

Das Filterproblem

Die Kosten eines Relais werden vor allem von den Maßnahmen bestimmt, die verhindern sollen, daß der Empfänger vom eigenen Sender zugestopft (desensibilisiert) wird. Selbst wenn Sende- und Empfangsantennen mehrere Meter voneinander getrennt sind, werden wegen der großen Pegelunterschiede (z. B. 15 W Sendeleistung, 0,2 µV Empfängerempfindlichkeit) Filter erforderlich, deren Anordnung *Bild 3* zeigt. Wegen des geringen Abstandes von nur 600 kHz im 2-m-Band eignen sich dafür praktisch nur Topfkreise, die allerdings erhebliche Abmessungen haben

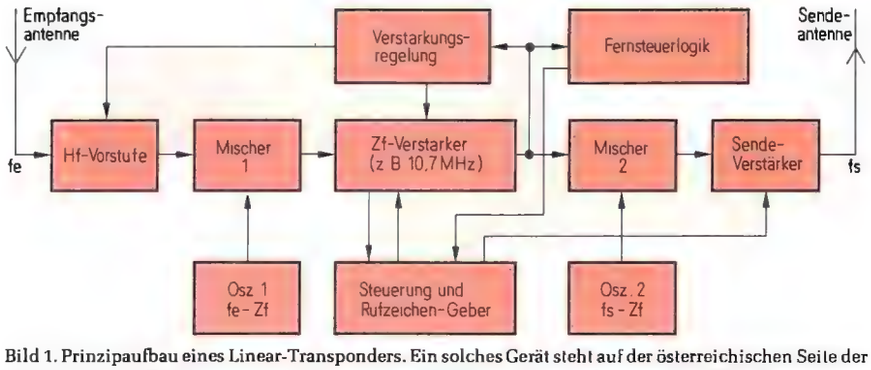


Bild 1. Prinzipaufbau eines Linear-Transponders. Ein solches Gerät steht auf der österreichischen Seite der Zugspitze; seine Empfangsmittenfrequenz ist 144,375 MHz, die Sendefrequenz 145,575 MHz

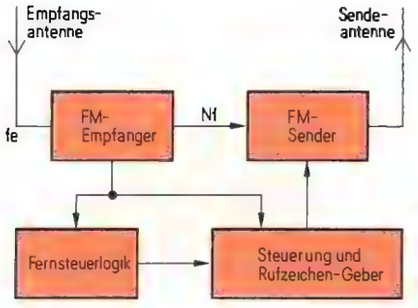


Bild 2. Blockschaltbild eines FM-Relais

(Durchmesser ca. 10 cm, Länge ca. 30 cm). Bei getrennten Antennen für Sender und Empfänger kommt man mit insgesamt zwei solchen „Töpfen" aus. Dabei ist allerdings ein Verlust von etwa 1...2 dB auf jeder Seite einzukalkulieren.

Eine oder zwei Antennen?

Mit dem Argument, deckungsgleiche Versorgungsgebiete für Sender und Empfänger erreichen zu wollen, werden inzwischen viele Relais mit einer gemeinsamen Sende- und Empfangs-Antenne betrieben. Dieses Argument ist nicht ganz stichhaltig, denn wegen des Unterschiedes zwischen Sende- und Empfangsfrequenz ist auch bei Ein-Antennen-Betrieb das Feldstärke-Interferenzmuster im Gelände für Sender und Empfänger unterschiedlich. Trotzdem bleiben die Unterschiede zwischen den Sender- und Empfänger-Versorgungsgebieten relativ klein.

Der Ein-Antennen-Betrieb muß mit einer aus sechs oder mehr Topfkreisen bestehende Weiche erkauft werden, was sende- und empfangsseitig Verluste von etwa 4...6 dB bringt (manchmal wird zwar von 3 dB gesprochen, doch läßt sich dies leider nur unter Laborbedingungen aufrechterhalten).

Die 600-kHz-Shift

Leider haben sich die Amateure den geringen Abstand der Sende- und Empfangsfrequenzen von 600 kHz im 2-m-Band selbst zuzuschreiben (IARU-Vereinbarung), was die Verhältnisse gegenüber professionellen Relais (mehr als 4 MHz Abstand) erheblich erschwert. Der 600-kHz-Abstand resultiert aus einem Vorschlag Schwedens, wo Sender und Empfänger der Relais weit voneinander entfernt standen und über eine 435-MHz-Richtfunkstrecke miteinander verbunden waren. Diese Methode gestattet zwar eine sehr gute Antennenentkopplung, ist in Deutschland aber postalisch unzulässig. Seit der Umstellung von 1,6 MHz auf 600 kHz „Shift" sind viele Relais deshalb merklich unempfindlicher, wenn dies auch die Erbauer nicht immer gern zugeben...

Die Stromversorgung

Solange das 220-V-Netz funktioniert, ist die Stromversorgung eines Relais kein Problem – ein übliches Netzteil genügt. Wie wichtig aber Relais sind, die auch bei Netzausfällen noch funktionieren, zeigte sich erst kürzlich, als Anfang 1979 Hochspannungsleitungen den Schneemassen zum Opfer fielen und gleichzeitig auch Telefonverbindungen ausfielen.

Auch hier soll das Winterberg-Relais DB0WB als Beispiel eines netzunabhängigen Relais erwähnt werden. Dank seiner stromsparenden Auslegung (z. B. CMOS-Steuerung) benötigt es „standby" nur etwa 40 mA, und da bei Stromausfällen die Sendeleistung auf rund 0,5 W reduziert wird, steigt dieser Wert auch bei hochgetastetem Sender nur auf etwa 200 mA. Eine Autobatterie kann das Relais daher tagelang auch bei Netzausfällen in Betrieb halten; sie wird, um auch längere Ausfälle zu überstehen, von einem mit Windkraft betriebenen Generator nachgeladen. Zu diesem Zweck ist ein von den Amateuren selbst gefertigtes Windrad am Antennenmast befestigt. Als Alternative sind Versuche mit Solarzellen geplant, was bisher jedoch an den hohen Kosten von Silizium-Solarelementen scheiterte, so daß es bis heute bei Laborexperimenten blieb.

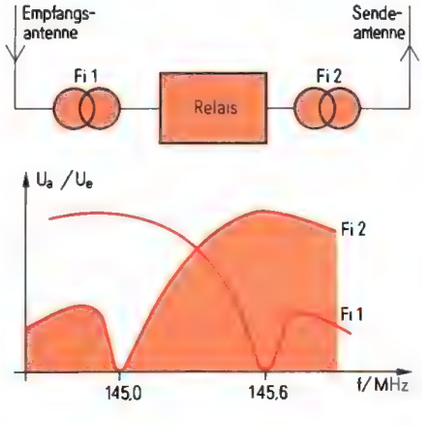


Bild 3. Anordnung und Durchlaßkurven der Antennenfilter. Die angegebenen Frequenzen beziehen sich auf den 2-m-Relaiskanal R0. Fi 1 hält die hohe Sendeleistung vom Empfänger-Eingang fern. Fi 2 verhindert die Abstrahlung des Sender-Rauschens auf der Relais-Empfangsfrequenz

Planung von Relaisfunkstellen

Im Gegensatz zu professionellen Anwendern kann man die Planung der in den letzten Jahren entstandenen Relaisfunkstellen zumindest auf 2 m bestensfalls mit „Wildwuchs" umschreiben (vgl. auch Leserbrief von A. Schädlich, DL1XJ, in FUNSCHAU 1979, Heft 10, Seite 8). Dies hängt jedoch weniger mit dem bösen Willen der Relaiserbauer zusammen als vielmehr damit, daß den Amateurfunkern – wiederum im Gegensatz zu anderen Funkdiensten, z. B. Behörden – meist nicht die für eine optimale Ausbreitung prädestinierten Standorte wie Hochhäuser oder Berggipfel zur Verfügung stehen. Dadurch bleibt das Relaisnetz zwangsläufig ein „gut gemeintes Stückwerk". Ein Beispiel dafür ist die Situation in München. Das 2-m-Relais DB0ZM mußte mangels besseren Standorts im Süden der Isarmetropole auf dem Gebäude eines großen deutschen Elektrokonzerns aufgestellt werden – und nicht einmal auf dem dort höchsten Gebäude dieser Firma. Dies führt dazu, daß in den nördlichen Stadtteilen die Versorgung durch das knapp 100 km entfernte Relais auf der Zugspitze besser ist als durch das Regionalrelais. Gegenbeispiele sind u. a. die Städte Nürnberg oder Stuttgart, wo die Versorgung als nahezu perfekt bezeichnet werden kann (in Stuttgart befindet sich ein 2-m-Relais auf dem dortigen Fernsehturm). Notgedrungen wird also der Aufstellungsort der Relaisfunkstellen in erster Linie vom Entgegenkommen der Besitzer geeigneter Gebäude und weniger durch die Ergebnisse von Ausbreitungsmessungen bestimmt.

Relaisfunkstellen – ein Bündel von Problemen

Es ist offensichtlich, daß der Bau von Relaisfunkstellen (wenn man es „richtig" machen will) sehr vielfältige Probleme verursacht, mechanische wie elektrische. Der Stand der Amateurfunk-Technik wird nirgends so offensichtlich wie bei Relaisfunkstellen; in ihnen finden so interessante Techniken wie Antennenweichen, Zirkulatoren, übersteuerungsfeste Mischer und hochselektive Filter ebenso Anwendung wie komplexe Digitalsteuerungen, ja sogar Mikrocomputer. Die technischen Anforderungen an Relaisfunkstellen übersteigen bei weitem diejenigen an „normale" Funkgeräte. Ein Wunder, daß es so viele Relais gibt...

Herwig Feichtinger

Reinhard Gößler

Mikrocomputergesteuerte Funkuhr im Mini-Format

1. Teil

Mit dem folgenden Beitrag beginnen wir eine Baubeschreibung für die FUNKSCHAU-Mini-Funkuhr, die durch konsequente Ausnutzung hochintegrierter Techniken auf kleinstem Raum unterzubringen ist. Wie schon bei den früheren Geräten der FUNKSCHAU-Mini-Meßgeräte-Serie [1...8] bietet der einschlägige Fachhandel auch für die Funkuhr einen preisgünstigen Bausatz an.

Funktionsprinzip

Bild 1 zeigt, wie die Mini-Funkuhr fertig aussieht. Aber zunächst ein paar Grundlagen: Unter einer Funkuhr versteht man einen Empfänger zur Auswertung eines Zeitzeichensignals. Das hier vorgestellte Gerät ist fest auf die Frequenz von 77,5 kHz des Zeitzeichensenders DCF 77 abgestimmt, der im Dauerbetrieb das amtliche deutsche Zeitzeichen ausstrahlt. Für die Erzeugung dieser Zeitskala ist auf gesetzlicher Grundlage [9] die Physikalisch-Technische Bundesanstalt (PTB) in Braunschweig verantwortlich. Dort wird aus der bewerteten Mitteilung einer Gruppe von Atomuhren eine ultragenaue Zeitskala gewonnen, von der man das Ansteuersignal für den Langwellensender DCF 77 ableitet (*Bild 2*). Für den Betrieb dieses Senders, der südöstlich von Frankfurt am Main stationiert ist, liegt die alleinige Verantwortung bei der Deutschen Bundespost und nicht, wie oft fälschlich angenommen wird, bei der PTB (*Bild 3*).

Das Prinzip der codierten Zeitzeichenübertragung besteht darin, die Amplitude der 77,5-kHz-Trägerfrequenz im Sekundenrhythmus kurzzeitig abzusenken (von 100 % auf 25 %; *Bild 4*). Die Dauer dieser Austastlücken beträgt entweder 100 ms oder 200 ms; die kurze Absenkung entspricht einer Digitalinformation mit dem Wert 0, während die lange Absenkung den 1-Zustand repräsentiert. Die Aufeinanderfolge dieser Sekundenmarken enthält den BCD-Code der kompletten Zeitinformation, einschließlich Wochentag und Datum. Eine geeignete Decodierschaltung kann diese im Empfangssignal enthaltene Digitalinformation auswerten und anzeigen.

Genauigkeit

Über die Anzeige- und Ganggenauigkeit einer Funkuhr kursieren die wildesten Gerüchte. Hier werden vielfach grundlegende Dinge durcheinandergebracht, die zumindest hier klargestellt werden sollen. Diese Betrachtungen gelten wohlgemerkt für das Prinzip an sich, und sie treffen daher gleichermaßen für den einfachen Funkuhren-Bausatz wie auch für die aufwendige Anlage mit Prozeßrechner-Kopplung zu.

Man ist heute in der Lage, auf der Grundlage seriengefertigter Atomuhren (preisliche Größenordnung: Sportwagen der gehobenen Leistungsklasse) eine Zeitskala zu generieren, de-

Bild 1. Außenansicht der FUNKSCHAU-Mini-Funkuhr

Bild 2. In einem hermetisch abgeschlossenen Raum erzeugt in der PTB Braunschweig eine Atomuhrengruppe die Zeitskala, die laut Gesetz für die Bundesrepublik verbindlich ist

Bild 3. Hier wird das codierte Zeitzeichen aufbereitet, um an die Post übergeben und in den Sender DCF77 eingespeist zu werden

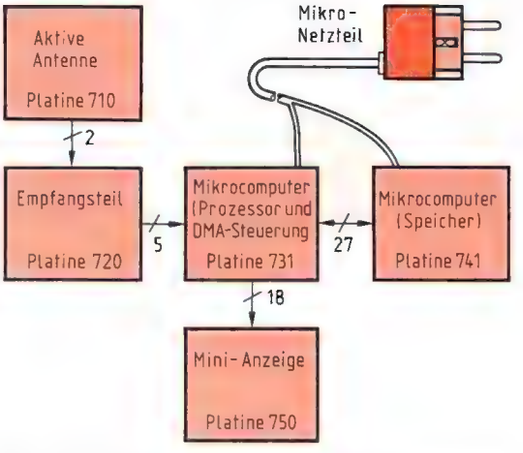


Bild 5. Blockschaltung der Mini-Funkuhr mit Mikrocomputer-Steuerung

ren Ungenauigkeit in der Gegend von 10^{-12} liegt. Dies ist ein geradezu fantastischer Wert, der die „Ganggenauigkeit" der Erde weit übertrifft. Die Definition der Zeit leitet sich daher heute nicht mehr von der Rotationsbewegung der Erde ab (astronomische Zeit), sondern von den hochkonstanten Eigenschwingungen bestimmter Atome (Cäsium, Rubidium; physikalische Zeit). Konsequenterweise gleicht man diese künstliche Zeit der astronomischen an, sobald zwischen beiden infolge der Inkonstanz der Erdrotation eine merkliche Abweichung entsteht (Größenordnung: Eine halbe Sekunde; Ausgleich: Einfügen einer „Schaltsekunde").

Um die Angabe der Ungenauigkeit von 10^{-12} richtig einschätzen zu können, sollte man einmal folgendes Gedankenspiel nachvollziehen: Angenommen, ein Fußballfeld wäre über mannshoch mit Weizenkörnern vollgefüllt, und es sollte jemand die Anzahl dieser Getreidekörner ermitteln; dann tut er dies gerade mit einem Fehler von rund 10^{-12}, wenn seine Angabe um nicht mehr als Eins vom tatsächlichen Wert abweicht!

Unsinnig dagegen ist der Vergleich, daß die heute verwendete Zeitskala in 300 000 Jahren eine Sekunde Abweichung besitzt; auch nach dieser Zeitspanne (die die wenigsten von uns erleben werden) bleibt die Ungenauigkeit der Zeitskala in dem Rahmen, der von den dann relevanten Erzeugungs- und Meßbedingungen vorgegeben wird.

All diese Betrachtungen beziehen sich wohlgemerkt auf die unter Laborbedingungen erzielbare Genauigkeit, sozusagen auf die Primärseite des Übertragungskanals. Keine Anordnung der Welt ist aber dazu in der Lage, ein Signal ohne jede Beeinträchtigung an einen anderen Ort zu übertragen. Im hier betrachteten Fall geschieht die Aussendung sogar über Rundfunkwellen, die entscheidend von den jeweils herrschenden Ausbreitungsbedingungen beeinflußt werden. Ließe man einmal den Weg des Signals vom Sender zur Antenne und von der Antenne zur Auswerteschaltung unberücksichtigt, dann würde – überspitzt formuliert – bereits ein quer zur Ausbreitungsrichtung fliegender Schmetterling die im Signal enthaltene Genauigkeit verderben.

Hinzu kommt eine Fülle anderer Einflüsse, die bei der Signalabstrahlung beginnen und im wesentlichen vom Einschwingverhalten der Empfangsschaltung bestimmt werden. Unter Berücksichtigung dieser Faktoren weicht die am Empfangsort generierte Zeit um wenigstens einige Millisekunden von der Labor-Zeitskala der PTB ab. Das ist einerseits so wenig, daß es weit unter der menschlichen Wahrnehmbarkeitsgrenze liegt; andererseits wäre es unter diesen Gesichtspunkten geradezu dilettantisch, einen heimischen Funkempfänger als Atomuhr mit entsprechender Ganggenauigkeit hinzustellen.

Viel wesentlicher ist die Tatsache, daß es sich hierbei um eine Zeitanzeige handelt, die sich ständig vollautomatisch korrigiert; es ist also eine „Uhr" ohne jegliche Einstell- und Bedienelemente.

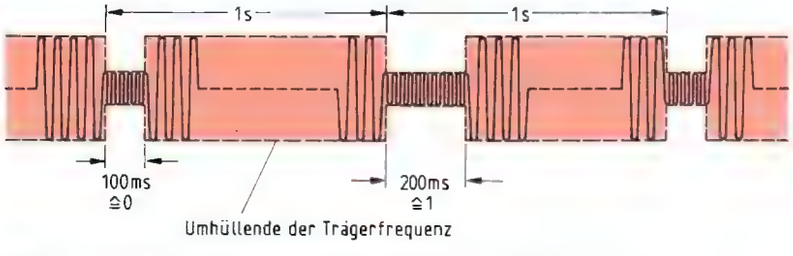


Bild 4. Im Sekundenrhythmus wird die Trägeramplitude auf 25 % abgesenkt

Die Schaltungskonzeption

Bei der Konzeption der FUNKSCHAU-Mini-Funkuhr stand neben der Vorgabe des Miniaturformats die Preiswürdigkeit im Vordergrund. Dies sollte allerdings an keinem Punkt zu einer Einschränkung der Erweiterungs- und Ausbaufähigkeit führen. Außerdem war es das Ziel, dem Hobby-Elektroniker anhand dieses attraktiven Gerätes die Mikrocomputer-Technik näherzubringen. Zentraler Bestandteil dieser Funkuhr ist ein kompletter Mikrocomputer, der die Auswertung und Aufbereitung der Zeitinformation übernimmt [10].

In der Grundversion ist eine kleine Taschenrechner-Anzeige zur Sichtbarmachung von Zeit und Datum vorgesehen; anschlußkompatibel mit dieser ist eine 10 mm hohe Tischanzeige, die sich bei Bedarf nachrüsten läßt (Beschreibung folgt). In der Anzeige erscheinen die Sekunden, Minuten und Stunden für die Zeit, sowie der Kalender- und Wochentag und der Monat für

das Datum. Dabei wird der Wochentag durch die Ziffern 1...7 dargestellt; gemäß verbindlicher Norm steht die Eins für Montag [11]. Auf eine Anzeige der Jahreszahl wurde verzichtet, weil dies einerseits das Anzeige-Format sprengen würde und andererseits keine aktuelle Information bietet (Die Ziffer im Jahreszahl-Zehner schaltet nur alle zehn Jahre um, sofern sich die Segmente dann überhaupt noch aktivieren lassen!).

Aus Preisgründen ist der Mikrocomputer in dieser Grundstufe nur mit einem Teil des möglichen Programmspeichers ausgestattet. Damit werden Störungen im Empfangssignal weder erkannt noch korrigiert. Derartige Zusatzfunktionen lassen sich in Programmerweiterungen unterbringen, für die freie Steckplätze auf der Platine vorgesehen sind.

Zur Stromversorgung der Mini-Version der Funkuhr genügt das früher bereits vorgestellte Mikro-Netzteil im Schukostecker [5]. Erst für den erhöhten Strombedarf der Tischanzeige ist ein eigenes Netzteil erforderlich.

Vorläufig beschränkt sich die Schaltungs- und Bausatzbeschreibung ausschließlich auf die Mini-Version der Funkuhr mit der Grundbestückung für den Programmspeicher des Mikrocomputers. Sämtliche Erweiterungen, die über diesen Rahmen hinausgehen, sind späteren Beiträgen vorbehalten.

Das Blockschaltbild

Die Gesamtschaltung setzt sich aus sechs Funktionsblöcken zusammen, von denen die aktive Antenne und das Stecker-Netzteil extern angeordnet sind (*Bild 5*). Zur Anpassung an die jeweiligen Empfangsbedingungen läßt sich die Ferrit-Antenne am optimalen Empfangsort plazieren, der ohne weiteres mehrere Meter vom Gerät selbst entfernt sein kann. Die Signalauskopplung erfolgt niederohmig und kann direkt ohne separate Stromversorgungsleitungen in ein einfaches Koaxialkabel eingespeist werden. Im Empfangsteil selektiert ein Quarzfilter die Empfangsfrequenz von 77,5 kHz, bildet die Hüllkurve des Signals und führt diese einem Komparator zu. An dessen Ausgang steht die codierte Zeitinformation im TTL-Pegel zur Verfügung, um direkt in einen Eingang des Mikrocomputers eingespeist zu werden (*Bild 6*). Entsprechend dem im Programmspeicher abgelegten Programm führt der Prozessor die Auswertung und Aufbereitung des Eingangssignals durch.

Das Übertragen der decodierten Zeitinformation in die Anzeige geschieht automatisch im direkten Speicherzugriff. Durch die hinreichend schnelle Zugriffsrate kann die Ansteuerung der Siebensegmentanzeigen im Multiplax-Betrieb erfolgen, und infolgedessen reduziert sich die Anzahl der Verbindungsleitungen zur Anzeige drastisch.

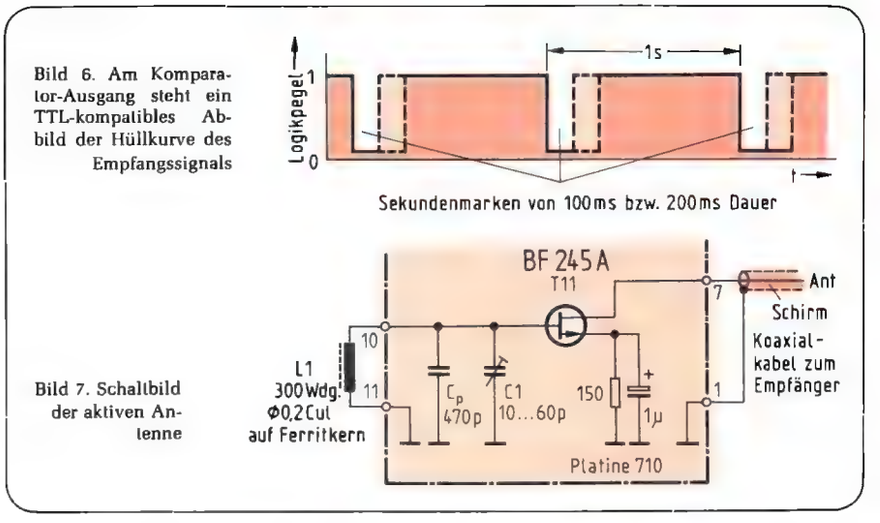


Bild 6. Am Komparator-Ausgang steht ein TTL-kompatibles Abbild der Hüllkurve des Empfangssignals

Bild 7. Schaltbild der aktiven Antenne

Die aktive Antenne

Der Eingangskreis zur Vorselektion wird aus einem bewickelten Ferritstab (L 1) mit Parallelkapazität gebildet (*Bild 7*). Der Abgleich erfolgt später völlig unproblematisch durch Verschieben der Spule auf dem Stab und anschließendes Optimieren durch den Trimmer

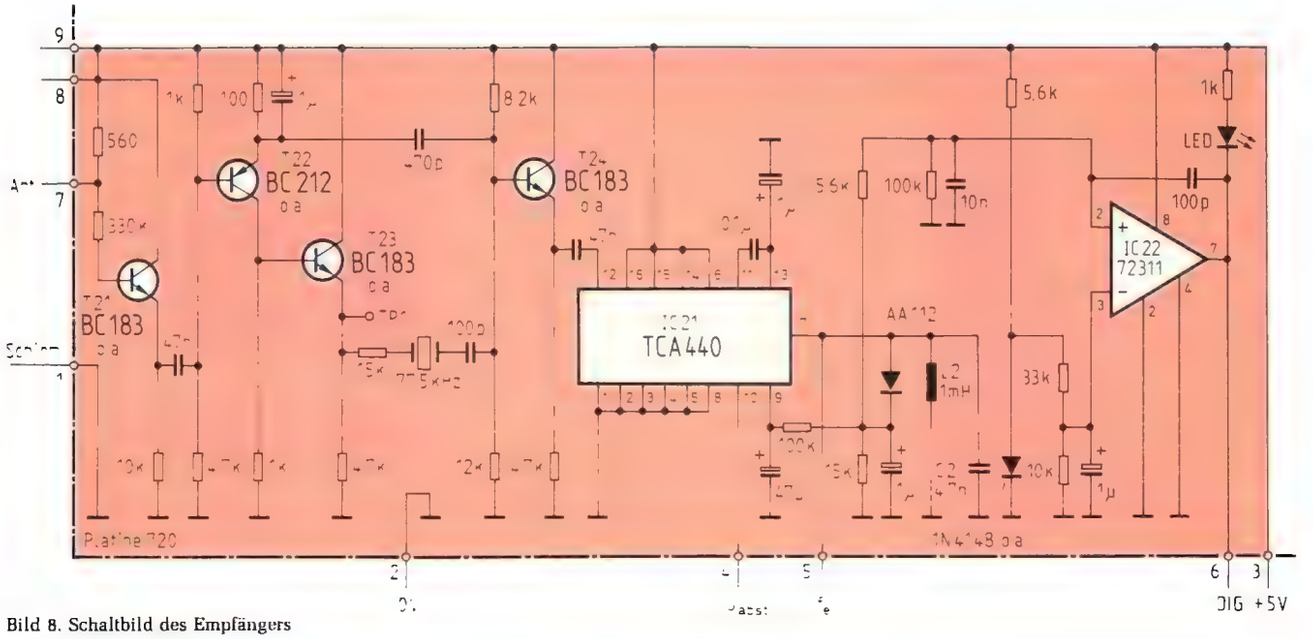


Bild 8. Schaltbild des Empfängers

C 1. Zur bedämpfungsfreien Auskopplung dient der Feldeffekttransistor T 11, dessen Source-Widerstand Hf-mäßig durch den 1-µF-Elko überbrückt worden ist. Der Arbeitswiderstand für den FET ist im Gerät selbst angeordnet, damit die Signalauskopplung zweipolig erfolgen kann und nicht noch eine weitere Leitung für die positive Versorgungsspannung erforderlich wird. Um Störeinstreuungen zu vermeiden, dient als Antennenzuleitung ein Koaxialkabel, dessen Impedanz völlig unkritisch ist.

Der Empfangsteil

Im Eingang des eigentlichen Empfängers liegt der Emitterfolger T 21, um einen hohen Eingangswiderstand zu erzielen (*Bild 8*). Die wechselspannungsgekoppelte Verstärkerstufe mit T 22 hebt den Eingangspegel um ca. 26 dB an und führt das Signal einem Quarzfilter zu, das ein- und ausgangsseitig von den Impedanzwandlern T 23 und T 24 abgeschlossen wird. Dieses Schaltungskonzept stützt sich im wesentlichen auf [12] und hat sich gegenüber einer Vielzahl anderer Varianten in der Praxis bestens bewährt. Von der AM-Empfängerschaltung IS 21 werden nur der Zf- und Demodulatorteil benutzt, um eine geregelte Ausgangsamplitude zu erzeugen (*Bild 9*). Die Regelspannung wird durch Gleichrichtung und Glättung der am Schwingkreis L 2/C 2 anstehenden 77,5-kHz-Frequenz gewonnen; zur Überbrückung der kurzzeitigen Austastlücken führt der Tiefpaß 47 µF/100 kΩ die Regelspannung verzögert an IS 21. An Anschluß 5 der Platine 720 (f_e) steht das Empfangssignal (77,5 kHz) mit einem Pegel von rund 400...700 mV_{ss} zur Verfügung; ein Aussteuerungs-Instrument zur Feldstärke-Anzeige kann an Platinen-Anschlußpunkt 6 (U_{absl}) angeschlossen werden.

Der Komparator IS 22 bekommt am nichtinvertierenden Eingang die Hüllkurve des Empfangssignals zugeführt, das im Sekundenrhythmus die Austastlücken enthält. Der invertierende Eingang des Komparators liegt fest auf einem Pegel, der etwa in der Mitte zwischen voller und abgesenkter Amplitude von f_e ist. Unterschreitet f_e während der Austastlücken diesen Pegel, geht der Komparator-Ausgang auf Low, und die angeschlossene Leuchtdiode signalisiert dies durch ihr Aufleuchten. Dieses vom Mikrocomputer auszuwertende Digitalsignal ist TTL-kompatibel und trägt hier die Bezeichnung DIG. Die negative Flanke von DIG kennzeichnet jeweils den Beginn einer neuen Sekunde, und aus der Dauer des Low-Zustandes (0,1 s oder 0,2 s lang) geht die binäre Wertigkeit (Low oder High) für die jeweilige Sekundenmarke hervor (vgl. auch Abschnitt „Codierte Zeitinformation"). (*Fortsetzung folgt*)

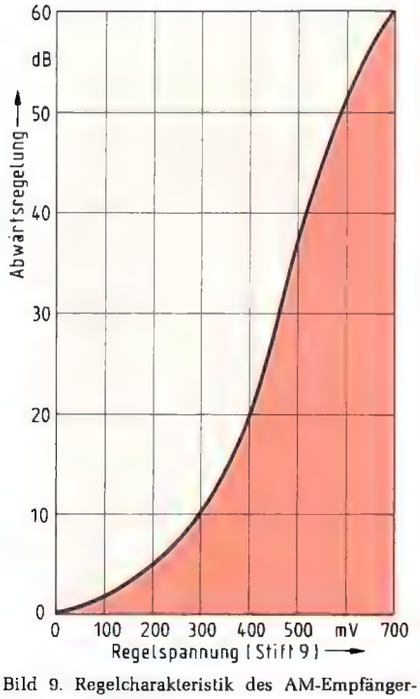


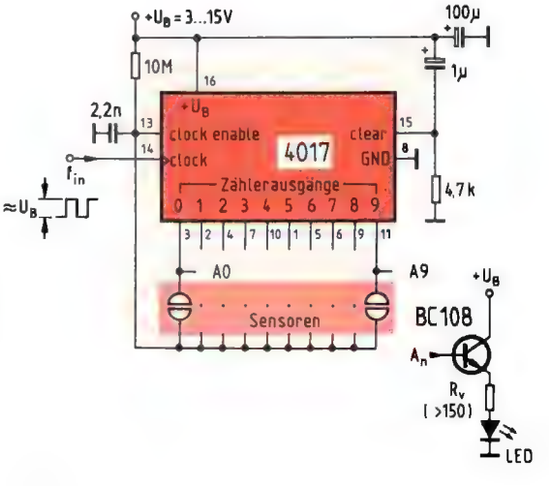
Bild 9. Regelcharakteristik des AM-Empfängerbausteins TCA 440

Schaltungskniffe

Sensor-Umschaltaggregat

Die integrierten Sensor-Umschaltbausteine der SAS-Reihe sind weithin bekannt. Ein Nachteil dieser ICs ist, daß nur vier Umschalter pro IC realisiert werden können und diese Bausteine – im Vergleich zu dem hier verwendeten – relativ teuer sind.

Die hier beschriebene Schaltung (*Bild*) ermöglicht bis zu 10 Umschalter pro IC. Verwendet wird ein 1-aus-10-Zähler in CMOS-Technik vom Typ 4017. Der Takt-Eingang wird von einer Rechteckspannung angesteuert, deren Frequenz von ca. 100 Hz bis in den 100-kHz-Bereich reichen kann. Meist wird in dem Gerät, in das der Sensor-Umschalter eingebaut werden soll, eine passende Spannung zu finden sein. (Beispiel: Soll der Umschalter FM-Stationen umschalten, kann die 19-kHz-Frequenz verwendet werden, die bei den modernen PLL-Stereodecodern direkt zur Verfügung steht.) Im Normalfall liegt der „Clock-enable"-Eingang über dem 10-MΩ-Widerstand auf „H", der Zähler steht. Wird über eine Sensorfläche einer der Zählausgänge, die

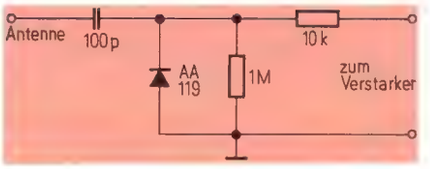


Die Sensoren dienen hier als gegenseitig auslösender Tastensatz für bis zu zehn Tasten

Diode mit unzulässigen Frequenzbereichen

Der Hobbyelektroniker kommt leicht mit der neuesten Auslegung des Fernmeldeanlagengesetzes durch die Deutsche Bundespost in Konflikt. Während sich zur Not zwar der Verkauf von sogenannten „Überwachungsempfängern" mit unzulässigen Frequenzbereichen[1]) überwachen läßt – dies geschieht in letzter Zeit häufig durch die Beschlagnahme von Kundenkarteien der Händler – so wird diese Kontrolle bei Selbstbaugeräten praktisch unmöglich oder willkürlich.

Sollten Sie versehentlich oder absichtlich an den Eingang Ihres Hi-Fi-Verstärkers einmal die im *Bild* gezeigte Schaltung klemmen, so sollten Sie sich über die fernmelderechtlichen Konsequenzen klar werden. Wohnen Sie nämlich unglücklicherweise in der Nähe eines Senders, den Sie nicht empfangen dürfen, so genügt bereits eine derart einfache Schaltung, um das Fernmeldeanlagengesetz zu übertreten.



Solange nicht-öffentliche Funkdienste ihre Sendungen unverschlüsselt ausstrahlen, wird man wohl Zweifel an der fernmelderechtlichen Zulässigkeit einer solchen Schaltung hegen müssen

Es bleibt abzuwarten, ob nicht bald auch die Kundenkarteien von Versandhändlern beschlagnahmt werden, die Bauelemente mit unlinearen Kennlinien vertreiben – wie etwa Dioden...

Fe.

[1]) Vgl. „Tonrundfunkempfänger mit unzulässigen Frequenzbereichen", FUNKSCHAU 1979, Heft 7, Seite 385, und Heft 2, Seite 97.

gerade auf „L" liegen, mit diesem Eingang verbunden, so beginnt der Zähler zu zählen, bis der betreffende Ausgang auf „H" liegt und der Zähler damit wieder stoppt.

Das RC-Glied an Pin 15 (Clear) dient zur Nullstellung beim Einschalten der Betriebsspannung, die im übrigen zwischen 3 V und 15 V betragen kann. Zur Anzeige können, wie eingezeichnet, LEDs angeschlossen werden. Die Zähler-Ausgänge können dann zu beliebigen Schaltaufgaben herangezogen werden. Sollen direkt FM-Abstimmpotis angeschlossen werden, ist es vorteilhaft, diese Ausgänge möglichst wenig zu belasten (Anzeige-LEDs über Treiber ansteuern), um den Temperaturkoeffizienten der Ausgangsspannung gering zu halten.

Thomas Lindner

Automatische Helligkeitsregelung für LED-Anzeigen

Mitunter erweist es sich als nützlich, die Leuchtstärke von Ziffernanzeigen durch die Umgebungshelligkeit regeln zu lassen. Dadurch kann der Trafo entlastet oder die Leuchtstärke von Digitaluhren oder -weckern der Schlafzimmerdunkelheit angepaßt werden. Da eine Stromsteuerung über Widerstände nicht ideal ist, wird vorteilhaft der Nulltasteingang BI/RBO der 7-Segment-Decoder SN 7447 o. ä. ausgenutzt (*Bild*).

Legt man diesen Eingang an L, so sind alle Anzeigen unabhängig von der darzustellenden Ziffer unterdrückt (dunkelgesteuert). Die gewünschte Helligkeit zwischen Maximum und Null läßt sich nun im intermittierenden Betrieb durch das Tastverhältnis $t_H : t_L$ einstellen. Bedingung ist lediglich, daß $t_H + t_L < {}^1/_{25}$ s bleibt.

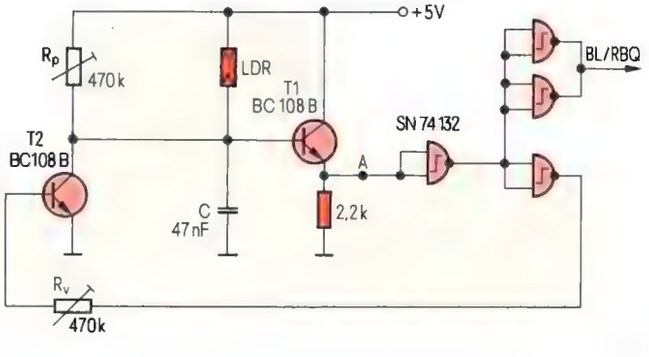
Über den Innenwiderstand des LDR wird C geladen, bis am Ausgang A der Trennstufe T1 mit ca. 1,7 V die obere Schwellspannung U_{SO} des 1. Schmitt-Triggers SN 74132 erreicht ist. T2 wird leitend und entlädt C, bis A mit ca. 0,9 V die untere Schwellenspannung U_{SU} erreicht. T2 sperrt und die Aufladung beginnt erneut. Die Spannung U_C bewegt sich also zwischen $U_{SU} + U_{BEI}$ und $U_{SO} + U_{BEI}$.

Für das vor allem interessierende Tastverhältnis sind Auf- und Entladezeit maßgebend. Beide werden (gegensinnig) durch den Innenwiderstand R_i des LDR beeinflußt. R_v dient zur Einstellung des je nach Stromverstärkung von T2 günstigsten Bereichs.

Gute LDRs weisen eine sehr große Widerstandsvariation zwischen hell und dunkel auf. Für den vorliegenden Zweck muß diese ggf. durch einen Parallelwiderstand R_P (Dunkelabgleich) eingeschränkt werden.

R_i (LDR) und C bestimmen im wesentlichen die Frequenz des Auf- und Entladevorgangs. Bei Dunkelheit ist sie am geringsten. Darauf ist insbesondere bei der Wahl von C Rücksicht zu nehmen, wenn – vor allem bei LED-Anzeigen – ein Flakkern vermieden werden soll. Der LDR wird am günstigsten an der Frontplatte neben der Anzeige mit Blickrichtung zum Betrachter montiert.

Michael Arnoldt



Die Helligkeitssteuerung erfolgt hier durch das Puls-Pause-Verhältnis, das dem Dunkelsteuer-Eingang der Siebensegment-Decoder zugeführt wird

Schaltungskniff

Verkehrsfunkdecoder für Sender- und Durchsagekennung

Bereits seit 1970 wurden zunächst versuchsweise bei UKW-Sendern die hier decodierten Kennfrequenzen ausgestrahlt. Die Senderkennung weist darauf hin, daß es sich überhaupt um einen Rundfunksender handelt, der einen Verkehrsfunkservice unterhält. Sie dient, nach grober Sendereinstellung auf der Autoradio-Skala, zur eindeutigen Abstimmung auf den ARI-Sender. Die SK-Kennung ist eine Frequenz von 57 kHz, die bei Stereosendern phasenstarr als dritte Harmonische der Pilotfrequenz mit ausgestrahlt wird. Der FM-Hub beträgt nur 3,75 kHz, so daß nach NF-Demodulation ein Pegel von –26 dB gegenüber dem Nf-Pegel auftritt.

Die Durchsagekennung wird nur während einer Verkehrsmeldung ausgestrahlt. Sie kann dazu dienen, einen gleichzeitig betriebenen Cassettenrecorder abzuschalten und mit einer Mindest-Zwangslautstärke die Verkehrsmeldung durchzuschalten. Die DK amplitudenmoduliert die o. g. SK-Frequenz mit einem tieffrequenten Ton von 125 Hz bei 30% Modulationsgrad. Die Bereichskennungen werden nicht ausgewertet, sie sind im Charakter jedoch ähnlich der DK (23 . . . 54 Hz, 60% AM).

Seit einiger Zeit sind preisgünstige integrierte PLL-Schaltungen im Handel, die speziell als Stereodecoder spezifiziert sind. Sie lassen sich jedoch vorzüglich zum Nachweis der SK- und DK-Frequenzen einsetzen, wenn auch teilweise eine gewaltsame Zweckentfremdung verschiedener Funktionen vorgenommen wird (*Bild*).

Bei Stereo- oder auch bei Monogeräten, bei denen eine problemlose Abnahme der Nf vor dem Deemphasisglied möglich ist, genügt eine geringe Vorverstärkung, um das 57-kHz-Signal (ca. 15 mV) sicher zu erkennen. Dies geschieht in der Stufe T 1. Bei der angegebenen Dimensionierung dienen interne Widerstände als Arbeitswiderstände, und es ist keine Gleichspannungsentkopplung notwendig.

C2 ist ein Koppelkondensator zwischen internen Verstärkerstufen. Als PLL-Filter genügt ein einfaches RC-Glied. Die frequenzbestimmende Oszillatorkapazität C3 sollte ein Wickelkondensator sein und läßt die Schaltung noch sicher auf 57 kHz · 4 = 228 kHz schwingen. Da der NF-Ausgang zur Gewinnung des amplitudenmodulierten DK-Signals nicht herangezogen werden kann, genügt dort ein gemeinsamer Abschluß mit R3. Am Integrationskondensator C5 steht eine Gleichspannung an, die der Amplitude des 57-kHZ-Signals proportional ist. Wird das SK-Signal nun amplitudenmoduliert, so ist dort die Modulationsfrequenz abgreifbar. Sie liegt normalerweise als Gegentaktsignal an, kann jedoch asymmetrisch abgenommen werden, wenn der andere Anschluß der Integrationskapazität wechselstrommäßig auf Masse gezogen wird. Der Schaltausgang steuert eine Lampe oder LED bis 75 mA zur SK-Anzeige.

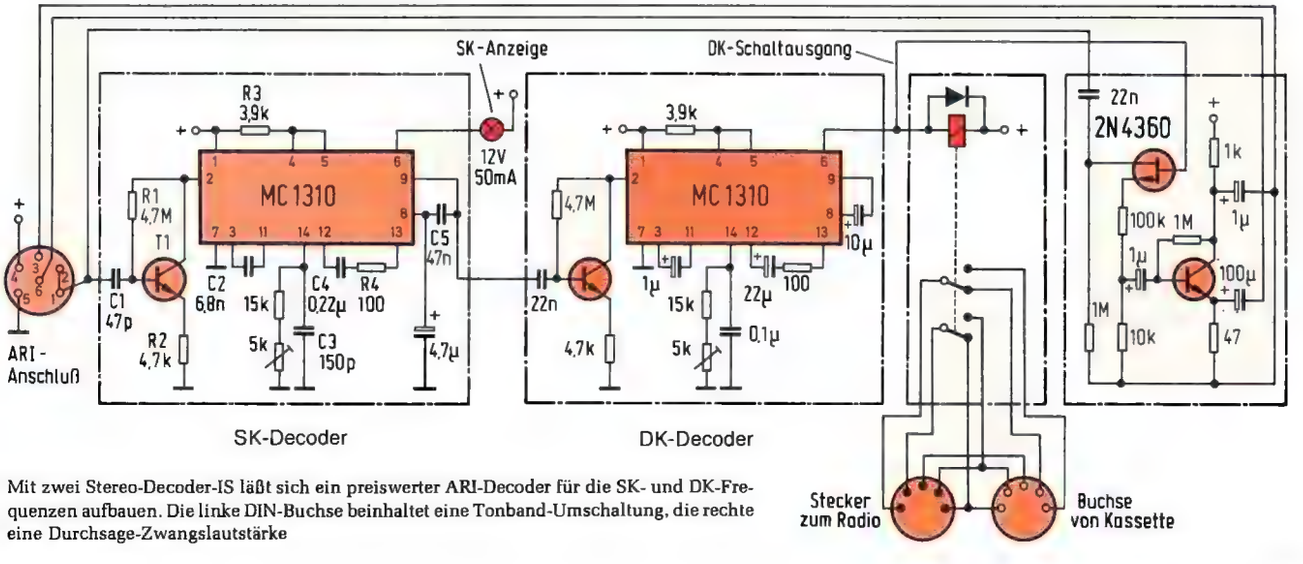
Eine exakt gleiche zweite Schaltung mit lediglich veränderten Kapazitätswerten spricht auf die 125 Hz-DK-Kennung an. Der Schaltausgang kann hier z. B. über ein Relais die NF-Einschleifung eines Cassettenrecorders zum Autoradio unterbrechen oder auch einfach Lautsprecherausgänge umschalten.

Eine Reihe Autoradio-Geräte besitzen einen Eingang für eine Zwangsdurchsage, bei denen der Fußpunkt des Lautstärkereglers nicht direkt, sondern über einen niederohmigen Widerstand an Masse liegt und herausgeführt ist. Hier kann, z. B. durchgeschaltet durch einen FET, eine Mindest-Nf-Spannung aufgeprägt werden.

Bereits fünf Exemplare dieser Schaltung wurden praktisch erprobt. Lediglich beim Einbau in Mono-Geräte ohne Zugriffsmöglichkeit vor dem Deemphasisglied mußte zum sicheren Arbeiten ein Vorverstärker vorgeschaltet werden, der auf einen 57-kHz-Schwingkreis als Arbeitswiderstand im Kollektorkreis arbeitet.

Seit über zwei Jahren arbeiten alle Decoder einwandfrei; sie erkennen einen Verkehrsfunksender bereits sicher, sobald er empfangswürdig erscheint, und weisen entgegen mancher Befürchtung trotz der einfachen Schaltung nur in extremen Ausnahmefällen Fehlschaltungen auf.

Helmut Jahn



Mit zwei Stereo-Decoder-IS läßt sich ein preiswerter ARI-Decoder für die SK- und DK-Frequenzen aufbauen. Die linke DIN-Buchse beinhaltet eine Tonband-Umschaltung, die rechte eine Durchsage-Zwangslautstärke

Reinhard Gößler

Mikrocomputergesteuerte Funkuhr im Mini-Format

2. Teil

Nachdem wir uns angesehen haben, wie die Zeitinformationen vom Sender DCF 77 auf 77,5 kHz codiert übertragen werden, wenden wir uns nun der Logik zum Decodieren zu. Das geschieht hier mit einem Mikrocomputer.

Der Mikrocomputer – das Hirn der Uhr

Zum Mikrocomputer gehört neben dem Mikroprozessor mit der DMA-Steuerung (Platine 731) der Speicher auf der Platine 741. Es ist nicht Gegenstand dieser Baubeschreibung, auf Architektur und Wirkungsweise eines Mikrocomputers einzugehen. Diesbezüglich sei z. B. auf die entsprechende Einführungsreihe in der FUNKSCHAU [13] verwiesen, anhand derer sich auch der Anfänger einarbeiten kann.

Als Zentraleinheit fungiert der preiswerte 8-bit-Mikroprozessor SC/MP II von National Semiconductor [16]. Er arbeitet mit einer Taktfrequenz von genau 1 MHz, um die Zeitabläufe exakt in 1-µs-Schritten erfassen zu können (*Bild 10*). Der Oszillator selbst befindet sich auf dem Chip, und am Anschluß 38 des Prozessors (XOUT) steht das Taktsignal im TTL-Pegel zur Verfügung. Nach dem Anlegen der Versorgungsspannung erzeugt das RC-Glied 47 µF/1 MΩ am Prozessor-Eingang NRST ein automatisches Rücksetzsignal. Wegen der großen Zeitkonstanten wird der Prozessor erst rund 10 s nach dem Einschalten aktiv; dadurch ist gewährleistet, daß sich zu diesem Zeitpunkt der Empfänger einwandfrei stabilisiert hat. Von der CPU führen die zwölf Bits des Adreßbus, die acht Bits des Datenbus und die beiden Steuersignale $\overline{R}$ ($\overline{READ}$ = Leseoperation) und $\overline{W}$ ($\overline{WRITE}$ = Schreiboperation) an die Speicherplatine. Deren Funktion soll zunächst beschrieben werden, ehe die Erläuterung des direkten Speicherzugriffs erfolgt.

Der Programmspeicher ist mit elektrisch lösch- und neuprogrammierbaren EEPROMs (*electrically erasable PROM*) bestückt, die über eine Speicherkapazität von jeweils 256 x 8 bit verfügen (*Bild 11*). In der Grundaus-

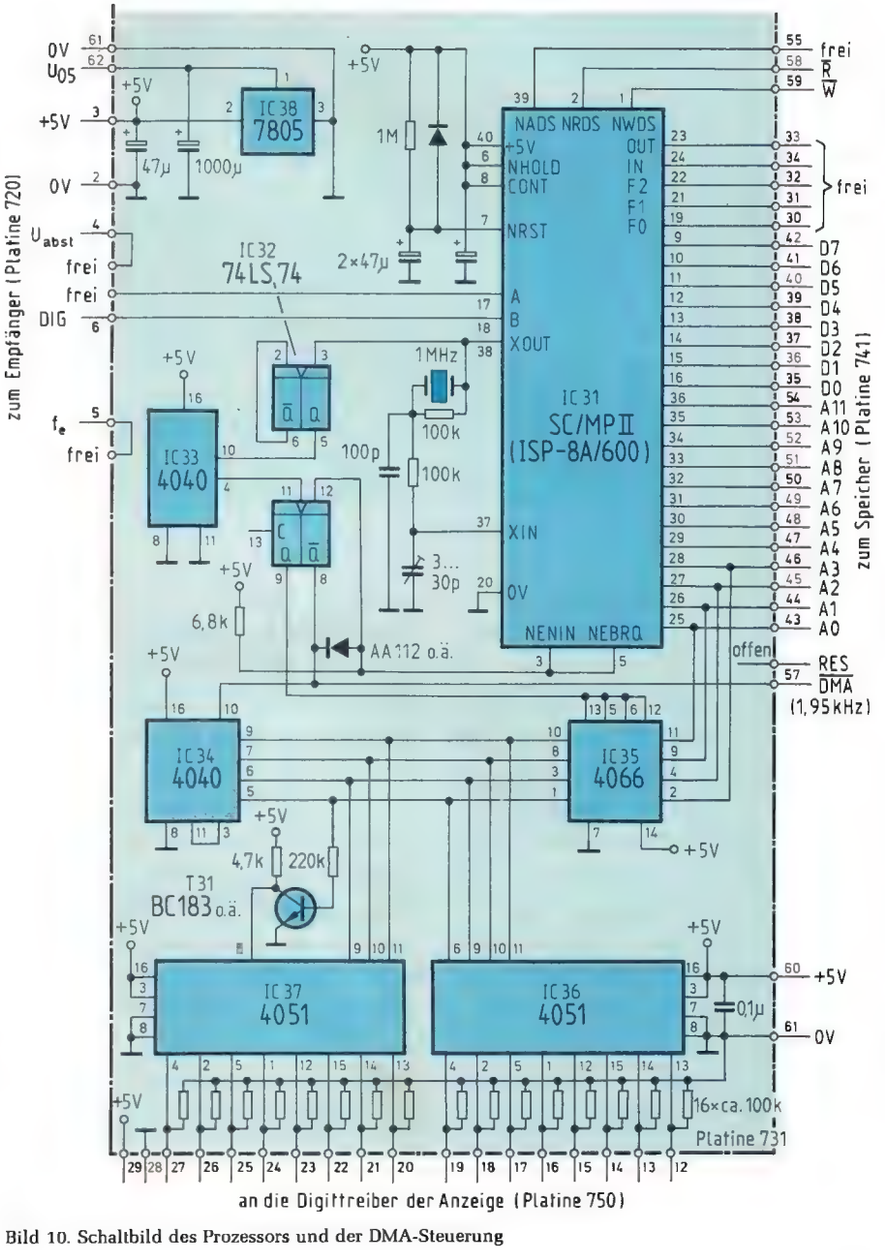


Bild 10. Schaltbild des Prozessors und der DMA-Steuerung

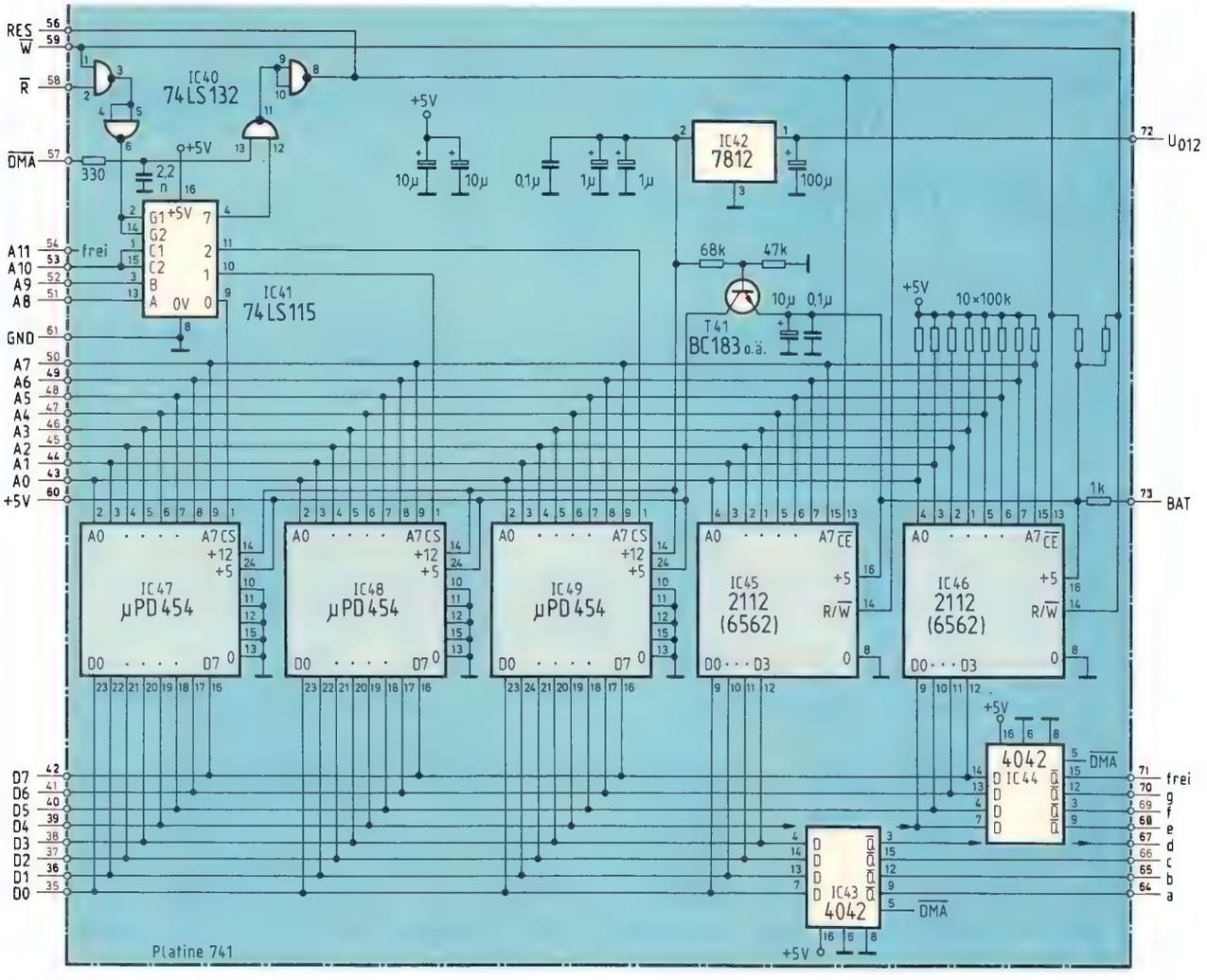


Bild 11. Schaltbild des Speichers mit Adreßdecodierung

baustufe wird nur ein PROM eingesetzt (IS 47), jedoch sind außerdem noch zwei freie PROM-Plätze vorhanden, die für Speichererweiterungen vorgesehen sind (IS 48/49); die Adreßcodierung für diese Erweiterung ist bereits auf der Platine realisiert (*Bild 12*).

Als Arbeitsspeicher finden statische RAMs mit je 256 x 4-bit-Speicherumfang Verwendung (IS 45/46). Aus Preisgründen werden im Bausatz die Typen 2112 geliefert, aber die Schaltung sieht auch den Einsatz des pinkompatiblen CMOS-Typs 6562 (Harris) vor. Dies ist insbesondere dann interessant, wenn der RAM-Inhalt bei Abschalten oder Ausfall der Versorgungsspannung gepuffert werden soll (z. B. bei eingespeicherten Weckzeiten). Aus diesem Grund liegen die RAMs nicht direkt an der 5-V-Versorgung, sondern sie werden über T 41 zugeschaltet; durch die relativ geringe Sättigungsspannung dieses Transistors liegt die RAM-Versorgungsspannung um lediglich 0,1 V unter dem 5-V-Wert. Bei Netzausfall sperrt T 41 und verhindert damit, daß sich die am Anschluß BAT angeschlossene Pufferbatterie über die restliche Schaltung entladen kann. Somit erhält in diesem Fall nur das RAM die Pufferspannung (mindestens 2,0 V beim 6562 und einem Strom, der typisch nur etwa 10 µA beträgt).

Für die Adreßdecodierung wurde ein separater Demultiplexer eingesetzt (IS 41), um die vier maximal möglichen CS-Signale (*chip select* = Bausteinanwahl) zu erzeugen. Dieser Adreßdecodierer wird über seine Eingänge G 1 und G 2 nur dann freigegeben, wenn eine Speicheroperation ausgeführt wird (*Bild 13*). Die Ausgänge 0, 1 und 2 dienen zur Anwahl der drei PROMs, während der höchste Ausgang 7 das RAM anspricht; dieser Decodierer-Ausgang ist mit dem DMA-Impuls Oder-verknüpft (IS 40), so daß das RAM beim direkten Speicherzugriff auch unmittelbar aktiviert werden kann.

Das gesamte System kommt einschließlich Empfänger mit einer einfachen Versorgungsspannung von +5 V

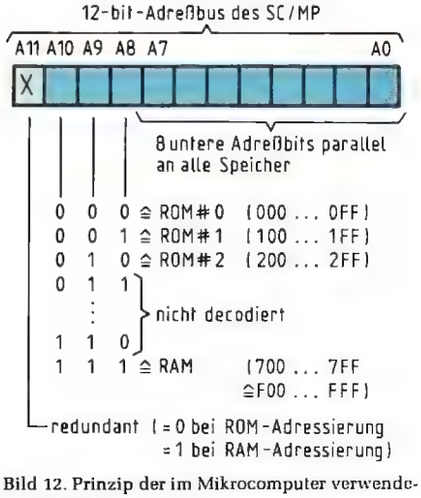


Bild 12. Prinzip der im Mikrocomputer verwendeten Adreßdecodierung

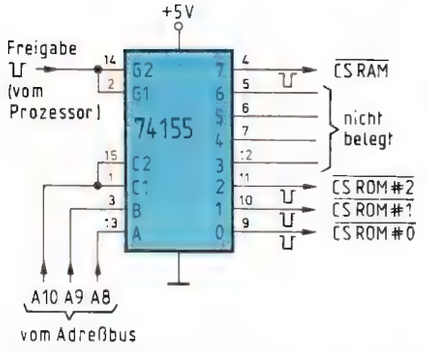


Bild 13. Arbeitsweise des IC 74155 als Adreßdecodierer (das Freigabe-Signal wird aus den CPU-Steuersignalen gewonnen)

aus; nur die verwendeten PROM-Typen benötigen eine zweite Spannungsversorgung von + 12 V. Demgegenüber besitzen diese EEPROMs als einzige des Marktes den Vorteil, sich *elektrisch* löschen und neu programmieren zu lassen. Zum Löschen des alten Speicherinhalts ist also kein Hantieren mit UV-Licht nötig, sondern es genügt das kurzzeitige Anlegen einer Gleichspannung. Ein geeignetes Lösch- und Programmiergerät läßt sich daher auch von Amateuren mit einfachen Mitteln erstellen [10]. Zur Bereitstellung der beiden Versorgungsspannungen dienen die Festspannungsregler IS 38 und IS 41, die eingangsseitig direkt vom Mikro-Netzteil gespeist werden.

Direkter Speicherzugriff

Der direkte Speicherzugriff (engl. *direct memory access* = DMA) ist eine besonders effektive Methode, auf Daten im Arbeitsspeicher zuzugreifen, ohne die Zentraleinheit nennenswert zu belasten. Sind zum Datentransport über Ein/Ausgabe-Kanäle in der Regel noch mehrere Befehle erforderlich, so genügt

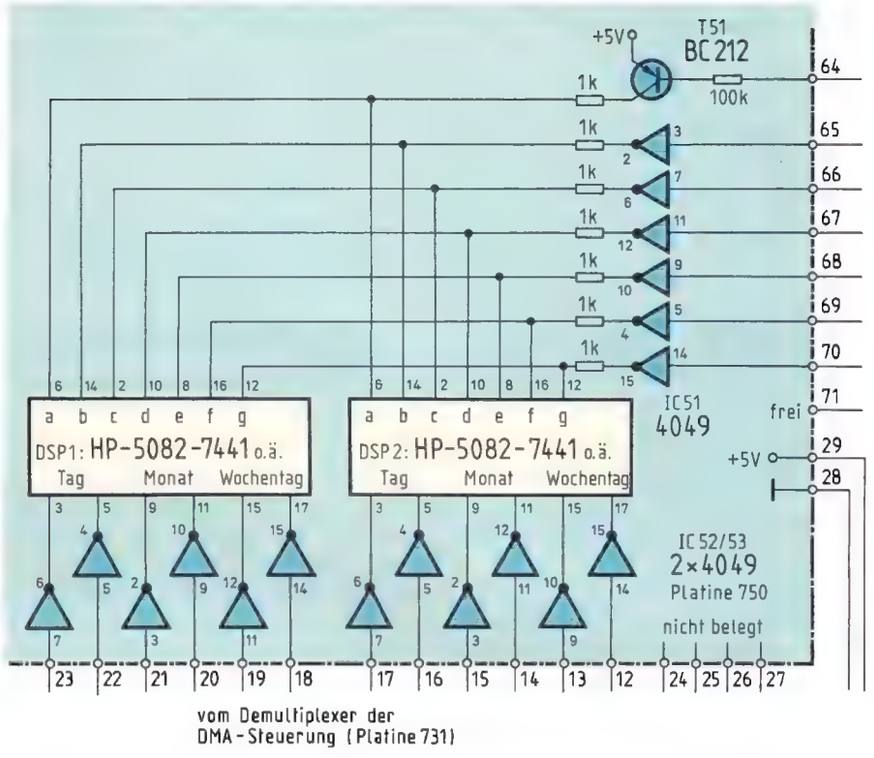


Bild 15. Schaltbild der Mini-Anzeige

im DMA-Verkehr ein Bruchteil dieser Zeit, um an die entsprechenden Daten heranzukommen. Dies wirkt sich programmtechnisch günstig aus, indem keine Ein/Ausgabe-Routinen vorzusehen sind. Hardwaremäßig entsteht allerdings ein etwas höherer Aufwand, um die DMA-Steuerung durchzuführen.

Um extern auf den Speicher zugreifen zu können, muß der Prozessor (zumindest für diese Zugriffszeit) angehalten werden, damit er den Daten- und Adreßbus für den DMA-Verkehr freigibt; dazu besitzt der Mikroprozessor SC/MP den Eingang NENIN (*enable input*), der bei H-Pegel diese Stillegung veranlaßt. An NENIN gelangt ein Rechtecksignal von 1,953 kHz; es besitzt ein symmetrisches Tastverhältnis und wird durch Teilung der 1-MHz-Taktfrequenz durch 512 (mittels IS 32/33) gewonnen. Während der H-Zeiten dieses DMA-Signals gehen Daten- und Adreßbus des SC/MP in den hochohmigen Zustand über. Pull-up-Widerstände an den Adreßeingängen des RAMs sorgen in diesem Augenblick dafür, daß die hexadezimale Adresse FF anliegt; gleichzeitig aktiviert das

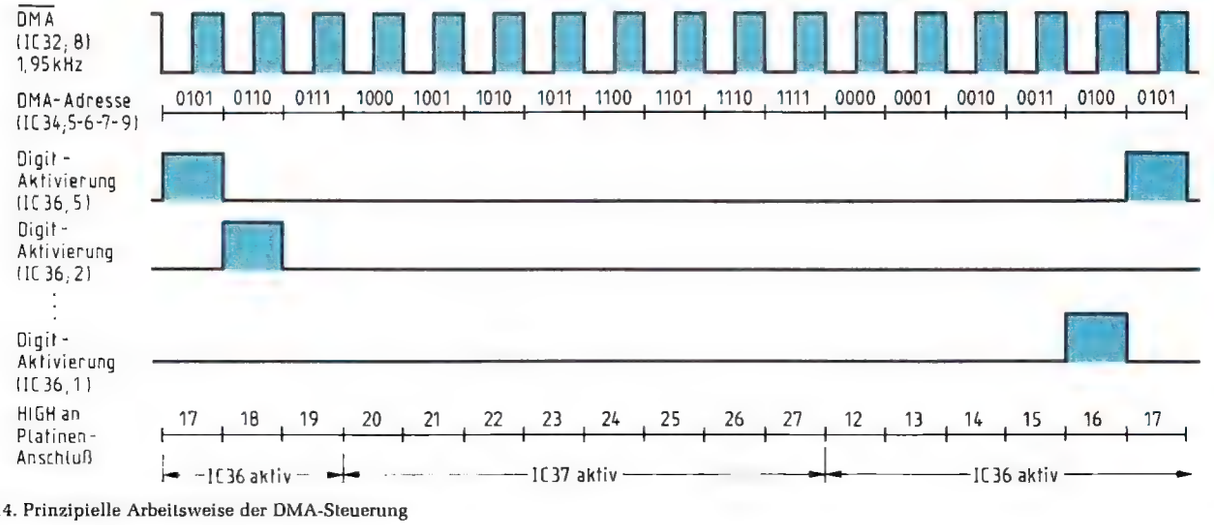


Bild 14. Prinzipielle Arbeitsweise der DMA-Steuerung

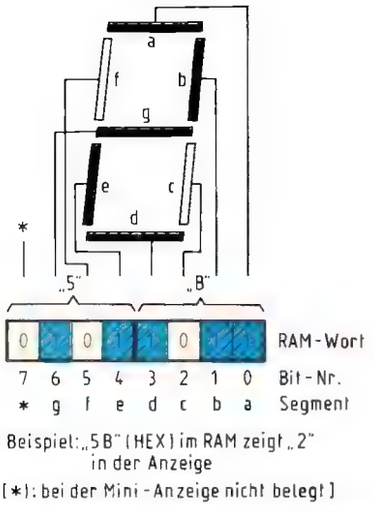


Bild 16. Hardware-Struktur der Segment-Aktivierung

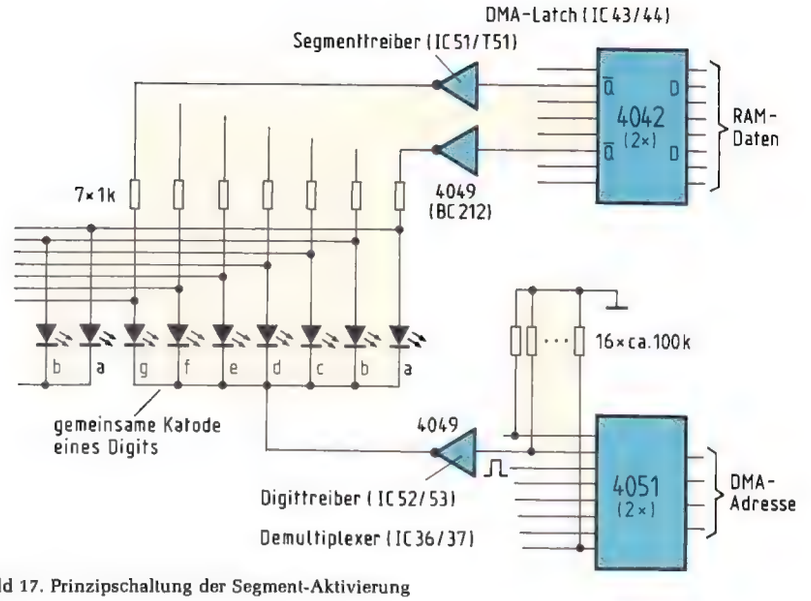


Bild 17. Prinzipschaltung der Segment-Aktivierung

$\overline{\text{DMA}}$-Signal über IS 40 das RAM und liest aus dessen oberem Bereich die Daten aus. In den obersten 16 RAM-Zellen (Adressen F0...FF) werden vom Prozessor diejenigen Informationen abgelegt, die zur Ansteuerung der Anzeige dienen. Das Auslesen dieser Daten im DMA-Verkehr geht nun folgendermaßen vor sich (*Bild 14*):

Jede negative $\overline{\text{DMA}}$-Flanke zählt den 4-bit-Binärzähler IS 34 um einen Schritt weiter, und der Zählerstand führt gleichzeitig an einen 4-bit-Schalter (IS 35) und an einen 1-aus-16-Demultiplexer, den IS 36 und IS 37 zusammen bilden. Der Transistor T 31 arbeitet lediglich als Inverter, um in Abhängigkeit vom höchstwertigen der vier DMA-Bits wechselweise IS 36 und IS 37 zu aktivieren. Entsprechend dem binären Zählerstand von IS 34 schaltet immer nur einer der 16 Ausgänge von IS 36/37 auf H; gleichzeitig gelangen die vier Zählerbits über IS 35 an die unteren vier Adreßbits des Adreßbus. Hier wirkt sich nur der L-Zustand der Zählerbits aus, indem er das betreffende Adreßbit auf 0 zieht. Bei H-Pegel eines Zählerbits ändert sich am Adreßbit nichts, weil dies, wie oben bereits beschrieben, über einen Pull-up-Widerstand schon auf 1 liegt.

Aufgrund dieser Hardware-Struktur erscheinen während des direkten Speicherzugriffs nacheinander die Adressen F0 (binärer Zählerstand 0000) bis FF (binärer Zählerstand 1111) auf dem Adreßbus, um die oberen 16-RAM-Zellen zu aktivieren und auszulesen. Synchron dazu wird über die Demultiplexer IS 36/37 diejenige Stelle der Anzeige aktiviert, deren Nummer vom Binärzähler IS 34 vorgegeben wird. Zwischen zwei DMA-Impulsen werden die aus dem RAM ausgelesenen Daten in IS 43/44 abgelegt, damit der Datenbus während der Zwischenzeit wieder für die CPU zur Verfügung steht.

Die Anzeige

Die heute verfügbaren LED-Taschenrechner-Anzeigen besitzen eine so hohe Effektivität, daß die Treiberleistung direkt von CMOS-IS bereitsgestellt werden kann. Sowohl als Digit- wie auch als Segment-Treiber fungieren die Typen 4049 (IS 51...53), die maximal einen Strom von 20 mA aufnehmen können (*Bild 15*). Bei einer Multiplex-Wiederholrate von 1 : 16 stehen damit im Mittel weniger als 200 µA pro Segment zur Verfügung, was dennoch eine brauchbare Ablesehelligkeit ergibt, sofern nicht direktes Fremdlicht die Anzeige überstrahlt.

Bei der Ansteuerung der Segmente fällt auf, daß dies nicht über einen separaten Decodierer/Treiber erfolgt. Die Segmente werden einzeln von den 8 Bits der Datenworte angesteuert, die im DMA-Buffer des RAMs abgelegt sind, und die nach dem direkten Speicherzugriff in IS 43/44 zwischengespeichert werden. Eine 1 in einem Bit des RAM-Wortes führt dabei zur Aktivierung des zugehörigen Segments, wie es in *Bild 16* schematisch dargestellt ist. Der H-Pegel wird über den $\overline{\text{Q}}$-Ausgang von IS 43/44 und die Inverter IS 51/T 51 zweimal invertiert und treibt über die 1-kΩ-Strombegrenzungswiderstände das betreffende Segment. Die Anzeige-Digits werden vom H-Zustand der Demultiplexer-Ausgänge IS 36/37 angesteuert, und zwar jeweils nur eins zur Zeit mit einer Einschaltdauer von rund 6 % (*Bild 17*).

Software

Wie bereits erwähnt, ist die Geräte konzeption so ausgelegt worden, daß ausreichender Freiraum für Programmerweiterungen vorhanden ist. Die Belegung des decodierten Adreßraums zeigt schematisch *Bild 18* (vgl. auch Bild 12). Um auf die Programmsegmente und den RAM-Buffer näher eingehen zu können, soll zuvor zusammenfassend noch einmal das Codierungsprinzip des DCF-77-Zeitzeichensignals vorgestellt werden.

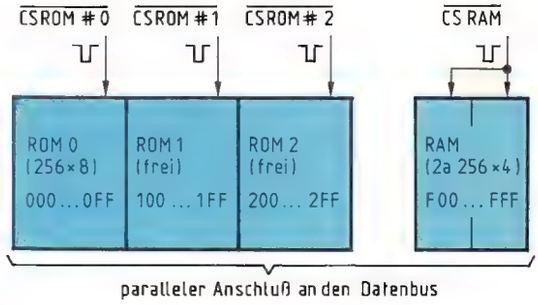


Bild 18. Schematische Belegung des decodierten Adreßraumes

Codierte Zeitinformation

Dadurch, daß bei der DCF-77-Trägerfrequenz im Sekundenrhythmus Absenkungen auftreten, wird automatisch ein Sekundentakt übertragen, den die Auswerteschaltung zum Aktivieren eines Sekundenzählers benutzen kann. Im Verlauf jeder Minute fehlt eine solche Sekundenmarke, und zwar definiert bei der 59. Sekunde. Dies ist für die Auswerteschaltung das Kennzeichen dafür, daß mit der nächstfolgenden Sekundenmarke eine neue Minute beginnt. Ausgehend von diesem definierten Startzeitpunkt kann jeder folgenden Sekundenmarke eine eindeutige Zuordnung zugewiesen werden, um aus der binären Aufeinanderfolge von L- und H-Zuständen die komplette Zeitinformation decodieren zu können. Die Information, ob eine Sekundenmarke in dieser Folge als 0- oder 1-Bit zu werten ist, geht aus der Dauer der Trägerabsenkung hervor: Bei 0,1-s-Marken handelt es sich um ein L-Bit, während die Marken von 0,2-s-Dauer ein H-Bit kennzeichnen. Die jeweiligen Ziffern werden im BCD-Code übertragen. *(Fortsetzung folgt)*

Schaltungskniff

Equalizer mit wenig Aufwand

Normalerweise werden Equalizer mit aktiven Filtern kleiner Bandbreite realisiert, die ausgangsseitig durch einen Summierverstärker zusammengefaßt werden. Dies bedingt ein relativen hohen Aufwand an engtolerierten Bauelementen zur Festlegung der Filtergüte.

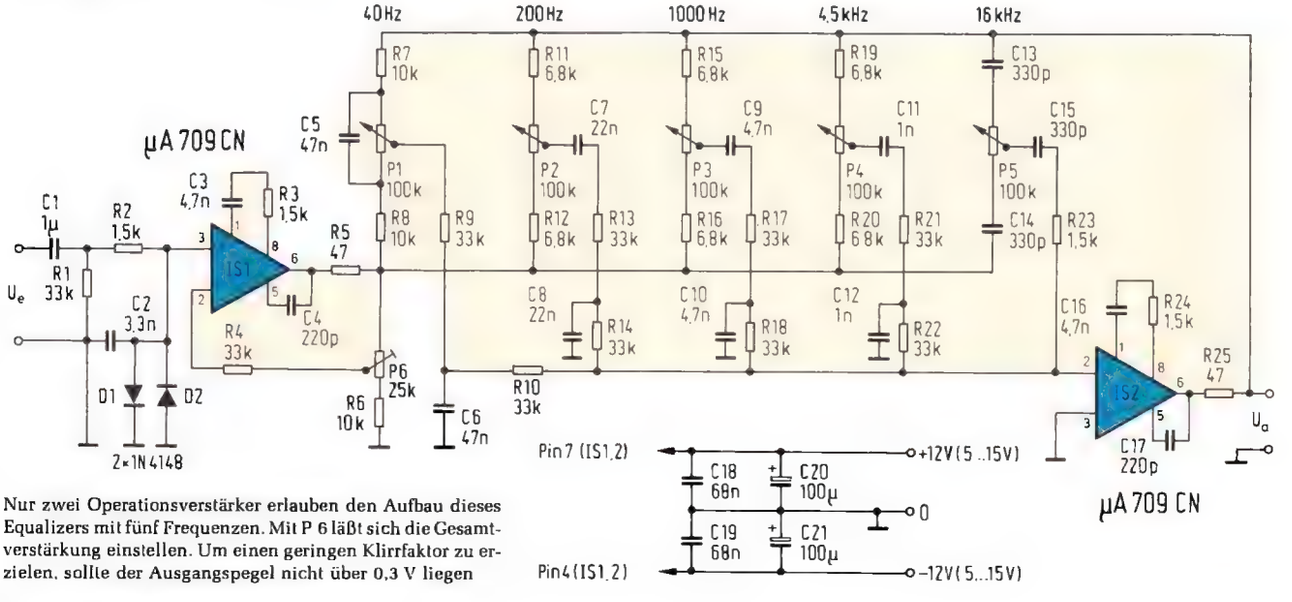
Die hier vorgestellte Schaltung (*Bild*) kombiniert einen gewöhnlichen aktiven Klangregler mit drei Einstellern zur selektiven Klangbeeinflussung. Die Dimensionierung der Einsteller für Höhen und Tiefen wurde so vorgenommen, daß die Einsatzfrequenzen bei 12 kHz bzw. 60 Hz liegen. Diese Regler haben somit für den Bereich von 200 Hz bis 5 kHz einen vernachlässigbaren Einfluß. Damit der Stellbereich für Höhen und Tiefen noch ausreicht, sind diese Regler für eine Steilheit von 12 dB/Oktave dimensioniert. Damit die Schaltung bei hohen Frequenzen trotzdem stabil bleibt, begrenzt R 23 den Frequenzbereich auf 25 kHz.

Um den Reglern in einem aktiven Klangregler selektive Eigenschaften zu verleihen, müssen Hoch- und Tiefpaß durch Bandpässe ersetzt werden. Normalerweise sind jedoch passive Bandpässe sehr empfindlich, wenn die Eingangs- und Ausgangsbelastungen nicht eingehalten werden. Die hier eingesetzten Wien-Glieder verlangen: Quellwiderstand Null und Abschlußwiderstand unendlich. Die erste Forderung wird dadurch erfüllt, daß der Einsteller voll in die Gegenkopplung einbezogen ist und der scheinbare Quellwiderstand am Schleifer des Einstellers dadurch sehr klein wird. Die zweite Forderung wird durch das Auskoppeln des Signals am Fußpunkt des Filters erfüllt. Eigentlich müßten die Widerstände R 14, R 18 und R 22 an Masse liegen, das Signal müßte hochohmig z. B. an der Verbindung R 13, R 14 und C 8 ausgekoppelt werden. Stattdessen wird der Strom durch diese Widerstände direkt in den invertierenden Eingang von IS 2 eingekoppelt, der einen scheinbaren Masseanschluß darstellt.

Durch diese guten Filterabschlußbedingungen ist der Frequenzgang der Equalizerkennlinien trotz Verwendung nur passiver Filter gut. Die Kennfrequenzen stimmen gut mit den berechneten überein. Anhebung oder Absenkung betragen je ± 15 dB bei 40, 200, 1000, 4500 und 16 000 Hz. An die Genauigkeit der Bauelemente werden nur geringe Anforderungen gestellt (± 10%). Große Toleranzen verschlechtern nur die Filterkennlinien, haben aber keinerlei Einfluß auf die Stabilität der Schaltung.

Der vorgeschaltete Impedanzwandler ist zur Ansteuerung des eigentlichen Equalizers mit niedrigem Innenwiderstand erforderlich. Er kann jedoch entfallen, wenn eine genügend niederohmige Quelle zur Verfügung steht.

Dipl.-Ing. Volker Leipold



Nur zwei Operationsverstärker erlauben den Aufbau dieses Equalizers mit fünf Frequenzen. Mit P 6 läßt sich die Gesamtverstärkung einstellen. Um einen geringen Klirrfaktor zu erzielen, sollte der Ausgangspegel nicht über 0,3 V liegen

Schaltungskniffe

Tastenentprellung – ganz einfach

Die hier wiedergegebene Schaltungsidee ist aus der Notwendigkeit entstanden, in einer Logikschaltung ohne besonderen Aufwand einen prellfreien Tasten-Umschalter für ein Flipflop zu realisieren.

Dieses Problem ließe sich z. B. mit einem aus zwei NAND-Gattern aufgebauten RS-Flipflop und einem Tasten-Umschaltkontakt lösen; doch hätte dies eine zusätzliche IS bedeutet. Da andererseits aber noch ein „halbes" 7473 frei war, wurde eine andere Möglichkeit gewählt.

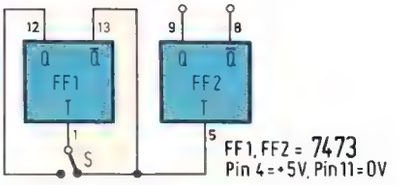


Bild 1. Prellfreier Umschalter mit einem Master-Slave-Flipflop (FF 1), um FF 2 definiert zu takten

Dazu muß erst einmal nach einer Möglichkeit gesucht werden, aus einem Master-Slave-Flipflop ein für diesen Zweck geeignetes RS-Flipflop zu machen. Die Lösung (*Bild 1*) ist verblüffend einfach. In unserem Beispiel dient FF1 als prellfreier Schalter, um FF2 zu takten.

Soll FF2 außerdem auch von einem anderen Logiksignal angesteuert werden können oder will man mit einem Logikpegel die Bedienungsmöglichkeit unterbrechen, so

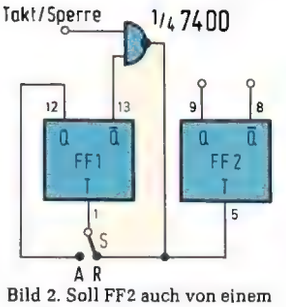


Bild 2. Soll FF2 auch von einem Logikpegel angesteuert werden können, so ist noch ein NAND-Gatter einzufügen. Der Umschalter muß dann seine Ruhestellung in R haben

braucht nur zwischen FF1 und FF2 ein NAND-Gatter eingefügt zu werden. Die Ruhestellung des Umschalters ist so zu wählen, daß der am NAND-Gatter liegende Ausgang von FF1 normalerweise auf log. 1 liegt, um FF2 auch über den freien NAND-Eingang takten zu können.

H.-J. Andree

Leitungsprüfer mit Komparatoreffekt

Der hier gezeigte Leitungsprüfer eignet sich hervorragend für Verdrahtungs- und Leiterbahnprüfungen aller Art. Er besteht aus einem Komparator, der seine Referenzspannung von einer Z-Diode bezieht. Dieser schaltet je nach Wert von R_x und der Stellung des Trimmers P die LED D2 durch. Die Z-Diode D3 wurde zur LED in Reihe geschaltet, da der als Komparator geschaltete 741 bei Zustand Low am Ausgang nicht ganz auf Null schaltet (Restspannung ca. 2V). Mit dem Widerstand R2 kompensiert man den Eigenstromverbrauch der Schaltung, d. h.: bei Zustand Low am Komparatorausgang stellt sich ungefähr der gleiche Stromverbrauch ein wie bei Zustand High. Ohne diesen „Kniff" würde bei der Schaltwelle von L nach H ein Stromanstieg stattfinden, der seinerseits die Betriebsspannung am Spannungsteiler P sinken lassen würde. Folge: Der Komparator hätte keinen Triggereffekt mehr.

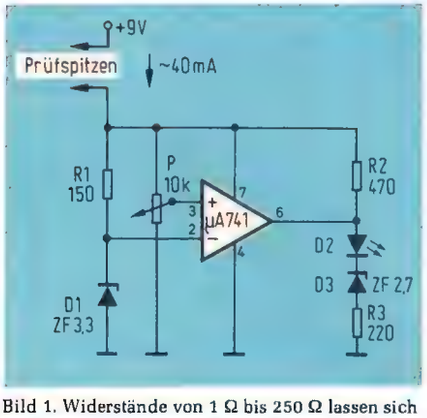


Bild 1. Widerstände von 1 Ω bis 250 Ω lassen sich mit dieser Schaltung von einem Kurzschluß unterscheiden

Mit dieser Schaltungsausführung kann die Schaltwelle so eingestellt werden, daß man Widerstände von 1...250 Ω von einem Kurzschluß unterscheiden kann. Die entsprechende Eichung ist am Trimmer P vorzunehmen (*Bild 1*). Die kleine Platine (*Bild 2*) kann mit ihrer Bestückung leicht als Prüfspitze ausgeführt werden. Da die Schaltung mit einem Prüfstrom von ca. 40 mA arbeitet, gehen Kondensatoren, die evtl. parallel zur Leitung liegen, nicht mit in die Messung ein. Wenn man allerdings auf diesen Vorteil verzichtet und ein hochohmiges Instrument zur Anzeige verwendet, kann die Schaltung mit wesentlich weniger Strom auskommen (R1, R2, R3 müssen dann entsprechend geändert werden).

Thomas Sinn

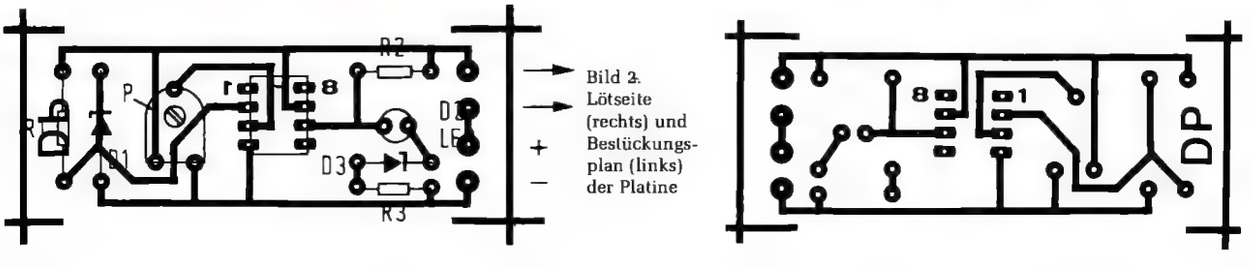


Bild 2. Lötseite (rechts) und Bestückungsplan (links) der Platine

Reinhard Gößler

Mikrocomputergesteuerte Funkuhr im Mini-Format

3. Teil

Um Schwierigkeiten beim Aufbau und der Inbetriebnahme weitgehend zu vermeiden, gibt der Autor in diesem dritten Teil Hinweise für den Nachbau der Funkuhr.

Wie aus der *Tabelle 1* hervorgeht, sind die Sekundenmarken 0...20 ohne Informationsgehalt für die Zeitinformation. Während der Sekunden 28, 35 und 58 wird ein Prüfbit übertragen, das die vorhergehende Information auf gerade Parität ergänzt (gerade Anzahl von High-Zuständen). Dies geschieht zur Sicherung der Information, um mögliche Übertragungsfehler zu erkennen. In der Grundbestückung der Mini-Funkuhr werden diese Prüfbits nicht ausgewertet.

Auswerteprinzip

Entsprechend den geschilderten Zusammenhängen setzt sich die Aufgabenstellung für den Mikrocomputer aus prinzipiell drei Teilen zusammen:

1. Erkennen der negativen Flanke von DIG (Beginn einer Sekundenmarke)
2. Auswerten der Sekundenmarken (0- oder 1-Bit) und Weiterverarbeitung der eingelesenen Bits
3. Erkennen des Synchronisationszeitpunktes bei der Sekunde Null (Minutensprung nach Ausbleiben der 59. Sekundenmarke)

Anders ausgedrückt kann man die Aufgabenstellung auch so formulieren, daß der Mikrocomputer immer „nur" diejenigen Segmente der Anzeige zu aktivieren braucht, aus denen wir die richtige Zeit ablesen können. Die Aktivierung der Segmente erfolgt durch Laden von 1-Zuständen in denjenigen RAM-Bereich, dessen Inhalt im direkten Speicherzugriff ausgelesen wird, um die Anzeige unmittelbar anzusteuern (vgl. auch Abschnitt „Direkter Speicherzugriff"). Und das Laden des DMA-Buffers ist Aufgabe des unter 2. gekennzeichneten Programmblocks „Auswertung und Weiterverarbeitung".

Die beim Einlesen gesammelte Information gelangt, bereits nach BCD-Digits sortiert, in einen eigenen RAM-Bereich, den sogenannten Empfangs-Buffer EMPBF (*Tabelle 2*). Da wegen der gewählten Hardware-Struktur (fehlender Decodierer, vgl. Abschnitt „Anzeige") die BCD-Information nicht direkt zur Ansteuerung der Anzeige verwendet werden kann, muß zuvor eine Umsetzung vom BCD- in den Siebensegmentcode erfolgen (*Tabelle 3*). Diese Information steht dann in demjenigen RAM-Bereich, der beim direkten Speicherzugriff ausgelesen wird (DMA-Buffer DMABF). Obwohl die DMA-Steuerung wegen des 4-bit-Adreßzählers insgesamt 16 RAM-Zellen anspricht und ausliest, erscheinen nur die Inhalte der ersten 12 Zellen in der Anzeige. Die restlichen vier DMA-Worte werden zwar ausgelesen, was aber ohne jede Wirkung bleibt, weil die Informationen nirgendwo weiterverarbeitet werden. Daher können diese Speicherstellen ohne weiteres zum Ablegen anderweitig benötigter Daten dienen.

Zur Verwaltung der beiden Buffer wird je ein Adreßzeiger (*buffer pointer*) eingesetzt (BUFPT für den Empfangsbuffer und DMAPT für den DMA-Buffer; Ablage: Adresse FDE bzw. FDF). Diese Pointer geben an, auf welche Speicherstelle innerhalb des Buffers zugegriffen werden soll, wenn das Programm beispielsweise ein BCD-Digit zusammengesetzt hat und dies ablegen soll.

Eine weitere Speicherzelle arbeitet als Sekundenzähler SEKZ, der mit jeder negativen Flanke von DIG um Eins weitergezählt und beim Minutensprung gelöscht wird. SEKZ hält damit immer die Nummer der aktuellen Sekunde, und gemäß dem in Tabelle 1 dargestellten Zusammenhang „weiß" das Programm damit, wie es das gerade eingelesenen Bit weiterverarbeiten soll.

Die RAM-Zelle SR (Adresse FDC) arbeitet als Schieberegister, das die seriell eingehende Information aufnimmt und diese parallel in BCD-Digits umsetzt. Nach Komplettierung der einzelnen Digits wird der SR-Inhalt als BCD-Ziffer im Empfangsbuffer abgelegt, wobei der Buffer-Pointer die zugehörige Speicherstelle im Buffer angibt.

Eine weitere Zelle im RAM arbeitet als Zähler, und zwar zur Erkennung der fehlenden 59. Sekundenmarke; hierfür wird die Speicherstelle FDD als Fensterzähler FENZ eingesetzt, der mit jedem neuen Sekundenimpuls auf Null gesetzt wird. Dazwischen zählt das Programm die Speicherstelle FENZ kontinuierlich hoch und erkennt am Zählerstand, ob das Nullsetzen zwischendurch erfolgt oder einmal ausgeblieben ist. In diesem Fall muß der fehlende 59. Sekundenimpuls ergänzt werden, und mit der nächsten Sekundenmarke beginnt dann eine neue Minute (Nullsetzen von SEKZ).

Programmstruktur

Es würde den Rahmen dieser Baubeschreibung sprengen, das gesamte und mit Kommentar versehene Programm hier abzudrucken. Stattdessen sind in *Tabelle 4* die einzelnen Programmteile und ihre Aufgaben zusammengestellt. Weitergehende Programmdetails sind in [10] zu finden, und bezüglich eigener Programmerweiterung sei auf [16] und [17] verwiesen; dort sind sämtliche für die Programmierung erforderlichen Einzelheiten übersichtlich zusammengefaßt. Es soll hier allerdings auf keinen Fall der Eindruck erweckt werden, als ließen sich mit dieser Lektüre Programmerweiterungen quasi mit der linken Hand erledigen. Ganz im Gegenteil:

Die Erstellung und das Austesten eines Programms ist eine sehr zeitintensive Arbeit, die auch vom Fachmann einen hohen Aufwand erfordert. Es ist aus diesem Grunde müßig darauf hinzuweisen, daß weder Redaktion noch Autor zeitlich dazu in der Lage sind, speziellen Wünschen hinsichtlich etwaiger Modifikationen des existierenden Programms nachzukommen.

Tabelle 1: Zuordnung der einzelnen Sekundenbits zur Datums- und Zeitinformation

Sek.-Nr.	Wert	Information	Beispiel	
21	1		0	
22	2	Einer	1	2
23	4		0	
24	8		0	
		Minuten		
25	1		1	
26	2	Zehner	0	5
27	4		1	
28	–	Prüfbit P1	1	–
29	1		1	
30	2		1	
31	4	Einer	0	3
32	8		0	
		Stunden		
33	1	Zehner	0	2
34	2		1	
35	–	Prüfbit P2	1	–
36	1		0	
37	2		0	
38	4	Einer	0	0
39	8		0	
		Kalendertag		
40	1	Zehner	1	1
41	2		0	
42	1		1	
43	2	Wochentag	0	1
44	4		0	
45	1		1	
46	2		1	
47	4	Einer	1	7
48	8		0	
		Kalendermonat		
49	1	Zehner	0	0
50	1		0	
51	2		0	
52	4	Einer	0	8
53	8		1	
		Kalenderjahr		
54	1		1	
55	2	Zehner	1	7
56	4		1	
57	8		0	
58	–	Prüfbit P3	1	–

Beispiel: Montag, 10. 07. 78, 23.52 Uhr

Hinweise für den Nachbau

Auch eine ausgeklügelte Baubeschreibung soll in keiner Phase darüber hinwegtäuschen, daß es sich bei dem hier vorgestellten Gerät um eine hochkomplexe Schaltung handelt, die den Rahmen von Hau-Ruck-Bausätzen für den Anfänger weit übersteigt. Es sollte sich deshalb nur der an den Nachbau wagen, der über einige praktische Erfahrungen im Umgang mit der Elektronik verfügt. Es ist selbstverständlich, daß die Lötstellen nur im 2,54-mm-Raster auseinanderliegen und auch Leiterbahnen zwischen den IS-Beinchen hindurchlaufen. Wer da mit dem Dachdecker-Lötkolben zu Werke geht (die traurige Erfahrung zeigt, daß es so etwas gibt!), kann die Platinen auch gleich wegschmeißen. Bereits feinste Lötbrücken zwischen zwei Leiterbahnen führen zum Ausfall der Schaltung, und wegen der ineinander verschachtelten Zeitabläufe beim Mikrocomputer ist die Fehlersuche ohne Laborhilfsmittel ziemlich aussichtslos.

Andererseits soll hier auch nicht der Eindruck entstehen, als stündem einem Nachbau unüberwindliche Schwierigkeiten entgegen. Im Gegenteil: Wer alles richtig zusammenlötet und dabei

Tabelle 2: Belegung des RAMs (RAM-Map)

Adr.	Belegung	
FFF		
FFE		nicht
FFD		belegt
FFC		
FFB	Kalendertag (Zehner)	
FFA	Kalendertag (Einer)	
FF9	Monat (Zehner)	
FF8	Monat (Einer)	
FF7	Wochentag	DMA-
FF6	Blank	Buffer
FF5	Stunden (Zehner)	DMABF
FF4	Stunden (Einer)	
FF3	Minuten (Zehner)	
FF2	Minuten (Einer)	
FF1	Sekunden (Zehner)	
FF0	Sekunden (Einer)	
FEF	Empfangsschieberegister SR	
FEE		nicht
		belegt
FE0		
FDF	DMA-Pointer DMAPT	
FDE	Buffer-Pointer BUFPT	
FDD	Fensterzähler FENZ	
FDC	Sekundenzähler SEKZ	
FDB	Kalendertag (Zehner)	
FDA	Kalendertag (Einer)	
FD9	Monat (Zehner)	
FD8	Monat (Einer)	Empfangs-
FD7	Wochentag	Buffer
FD6	Leerstelle	EMPBF
FD5	Stunden (Zehner)	
FD4	Stunden (Einer)	
FD3	Minuten (Zehner)	
FD2	Minuten (Einer)	
FD1		nicht
FD0		belegt

keine IS „zerschießt" wird sein Gerät auf Anhieb funktionieren sehen. Natürlich geben wir im Anschluß an diese Bauanleitung noch detaillierte Hinweise für die Inbetriebnahme und Fehlersuche. Und in aussichtslosen Fällen ist die Hamburger Vertriebszentrale für die FUNKSCHAU-Mini-Bausätze bereit, Hilfestellung zu geben. Dies geschieht dann selbstverständlich gegen Berechnung, aber bei erhöhtem Reparaturaufwand ergeht zunächst ein Kostenvoranschlag.

Vor dem Zusammenbau sei noch einmal darauf hingewiesen, daß man die verwendeten IS bereits durch die statische Aufladung des menschlichen Körpers zerstören kann. Wenn Sie IS-Beinchen anfassen, sollten Sie deshalb zuvor jede Aufladung ableiten, indem Sie Nullpotential anfassen (Schutzleiter der Schukodose, aber bitte auch nur den!). Bedenken Sie, daß einem hier ein Mehraufwand an Vorsicht stunden- und tagelanges Fehlersuchen ersparen kann; denn mit dem „Zappelmax" oder Logikprüfstift kommt man bei der Fehlersuche am Mikrocomputer nicht mehr weiter!

Sämtliche Bestückungspläne sind mit Draufsicht auf die Bauteilseite gezeichnet; mit Ausnahme der Platine 710 (aktive Antenne) ist das diejenige Leiterplattenseite, auf der die Typennummer steht.

Empfänger

Vor der eigentlichen Bestückung muß zunächst die einzige Spule gewikkelt werden (L 1), die die Induktivität des Eingangskreises bildet. Diese Arbeit ist völlig unproblematisch und außerdem unkritisch; auf ein Papp- oder Papierröhrchen, das sich auf dem Ferritstab verschieben läßt, werden ungefähr 300 Windungen Kupferlackdraht (ca. 0,2 mm Durchmesser) aufgebracht. Noch besser eignet sich – falls vorhanden – ein überzähliger Spulenkörper, der diese Wicklung aufnehmen kann. Die losen Drahtenden werden etwa 75 mm lang verdrillt und an den Enden verzinnt, und schon ist die Arbeit des Spulenwickelns abgeschlossen.

Nach dem Bestücken der aktiven Antenne (Platine 710; *Bild 19*) wird die Antennenspule mit den durch 10 und 11 gekennzeichneten Lötpunkten verbunden (*Bild 20*). In dieser Form findet die gesamte Antennenanordnung Platz in einem Rohr von ca. 18 mm Innendurchmesser (*Bild 21*). Im Augenblick soll diese Montage noch nicht erfolgen, weil erst noch der Abgleich vorgenommen werden muß.

Beim Einsetzen der Bauteile in den Empfangsteil (Platine 720; *Bild 22*) ist auf richtige Polung und richten Einsatz der Transistoren zu achten. Die Quarzanschlüsse dürfen auf keinen Fall umgebogen werden, sondern es sind Drahtverbindungen zwischen Leiterplatte und den Quarzbeinen herzustellen. Außerdem muß der Haltebügel für den Quarz eingesetzt und mit dem Quarzgehäuse selbst verlötet werden. Insgesamt ist eine Bauhöhe von 10 mm einzuhalten, wenn die Gesamtschaltung im Mini-Gehäuse Platz finden soll (*Bild 23*).

Die Anschlüsse 1 und 7 an den Platinen 710 und 720 sind nun über ein Koaxialkabel miteinander zu verbinden,

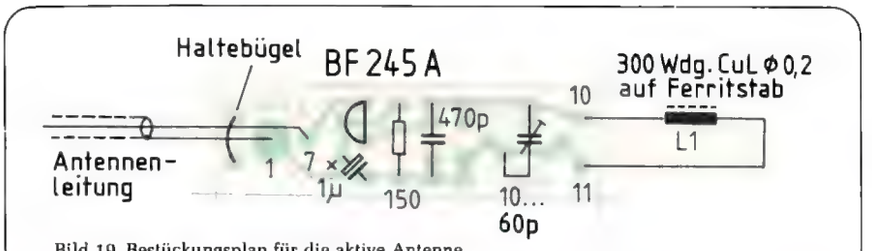


Bild 19. Bestückungsplan für die aktive Antenne

Tabelle 3: Umsetztabelle „SYMBL" in den Siebensegment-Code (vgl. Bild 16)

0F5	3F	Null
0F6	06	Eins
0F7	5B	Zwei
0F8	4F	Drei
0F9	66	Vier
0FA	6D	Fünf
0FB	7D	Sechs
0FC	07	Sieben
0FD	7F	Acht
0FE	6F	Neun
0FF	00	Blank

Tabelle 4: Programmteile der Software-Grundversion

000...01B	INIT Initialisierung: Pointer setzen, SEKZ löschen, BUFPT löschen, Blank in Wochentag-Leerstelle (FF6)
01C...029	NBFLK negative Flanke an Eingang B abwarten
02A...02D	ANZEI Aufbereitung der Information für die Anzeige; ruft SUB SEKAZ auf
02E...03B	EINLS liest Information ein und verarbeitet sie gemäß der Sekunden-Nummer (FDC) weiter
03C...05F	ZALSK zählt die Sekunden einschließlich Übertrag weiter
060...06A	WOTAG erniedrigt BUFPT um 5
06B...075	KALTG erhöht BUFPT um 4
076...079	STPZL hält Sekundenzähler bis zum Minutensprung an
07A...08C	EINSR Formatiert SR und schreibt es in den DMABF ein
08D...0A9	FENST erkennt fehlende Sekundenmarke 59 und fügt Zählimpulse ein
0AA...0B1	SEK59 ruft SUB SEKAZ auf und springt zum Anfang
0B2...0D8	BUFAZ überschreibt EMPBF nach DMABF
0B7...0D8	SEKAZ überschreibt die Sekunden-Information in den DMABF
0D9...0F4	SPTAB Sprungtabelle für EINLS
0F5...0FF	SYMBL Symboltabelle für Siebensegmentanzeige

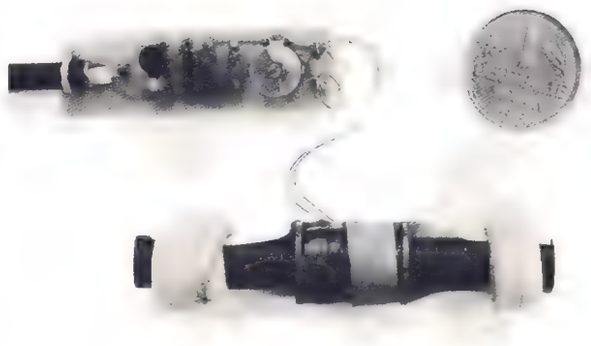


Bild 20.
Anordnung der Platine 710 mit dem Ferritstab als Peilantenne

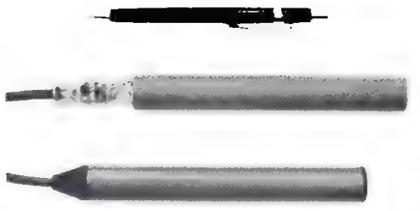
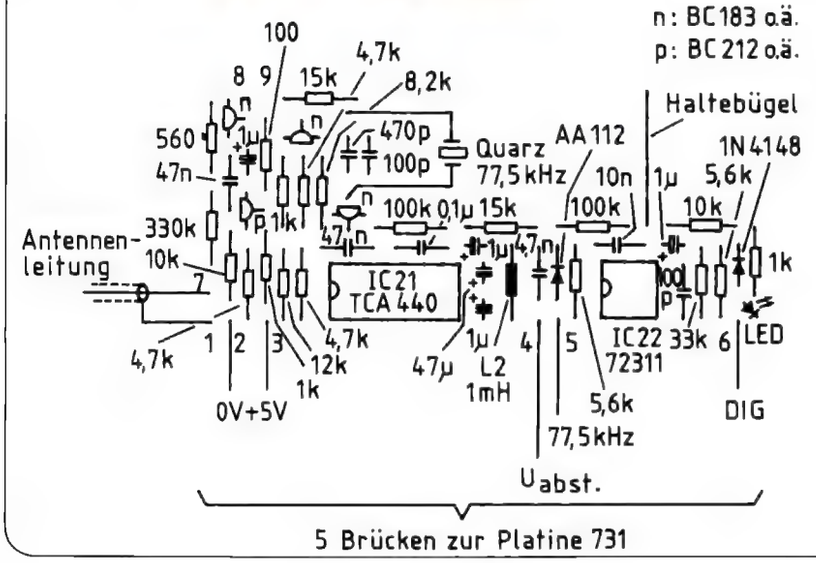


Bild 21. Die aktive Antenne läßt sich vollständig in einem Plastikrohr unterbringen, um gegebenenfalls auch draußen untergebracht zu werden



◀ Bild 22.
Bestückungsplan für den Empfänger

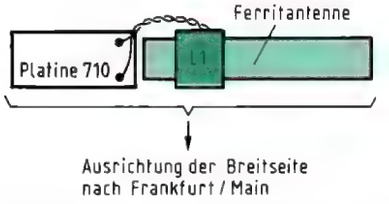


Bild 24. Zur richtigen Ausrichtung muß die Breitseite des Ferritstabes in Richtung Frankfurt/Main zeigen

und an den Punkten 2 und 3 soll die Versorgungsspannung von +5 V eingespeist werden (Plus an 3). Zum Abgleich des Eingangskreises ist ein Oszillograf sehr hilfreich, doch nicht unbedingt erforderlich; in diesem Fall muß man (mit etwas Geduld) die Leuchtdiode am Komparator-Ausgang beobachten.

Den Oszillografen schließt man an der Demodulatorspule L 2 an. In jedem Fall ist bereits jetzt, ohne erfolgten Abgleich, ein 77,5-kHz-Sinussignal zu sehen, was von dem das Quarzfilter passierenden Rauschen herrührt. Der Ferritstab muß nun mit seiner Breitseite in Richtung des Senders (Frankfurt am Main) gebracht werden, und er muß dabei mindestens 30...50 cm vom Empfänger entfernt liegen, um Rückkopplungen zu vermeiden (*Bild 24*).

Durch Verschieben der Antennenspule ist nun das 77,5-kHz-Empfangssignal einzustellen, was sofort an den charakteristischen Trägerabsenkungen im Sekundentakt erkennbar ist. Durch iterativen Abgleich von Antennenspule L 1 und Schwingkreis-Kapazität C 1 findet man das Maximum, was je nach Empfangslage einen Pegel von 400...700 mV_{ss} an L 2 ergibt. Der Abgleich ist damit beendet, und die Leuchtdiode rechts unten auf der Platine muß im Sekundenrhythmus aufblinken. Erst wenn dies der Fall ist, hat es Zweck weiterzumachen. Es ist völlig sinnlos darauf zu hoffen, daß später alles funktioniert, wenn nicht einmal der Empfänger in der beschriebenen Weise arbeitet.

Ohne einen Oszillografen ist man nur auf das Verhalten der Leuchtdiode angewiesen. Man muß beim Verschieben der Spule dann mit sehr viel Geduld zu Werke gehen, weil die Reaktion an der Leuchtdiode erst mit einigen Sekunden Verzögerung zu beobachten ist.

Achten Sie darauf, daß Sie tatsächlich auch auf den Sender DCF 77 abgestimmt haben, was Sie am Aufblinken der Leuchtdiode während *jeder* Sekunde erkennen können (bis auf einen Aussetzer pro Minute). Besonders im Küstenbereich der Nord- und Ostsee kann man sich leicht das Signal einer Bake „einfangen", das sich aber niemals kontinuierlich jede Sekunde wiederholt.

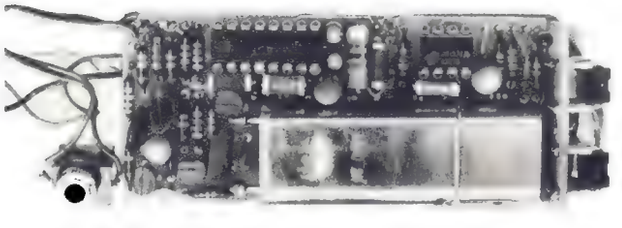


Bild 23.
Ansicht des fertig bestückten Empfängers

(Fortsetzung folgt)

AIM-65-Erweiterungsplatine für Funkamateure

Mit einer einfachen Zusatzschaltung (*Bild 1*) und der notwendigen Software (s. letztes und dieses Heft der FUNKSCHAU) können Besitzer des Mikrocomputers AIM-65 auf eine sehr komfortable Weise funkfernschreiben und – wie später noch beschrieben werden wird – Telegrafie per Tastatur senden. Die in *Bild 2* abgedruckte Platine enthält auch Steckanschlüsse, die für den Anschluß weiterer externer Geräte wie Kassettenrecorder oder Teletype bestimmt sind. Auf diese Weise können die Verbindungen ohne Lötarbeiten getrennt werden, und es entsteht kein „Kabelverhau".

Die Platine wird nach der Bestückung (*Bild 3*) mit den unteren 22 Anschlüssen des AIM-Application-Connector (A...Z) verbunden. Die Ports PA 0 und PB 7 sowie der Masseanschluß müssen getrennt noch mit der Platine verbunden werden, sie liegen auf der Oberseite des AIM-Steckverbinders. Die Schaltung des Fernschreib-Empfangskonverters entspricht derjenigen aus FUNKSCHAU 1979, Heft 9, und eignet sich auch für den Empfang von Morsezeichen – eine entsprechende Software wird noch vorgestellt.

Der PTT-Anschluß des Senders wird hier mit einer Art VOX gesteuert; wenn der AIM-65 ein FSK-Signal an PB 7 ge-

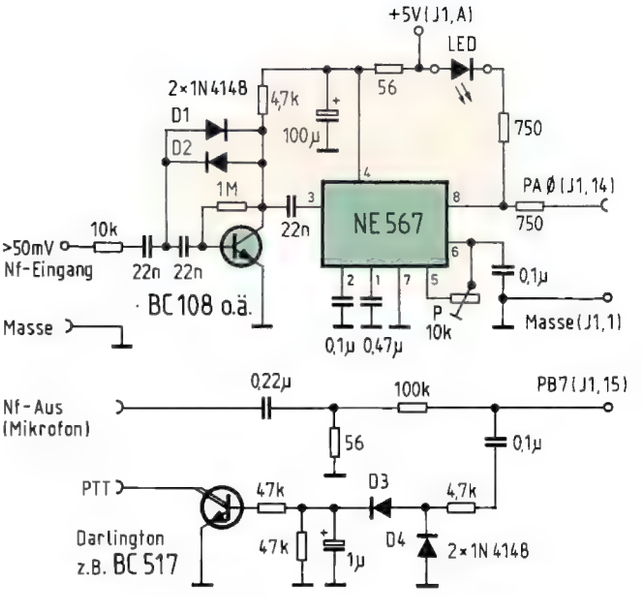


Bild 1. ▶ Schaltbild der Erweiterungsplatine. Sie enthält einen PLL-Funkfernschreib-Konverter und eine Logik zum Steuern eines Senders über die PTT-Leitung

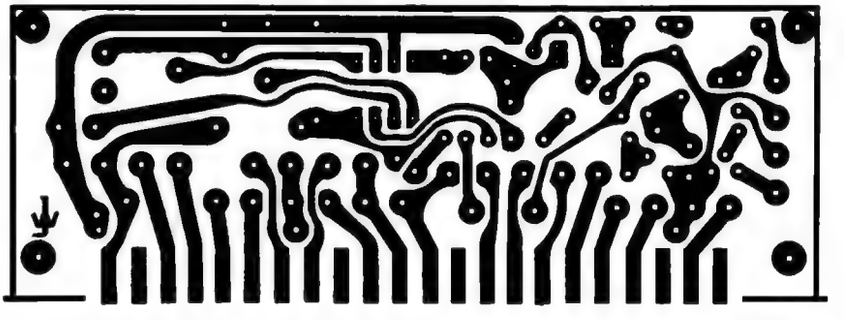


Bild 2. Das Platinen-Layout. Die Platine läßt sich direkt an den Application-Stecker des AIM-65 anlöten

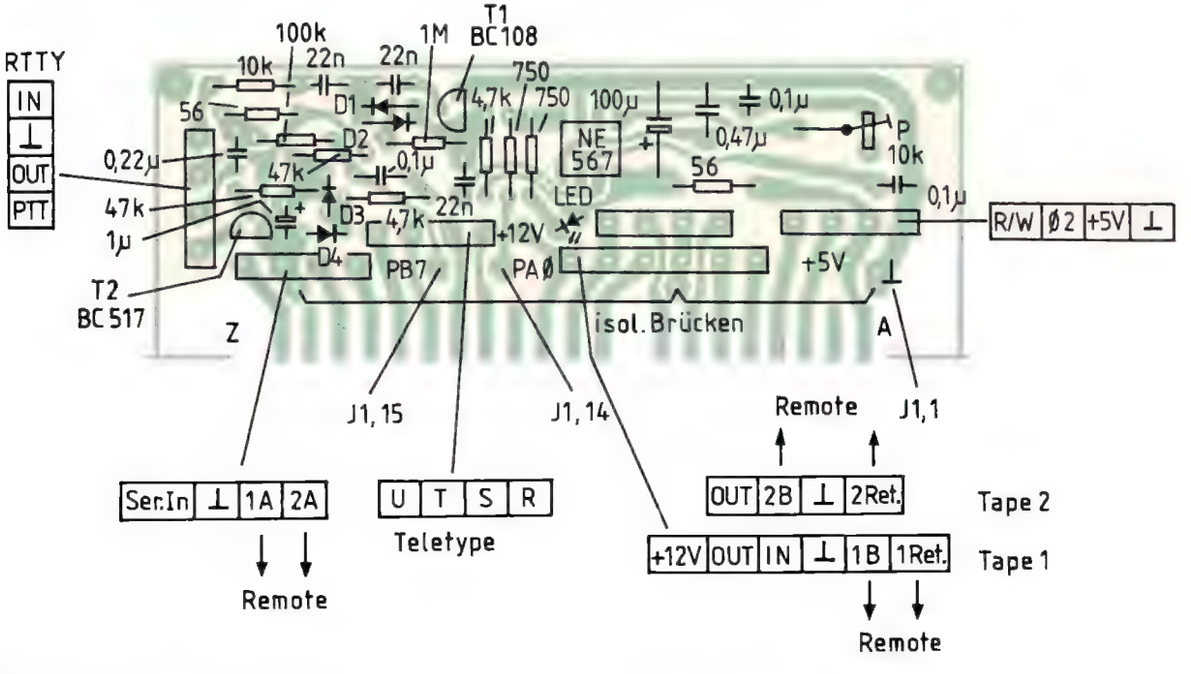


Bild 3. Bestückungsplan. Mehrere Steckverbinder erlauben den zusätzlichen Anschluß peripherer Geräte

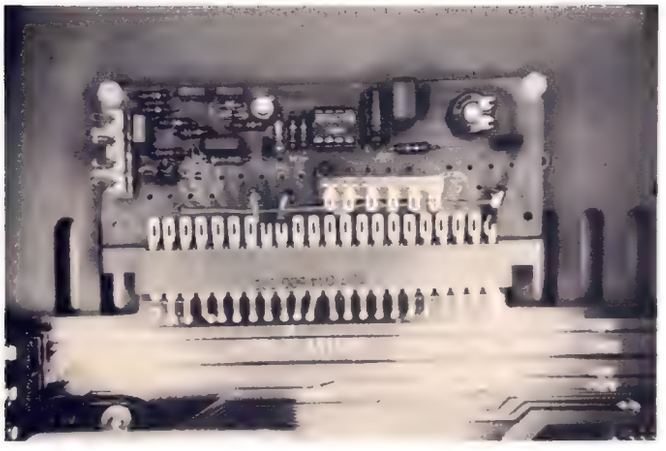


Bild 4.
Die fertige Platine, zusammen mit dem AIM-65, in ein Metallgehäuse eingebaut

neriert, schaltet der Darlington-Transistor nach Masse durch. Eine getrennte Sende-Empfangs-Umschaltung ist auch bei der Erzeugung von Telegrapfiezeichen nicht nötig, da die VOX-Schaltung eine genügend lange Zeitkonstante besitzt, um die Tastpausen zu überbrükken. Die Platine ist von GWK, Aachener Str. 56, 5132 Uebach Palenberg, lieferbar.

Hans Wollner

2-m-Mini mit VFO

Das Mini-Funksprechgerät aus Heft 14/1977 kann auch dem schon vielfach geäußerten Wunsch nach kontinuierlicher Empfängerabstimmung Genüge leisten, wenn ein VFO eingebaut wird. Dieser Einbau gelingt mit einigem Geschick bei Verwendung eines etwas kleineren Lautsprechers und bei Verzicht auf mehrere senderseitige Festfrequenzen. Die Mitverwendung der 135-MHz-Stufe entkoppelt den VFO ausreichend und macht das Gerät bei der angegebenen Dimensionierung empfangstüchtig für die gesamte obere Bandhälfte des 2-m-Bandes.

Die Gehäuseherstellung erfolgt am besten „weißblechern". Ein rundum verlaufender, 23 mm breiter Blechstreifen dient als Aufbau-Rahmen. Bei entsprechender Unterteilung werden an diesem Rahmen sämtliche Teile (Platine, Schalter, Akku usw.) festgelötet, festgeschraubt oder, soweit es die Batterie bzw. den Akku betrifft, so montiert, daß eine leichte Auswechselbarkeit möglich ist. Zur besseren mechanischen Stabilität wird die fertig bestückte Platine mit dem Blechrahmen (0,6 mm Weißblech) verlötet. Auch der Subminiatur-Drehko (2x12 pF, 540° Drehbereich, Fa. Conrad) wird nach Bohrung eines Loches für die Drehko-Achse angelötet. Schließlich werden auch die Messingschrauben (M 2) für das spätere Aufschrauben der Vorder- und Rückwand, evtl. unter Zuhilfenahme eines kleinen anlötbaren Flansches, angebracht. Es lassen sich, falls erforderlich, auch Eckenstützen zur weiteren Erhöhung der Gehäusestabilität anlöten. Die allseitige Lötbarkeit von Weiß- oder Buntblech gibt der Fantasie für individuellen mechanischen Aufbau und Aussehen einen großen Spielraum. Zur Abdeckung der Vorderseite (Mikrofon und Lautsprecher) dient ein Streckmetallstreifen. Der erwähnte Aufbaurahmen erhält nach Abschluß aller Lötarbeiten einen Überzug aus schwarzer Folie.

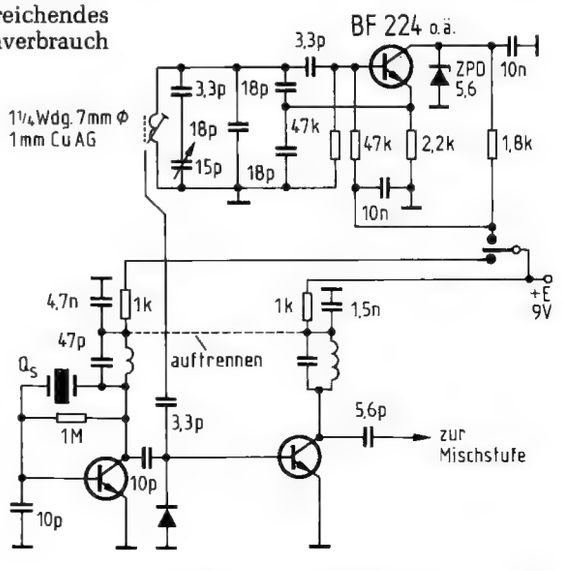
Nach einigen Versuchen erwies sich ein abstimmbarer Empfängeroszillator auf einer tieferen als der Injektionsfrequenz als wenig zufriedenstellend. Es ist einleuchtend, daß bei Doppelmischung in einem durchstimmbaren Empfänger unerwünschte Mischprodukte fast nicht zu vermeiden sind. Schließlich entstand ein VFO, der auf der Frequenz von 135 MHz bei Mitbenützung von L4 ein gutes, in Stabilität und Entkopplung völlig ausreichendes Ergebnis brachte. Der Stromverbrauch liegt bei 1,2 mA.

Als Schwingkreiskondensatoren (3 x 18 pF) sind solche mit TK 0 (schwarzer Punkt) zu verwenden. Es wird nur ein Rotorpaket des Drehkos benützt. Das Trimmen des Oszillators muß aus Raumgründen induktiv erfolgen. Zu diesem Zweck wird ein 5-mm-Spulenkörper verwendet (Kern violett und halbiert). Bei offener Kammer und völlig herausgedrehtem Kern muß der Oszillator mit einem Zweitempfänger auf 144 MHz zu hören sein. Nach dem Verschließen der Kammer kann mit dem Spulenkern die gewünschte Frequenz (135 MHz) eingestellt werden.

Die Kopplung zwischen VFO und Mischstufe (Anschlußpunkt Basis 2N918 – Diode 1N4148) erfolgt über 3,3 pF und ein Stück isolierter Litze, das ohne Masseberührung in die Nähe der Oszillatorspule gebracht und dort fixiert wird. Zur Umschaltung zwischen VFO und Festfrequenz wird der Fußpunkt des Schwingkreises mit der Spule L4 getrennt verblockt und über einen 1-kΩ-Widerstand mit Spannung versorgt. Die Quarzstufe mit L3 und der VFO erhalten ihre Versorgungsspannung über einen kleinen Umschalter.

Als weitere Verbesserung bekam das Funksprechgerät ein gesondertes Mikrofon, welches, geringe Größe vorausgesetzt, ebenfalls noch untergebracht und leicht angeschlossen werden kann. Schließlich wurde auch der Eingangstransistor mit sehr gutem Erfolg gegen den VHF-UHF-Typ 2N5179 ausgewechselt. Da der Eingangswiderstand von Basisstufen sehr niederohmig, der Ausgangswiderstand aber sehr hochohmig ist, sollte trotz des gedrängten Aufbaues auf eine sorgfältige Auslegung der Kollektorkreise, vor allem der Spulen L2 und L4, Wert gelegt werden.

Alfred Würzinger, DJ4BH



Schaltbild des VFO für das 2-m-Mini-Funksprechgerät. Die Bauteile können freitragend in einer kleinen Weißblech-Kammer verlötet werden; bei den Schwingkreis-Kondensatoren ist auf gute Temperaturstabilität zu achten

Peter Stolzenberg (DC9XD)

Induktionsarme frequenzunabhängige Hochlastwiderstände

Vielfach ergibt sich die Notwendigkeit in Amateurfunkschaltungen, z. B. bei Leistungsteilern, strahlungsfreien Lastwiderständen, Endstufen mit Ausgangsleistungsbegrenzung und hybriden Anpassungsschaltungen, die frequenzunabhängige induktions- und kapazitätsarme Lastwiderstände erfordern, hohe Leistungen zu absorbieren.

Es ist relativ unproblematisch, Kohleschichtwiderstände bei Leistungen bis zu wenigen Watt zu verwenden. Selbst bis in Bereiche von 20 W lassen sich Kohleschichtwiderstände einzeln oder zusammengeschaltet zur Leistungsabsorbtion verwenden, wobei sich allerdings dann auch Probleme bei der Frequenzabhängigkeit aus Eigeninduktivität und -kapazität ergeben.

Die Aufbauweise nach *Bild 1* ergibt zwar noch brauchbare Eigenschaften, bringt aber bei steigender Frequenz höhere Fehlerquoten mit sich und ist darüber hinaus in der Zusammenschaltmöglichkeit begrenzt. Außerdem birgt der Selbstbau hier mechanische Probleme in sich, weil ein Einbau in handlich brauchbare Gehäuse mitunter nicht mehr möglich ist. Der in *Bild 2* gezeigte Lastwiderstand der Fa. Siemens (60 Ω/10 W/1,5...3,5 GHz) mit Meßspannungsausgang in mechanisch optimaler Ausführung ist ebenfalls kompensiert und mit Kohleschichtmaterial aufgebaut.

Wann immer in den vergangenen Jahren die optimale Leistungsabsorbtion gesucht wurde, geschah dies bei den traditionellen Hochlastwiderständen nach dem Kohleschichtverfahren bzw. mit Chromnickel-Draht bifilar auf Keramikkörper gewickelt in Verbindung unmittelbarer Wärmeübergabe an einen Kühlkörper oder indirekt über das Medium Öl. Dies war für die allgemeine Anwendung – so auch bei Amateurfunkfrequenzen – nicht nur wegen der Selbstinduktivität und Eigenkapazität ungünstig, sondern auch die mechanische Größe zwang zu weitergehenden Überlegungen. Die Gehäuseformen der Widerstände wurden zweckmäßigerweise denen der Strip-Line-Transistoren angelehnt. Verschiedene Entwicklungen unterschiedlicher Hersteller lösten dieses Problem größtenteils auf Berylliumoxidbasis mit im Vakuum vorgenommener Metallisierung (Chromnickel), was die größte Haftfähigkeit der Materialien und eine gute Leitfähigkeit neben guter Wärmeübergabe mit sich bringt. Das Widerstandsverhalten bleibt auch bei Erwärmung konstant.

Der hochfrequente Arbeitsbereich reicht von Gleichspannung bis etwa 2 GHz bei Belastbarkeiten von 40...300 W, wobei ein Schaltungsaufbau für 200 W für den Amateur oft ausreichend ist. Zusammengeschaltete Erweiterungen von Serien- und Parallelanordnung ergeben entsprechend höhere Belastbarkeiten, erfordern aber Einschränkungen durch Kapazitäten der hierbei aufwendigen Schaltungs-

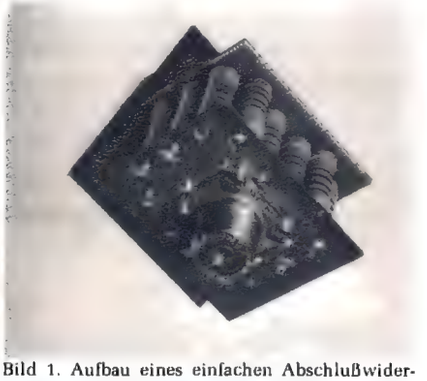


Bild 1. Aufbau eines einfachen Abschlußwiderstandes durch Parallelschalter mehrerer Kohleschichtwiderstände

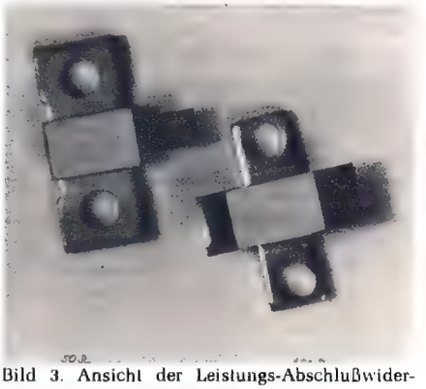


Bild 3. Ansicht der Leistungs-Abschlußwiderstände für die Hf-Verwendung

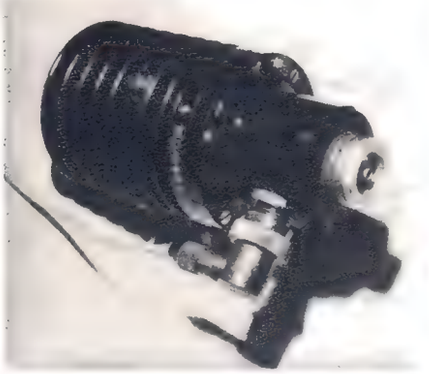


Bild 2. Ein professionell verwendeter Abschlußwiderstand

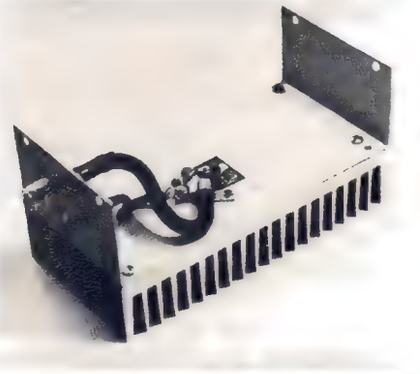
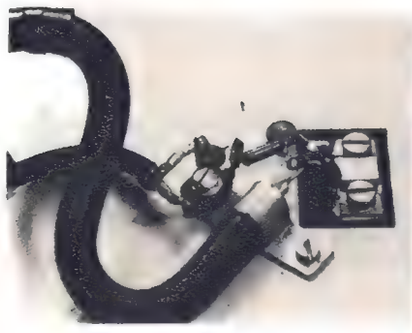
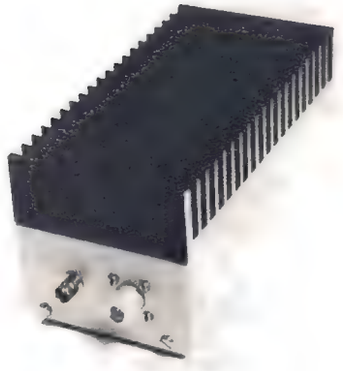


Bild 4. Der mechanische Aufbau einer Dummy-Load für Amateurfunkzwecke



◄ Bild 5. So kann der Widerstand auf dem Kühlkörper angebracht und verdrahtet werden



◄ Bild 6. Der Gesamtaufbau des Abschlußwiderstandes hoher Belastbarkeit

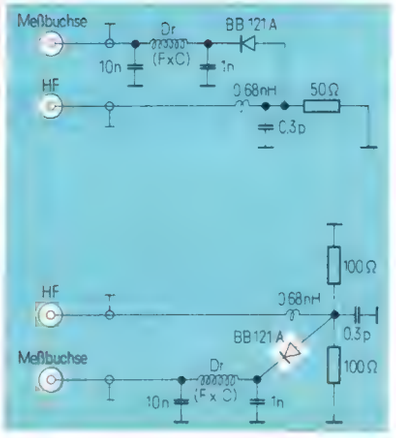


Bild 7. Die Schaltungsmöglichkeiten des Hochlastwiderstandes mit der Erzeugung der Meßspannung

verdrahtung. Da die 100-W-Typen besonders preiswert sind und in der Regel diese Widerstände größtenteils mit 50 oder 100 Ω gefertigt werden, ist die Anwendbarkeit sehr breit. Die Widerstände sind praktisch induktionsfrei, lediglich eine vernachlässigbar kleine Restkapazität bleibt physikalisch unvermeidlich. Diese liegt aber noch unter 0,1 pF.

Diese Hochlastwiderstände werden vorzugsweise in strahlungsfreien Lastwiderständen (Dummy load) und Abschlußwattmetern (*Bild 4 bis 6*), Phaseneinstellschaltanordnungen, Phasenleitungen, Anpassungsschaltungen und Zirkulatoranpassungen verwendet. *Bild 7* zeigt die Schaltungsvarianten.

Mobilfunk mit besonderem Antennenkomfort

Es ist nicht jedermanns Sache, das Auto mit Bohrungen zu versehen, um dort Antennen für Autoradio, CB- oder Amateurfunk usw. zu montieren, wenn es auch Kraftfahrer geben soll, die erst dann so richtig zufrieden sind, wenn am Fahrzeug mindestens vier oder noch mehr Antennen (nötigenfalls auch ohne Funktion) angebracht sind.

Mit handelsüblichen Antennenweichen lassen sich z. B. λ/4-Stabantennen auch gleichzeitig für das Autoradio nutzen. Wird dann noch die Antenne über das Betätigen von Radio und/oder Funkgerät motorisch aus- und eingefahren, ist die Sache nahezu perfekt. Um nun so etwas einmal praktisch auszuprobieren, beschafften wir uns eine Moba 4500 samt Weiche Ap 117 für den Bereich 145 MHz. Das *Bild* gibt eine Vorstellung davon, wie Weiche und Antenne eingebaut werden.

Es müssen eine Menge Kabel verlegt werden: Ein möglichst dickes (verlustarmes) 50-Ω-Kabel zum Funkgerät, ein Antennenkabel zum Autoradio, drei Leitungen für die Antennensteuerung und zwei Leitungen zur Tastrelaissteuerung im Funkgerät. Diese beiden Leitungen unterbrechen die Steuerleitung zum Sende/Empfangsrelais des Funkgerätes solange, bis die Antenne vollständig ausgefahren ist. Auf diese Weise lassen sich Senderendstufentransistoren wirksam vor Fehlanpassungen schützen.

Ist alles verdrahtet, wird durch Einfügen einer Stehwellenmeßbrücke in die Antennenzuleitung die Antennenweiche mit zwei Trimmern auf bestes Stehwellenverhältnis abgeglichen. Soll es ohne Meßgerät und schneller gehen, dann reicht es, wenn ein mittelmäßig empfangenes Signal (z. B. Relaisstelle mit etwa S 5) mit den beiden Weichentrimmern auf größten S-Meterausschlag gebracht wird.

Der Rundfunkempfang ist kaum beeinträchtigt, lediglich auf MW oder LW können empfangsschwache Empfänger noch einen kleinen Antennenverstärker vertragen. Im Sendebetrieb mit 30 W Ausgangsleistung ist selbst bei sehr schwach einfallenden UKW-Sendern keine störende Beeinflussung zu beobachten; Sender- und Durchsagekennung funktionieren einwandfrei.

Christian Rockrohr

Rundfunkempfang und Funkbetrieb ist mit dieser ausfahrbaren Motorantenne von Hirschmann gleichzeitig möglich

Reinhard Gößler

Mikrocomputergesteuerte Funkuhr im Mini-Format

4. Teil

Nach der Schaltungsbeschreibung folgen Hinweise zum Bestücken der Speicher- und Prozessorplatine sowie Tips zur schrittweisen Funktionsprüfung.

Die Mikroprozessor-Platine

Im nächsten Schritt folgt die Bestükkung der Prozessor-Platine 731, wobei zweckmäßig Fassungen für sämtliche IS einzusetzen sind (*Bild 25*). Wer das Gerät ins Mini-Gehäuse einbauen will, muß die Platinen 731 und 741 in der Mitte durchtrennen, was am besten mit der Laubsäge geschieht. Egal, ob Sie dies tun oder nicht, an der Speicherplatine selbst ist im Augenblick absolut nichts zu unternehmen. Auch die Empfängerplatine 720 hat bis jetzt noch nichts in der Nähe des Prozessors zu suchen.

Beim Einlöten der sechzehn 100-kΩ-Widerstände am Unterrand der Platine ist darauf zu achten, daß die unteren Anschlußdrähte der Widerstände gleichzeitig die Brücken zur Anzeige-Platine bilden und deshalb nicht abgekniffen werden dürfen (*Bild 26*). Bitte vergewissern Sie sich auch, daß das Quarzgehäuse keinen Kurzschluß zwischen irgendwelchen Leiterbahnen herbeiführt; am besten läßt man den 1-MHz-Quarz nicht auf der Platine aufsitzen, sondern lötet ihn im Abstand von ca. 1 mm ein (*Bild 27*).

Ohne eines der digitalen IS 31...37 einzusetzen, sollte zunächst die einwandfreie Funktion der 5-V-Stabilisierung überprüft werden; dazu schließen Sie bitte die blaue und schwarze Buchse des Mikro-Netzteils wie gekennzeichnet an und kontrollieren den 5-V-Ausgang, der auch bei einer Belastung von ca. 500 mA noch stabil bleiben muß.

Vor jeder weiteren Aktivität, bei der Sie Modifikationen an der Schaltung vornehmen (Löten oder Einsetzen einer IS), ist vorher unbedingt die Versorgungsspannung abzuschalten!

Setzen Sie nun vorsichtig Ihren „tausendfüßigen" Mikroprozessor in die Fassung ein und achten Sie darauf, daß sich kein Beinchen sperrt und widerwillig neben der Fassung hängt. Nach dem Einschalten muß der Mikroprozessor die Taktfrequenz von 1 MHz erzeugen (Stift 38 am SC/MP oder Stift 3 an IS 32), die mit dem 30-pF-Trimmer exakt abgeglichen werden kann. Dieser

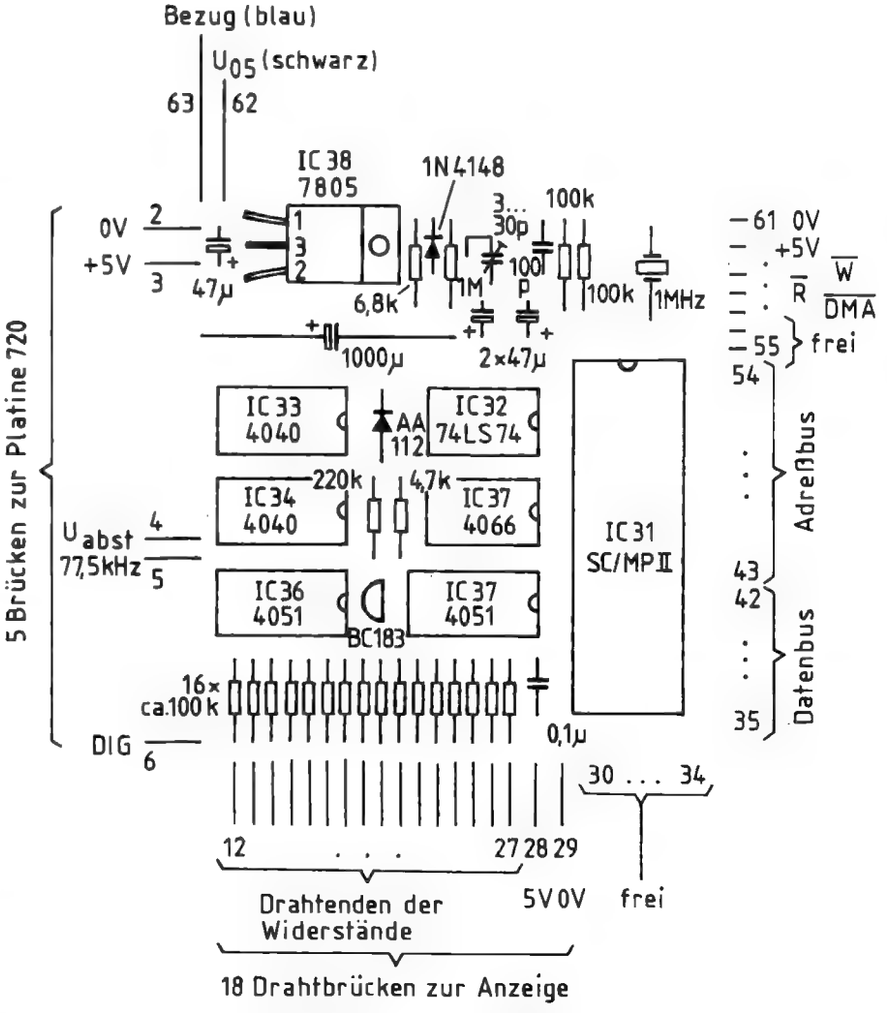


Bild 25. Bestückungsplan für den Prozessor und die DMA-Steuerung

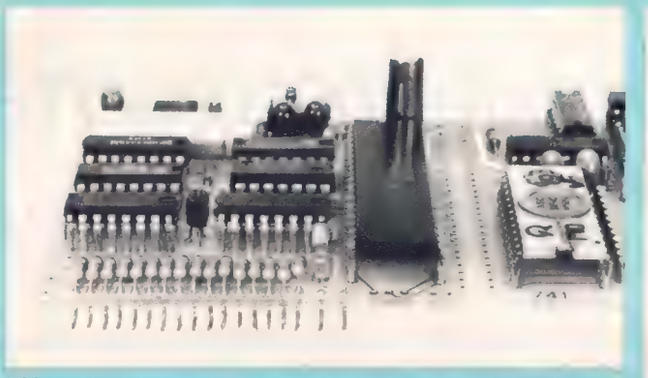


Bild 26. Die Enden der Widerstände dienen gleichzeitig als Brücken zur Anzeige-Platine 750

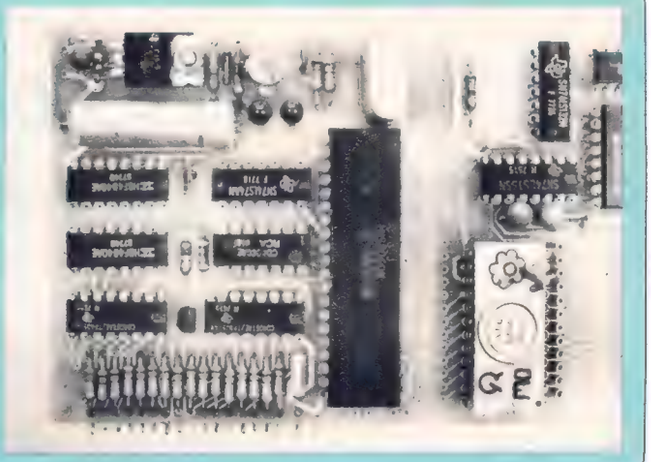


Bild 27. ▶ Ansicht der fertig bestückten Prozessor-Platine

Abgleich spielt jedoch erst bei Funktionserweiterungen der Funkuhr eine Rolle und kann hier außer acht bleiben.

Nach dem Einsetzen von IS 32 und IS 33 kann man sich schrittweise von deren einwandfreier Funktion überzeugen, indem man IS 32, Stift 5 die 500 kHz, an IS 33, Pin 4 die 3,9 kHz und an IS 32, Pin 9 die 1,953 kHz überprüft. Die Erweiterung dieser Zählerkette durch IS 34 schafft den eingangs beschriebenen 4-bit-Binärzähler für die DMA-Adressierung. An den Stiften 9, 7, 6 und 5 von IS 34 muß dieses Zählverhalten erkennbar sein, wobei jeder folgende Ausgang die halbe Frequenz des vorausgehenden aufweist.

Arbeitet die Schaltung bis hierhin einwandfrei, können Sie die übrigen drei IS (IS 35...37) auch noch einsetzen. Nun müssen die 16 Ausgänge zur Digit-Ansteuerung (Platinen-Anschlüsse 12...27) nacheinander aktiviert werden (auf High gehen), aber immer nur ein Ausgang zur Zeit (vgl. Bild 14). Stellen Sie zunächst dieses Verhalten her, was noch ohne größere Schwierigkeiten realisierbar ist. Wenn es nachher auf das Zusammenspiel des kompletten Mikrocomputers ankommt, ist eine derartige schrittweise Inbetriebnahme nicht mehr möglich.

Der Vollständigkeit halber sei darauf hingewiesen, daß von den 16 Demultiplexer-Ausgängen nur 12 zur Ansteuerung der Anzeige gebraucht werden; die übrigen vier laufen blind mit, und Sparsamkeits-Fanatiker können die vier überflüssigen 100-kΩ-Widerstände auch weglassen; um hier keine Verwirrung zu stiften, sind alle 16 Widerstände sowohl im Bestückungsplan als auch im Bausatz vorhanden.

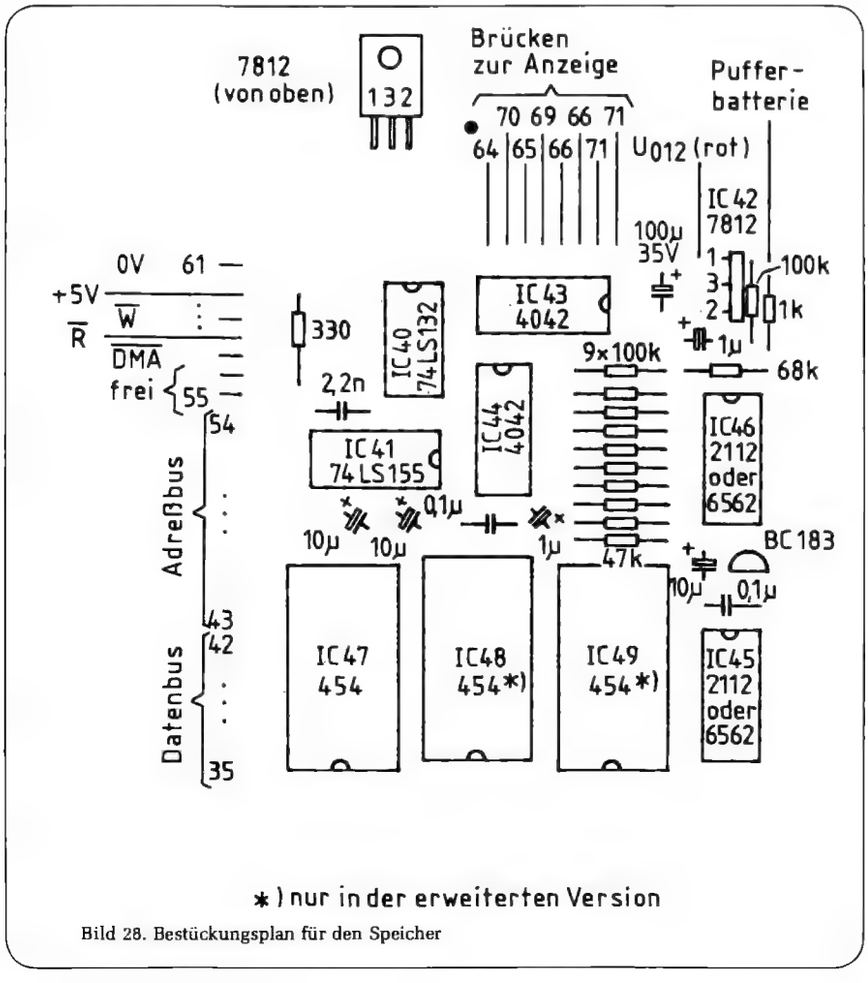
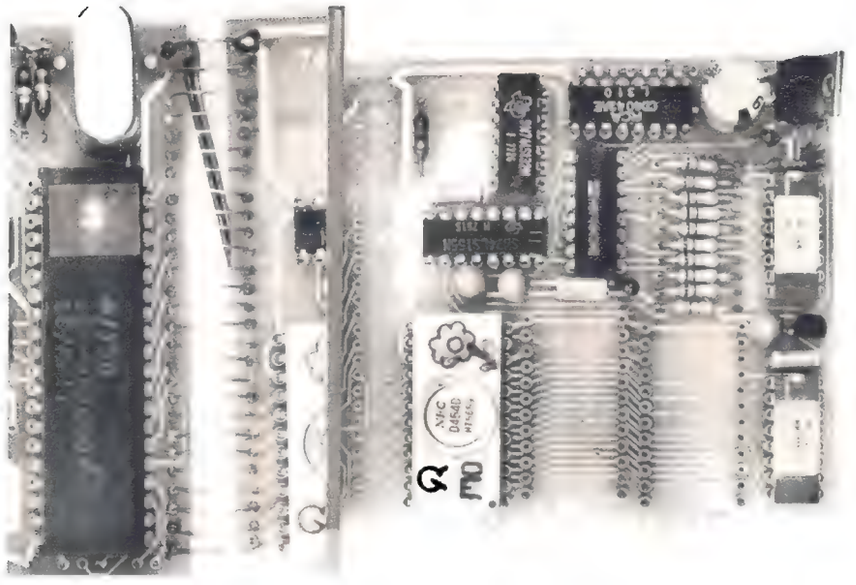


Bild 28. Bestückungsplan für den Speicher

Die Speicherplatine

Auch das Bestücken des Speichers (Platine 741; *Bild 28*) erfolgt (bis auf IS 42) mit Fassungen, wobei von hier an keine Möglichkeit der sequentiellen Inbetriebnahme mehr besteht. Lediglich die Überprüfung der 12-V-Stabilisierung und des daran angeschlossenen Schalttransistors T 41 bleibt noch, ehe bei aufgetrennten Platinen 731 und 741



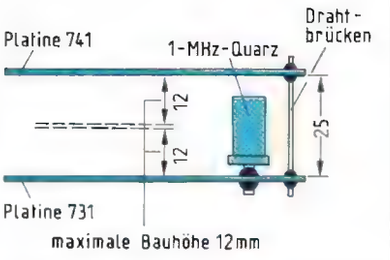


Bild 30. Schematische Anordnung der Platinen 731 und 741, die durch 27 Drahtbrücken miteinander verbunden werden

◀ Bild 29. Die fertig bestückte Speicherplatine wird über Drahtbrücken mit der Prozessor-Platine verbunden (vgl. Bild 30)

die 27 Verbindungsbrücken hergestellt werden (*Bild 29*). Achtung! Diese Drahtbrücken müssen so eingesetzt werden, daß die beiden Platinen mit ihrer Bestückungsseite zueinander zeigen (*Bild 30*). Nach dem Einlöten dieser Brücken können die beiden Platinen wie ein Bilderbuch wieder auseinandergeklappt werden, um die restliche Verdrahtung vorzunehmen.

(Schluß folgt)

Betriebsanzeige mit Spannungsüberwachung

Eine für CMOS-ICs typische Eigenschaft ist die hohe Störsicherheit, die bei etwa 45 % der Speisespannung liegt und aus der Tatsache resultiert, daß der Schaltpunkt der Gatter etwa die Hälfte der Versorgungsspannung beträgt. Diese CMOS-Eigenschaft läßt die Verwendung als Spannungs-Vergleicher zu.

Die Schaltung in *Bild 1* ermöglicht eine Betriebsspannungsanzeige, die innerhalb eines Spannungsfensters konstant leuchtet und bei Über- oder Unterschreitung festgelegter Grenzspannungswerte blinkt.

Als Referenzspannung dient dabei die Z-Diode D1. Der Spannungsteiler R1/R2 legt den oberen Grenzwert fest:

$$\frac{R1}{R2} = \frac{2\,V_p}{V_{DD}} - 1$$

Der untere Grenzwert des Spannungsfensters wird durch R3 und R4 festgelegt:

$$\frac{R3}{R4} = \frac{2\,V_v}{V_{DD}} - 1$$

V_{DD} ist dabei die Versorgungsspannung, V_p die Überspannung und V_v die Unterspannung. Definiert man die Fensterspannung

$$V_H = V_p - V_v,$$

so lassen sich die Beziehungen in einer einzigen Formel zusammenfassen:

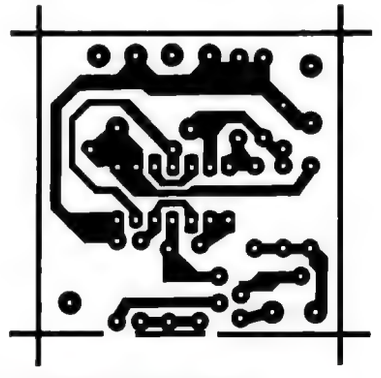
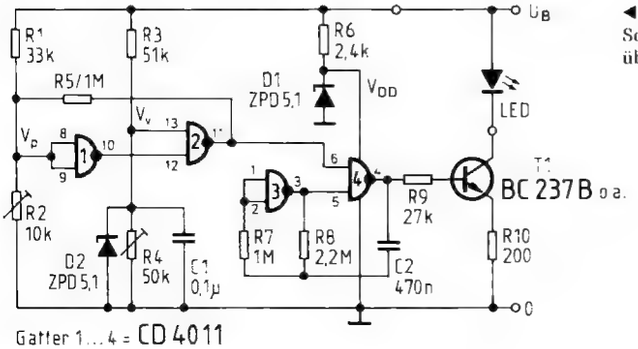


Bild 2. Passende kleine Platine



◀ Bild 1. Schaltbild der Spannungsüberwachung

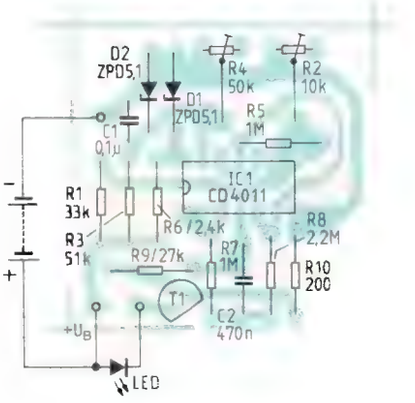


Bild 3. ▶ Bestückungsplan zu Bild 2

$$V_H = \frac{V_{DD}}{2}\left(\frac{R1}{R2} - \frac{R3}{R4}\right)$$

Diese Gleichungen gelten in der Praxis natürlich nur näherungsweise, weil vorausgesetzt wurde, daß die Schaltpunkte genau bei 0,5 V_{DD} liegen.

Die Schaltung findet auf einer kleinen Platine Platz *(Bild 2)*; und *Bild 3* zeigt schließlich den passenden Bestückungsplan. Mit der angegebenen Dimensionierung ergeben sich folgende Betriebswerte:
Überspannung V_p: min. 11,5 V
Unterspannung V_v: min. 5 V
Blinkfrequenz: ca. 0,4 Hz

Da R2 und R4 als Trimmpotis ausgeführt sind, lassen sich die Schaltpunkte für die Überspannung V_p sowie die Unterspannung V_v in recht weiten Grenzen einstellen. Der Strom durch die LED beträgt etwa 15 mA, unabhängig von U_B. *Ing. (grad.) H. J. Probst*

Einfaches Ladegerät für NiCd-Akkus

Um einen Akkusatz z. B. in einem Handfunksprechgerät ständig am Netz und damit frisch halten zu können, läßt sich die hier beschriebene Strom-Begrenzungsschaltung anwenden.

Da dazu nur drei Transistoren und zwei Widerstände nötig sind, kann die Schaltung in einem Raum von etwa einem Kubikzentimeter aufgebaut und so in praktisch jedes Gerät noch integriert werden.

Bild 1 zeigt die Schaltung; die angegebenen Transistortypen lassen sich für Ströme bis etwa 50 mA einsetzen, da sonst die Verlustleistung zu hoch wird. Mit R1 werden T1 und damit auch der Längstransistor T2 in den leitenden Bereich gesteuert. Überschreitet jedoch der Spannungsabfall an R2 die Schwellspannung von T3, so wird letzterer leitend und regelt den Ausgangsstrom auf den gewünschten Wert, indem die Basisspannung von T1 und damit T2 reduziert wird. Die Dimensionierung von R2 geht aus *Bild 2* hervor.

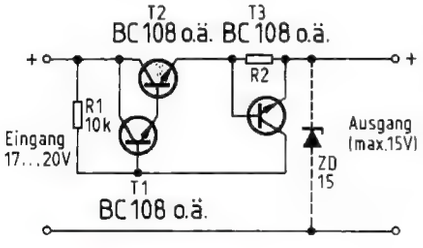


Bild 1. Schaltung der Strombegrenzung

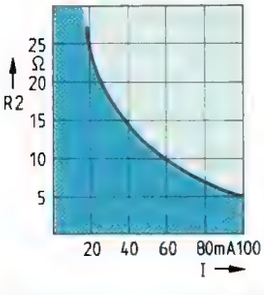


Bild 2. Dimensionierung von R2 je nach gewünschtem Ausgangsstrom

Die Schaltung enthält keine Ladeendspannungs-Abschaltung. Eine Z-Diode am Ausgang verhindert zwar ein Ansteigen der Ausgangsspannung über den Ladeendspannungswert (hier für 10 NiCd-Zellen dimensioniert); sie kann jedoch u. U., wenn ihre Z-Spannung durch Toleranzen unter 15 V liegt, verhindern, daß der Akku vollständig geladen wird. Aus diesem Grunde ist es meist sinnvoller, auf sie zu verzichten, wenn sie nicht genau ausgemessen ist.

Ni-Cd-Akkus sollten maximal 14 Stunden mit einem Strom geladen werden, der einem Zehntel ihrer Kapazität entspricht. Eine Dauerladung ist nur mit deutlich geringeren Strömen zulässig. *Johann Oberbauer*

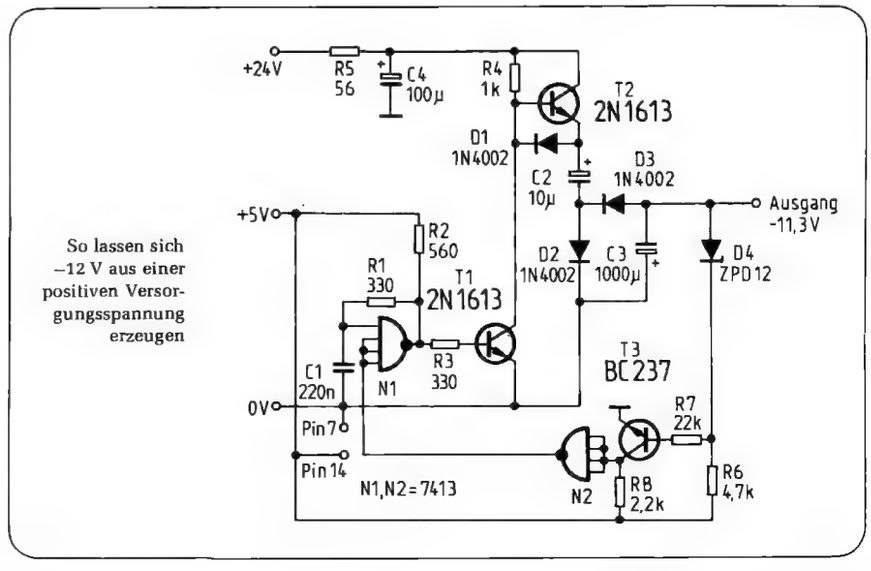
Erzeugung einer geregelten negativen Spannung

Manche digitalen MOS-Bausteine benötigen außer einer positiven auch eine negative Versorgungsspannung. Plant man aber eine Stromversorgung aus Batterien oder steht kein geeigneter Netztrafo zur Verfügung, so läßt sich die benötigte Spannung mit Hilfe der im *Bild* angegebenen Schaltung gewinnen.

Sie besteht aus einem einfachen Oszillator (N 1, C 1, R 1), der an den Leistungsverstärker T 1, T 2 und D 1 Rechteckimpulse liefert und an C 3 eine negative Spannung aufbaut. Ist diese Spannung groß genug, so wird die Z-Diode D 4 leitend und sperrt den Transistor T 3. Dadurch geht der Ausgang des sich anschließenden Schmitt-Triggers auf L-Potential und sperrt den Oszillator N 1, bis die Ausgangsspannung wieder auf den Sollwert abgesunken ist. Der Widerstand R 5 dient zur Begrenzung des Ausgangsstromes im Kurzschlußfall.

Bei der angegebenen Dimensionierung ergibt sich ein maximaler Ausgangsstrom von 0,1 A und eine Restwelligkeit von ca. 100 mV. Die Ausgangsspannung ist etwa 0,7 V kleiner als die Z-Dioden-Spannung und sollte den halben Betrag der Versorgungsspannung nicht übersteigen, um günstige Regeleigenschaften zu erzielen.
Helmut Lenzen

So lassen sich −12 V aus einer positiven Versorgungsspannung erzeugen



Dipl.-Ing. Siegfried Hollerer

Verkehrsampel für Modellanlagen

In naturgetreuen Modelleisenbahnanlagen kann eine Straßenverkehrsampel mit automatisch ablaufendem Signalzyklus eine nette Bereicherung des Gesamtbildes darstellen und etwas Leben in die Modellandschaft bringen. Die beschriebene Schaltung ermöglicht handgesteuerten und automatischen Betrieb oder gelbes Blinken.

Beim Suchen nach einem Weihnachtsgeschenk für einen modelleisenbahnbegeisterten Jungen aus der Verwandtschaft kam dem Autor die Idee zu einer derartigen Ampelsteuerung. Nach näherem Betrachten der Problemstellung und Bestandaufnahme der TTL-Bausteine in der Bastelkiste ergab sich überraschenderweise eine überaus einfache Realisierung einer Ein-Richtungs-Ampel mit fünf ICs und einem Schalter. Die gesamte Ablaufsteuerung läßt sich in einen Taktgenerator, eine Zählerkette und eine Logik zur Dekodierung der Zählerzustände gliedern.

Der Taktgenerator besteht aus 2 CMOS-Invertern und einem Pufferverstärker aus 2 parallelgeschalteten Gattern, um den darauffolgenden TTL-Eingang treiben zu können. Die Frequenz beträgt etwa 4 Hz, so daß am Ausgang Q_B des Binärzählers 7493 ein Blinktakt mit etwa 1 s Periodendauer und am Ausgang Q_C ein Takt mit 4 s Periodendauer zur Verfügung stehen. Die erforderliche Dekodierung der Zählerzustände und die zeitliche Dauer der einzelnen Ampelphasen sieht so aus:

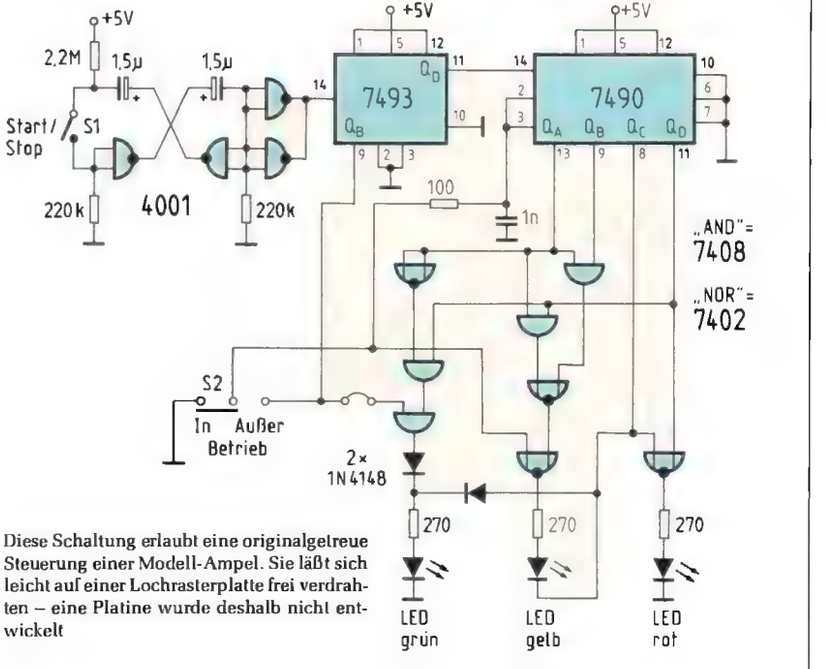
Zählerzustand	Ampelphase	Dauer
0, 1, 2	Rot	12 s
3	Rot, Gelb	4 s
4, 5, 6, 7	Grün	16 s
8	Grün blinkt viermal	4 s
9	Gelb	4 s

Zur Implementierung dieser Verknüpfungen genügen erfreulicherweise je 4 AND- und NOR-Gatter, wenn eine zusätzliche ODER-Verknüpfung für „Grün" durch zwei Dioden und eine AND-Verknüpfung für „Gelb" durch Gegentaktbetrieb der gelben Leuchtdiode realisiert werden. Zur Erzeugung des viermaligen Grünblinkens wird das Ausgangssignal Q_B des Binärzählers herangezogen, das die vierfache Frequenz des Ampelphasentaktes aufweist.

Wenn die (in Österreich erforderliche) Grünblinkphase nicht vorgesehen ist, ist die Brücke zwischen dem Ausgang Q_B des Binärzählers und dem darauffolgenden UND-Gatter zu entfernen, wodurch der nun vorliegende logisch H-Eingangszustand während der eigentlichen Grünblinkphase eine kontinuierliche Grünanzeige zur Folge hat.

Im handgesteuerten Betrieb wird mit dem Schalter S 1 lediglich der Taktgenerator gestoppt, wenn die entsprechende Ampelphase eingetreten ist. Im Fall „Ampel außer Betrieb", d. h. bei gelbblinkender Ampel wird – nach Umschalten von Schalter S 2 – einerseits die gelbe Leuchtdiode direkt vom Blinktakt gesteuert, anderseits der Dezimalzähler ständig auf „9" gesetzt, was laut Tabelle zu „Gelb" dekodiert wird. Das RC-Glied am Setzeingang verlängert den Setzimpuls über die Taktimpulsflanke am Eingang hinaus und verhindert so das Weiterzählen.

Die Schalter S 1 und S 2 lassen sich in einem handelsüblichen zweipoligen Kippschalter mit 3 Stellungen zusammenfassen.

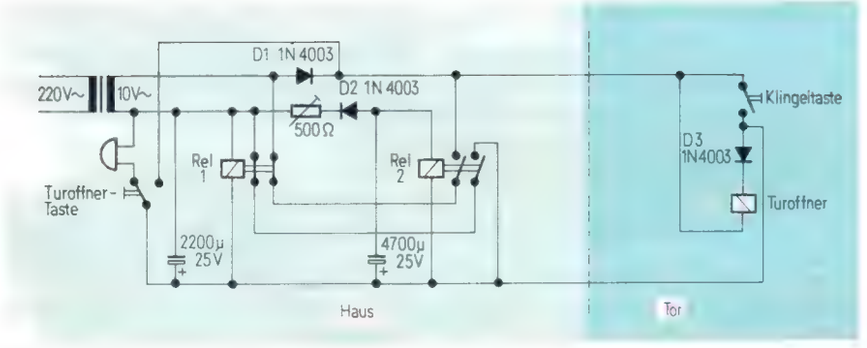


Diese Schaltung erlaubt eine originalgetreue Steuerung einer Modell-Ampel. Sie läßt sich leicht auf einer Lochrasterplatte frei verdrahten – eine Platine wurde deshalb nicht entwickelt

Klingeltaste und Türöffner mit nur zwei Zuleitungsdrähten

Viele, hauptsächlich ältere Häuser haben zum Klingeldrücker an der Gartentür eine zweiadrige Leitung, die meist auch noch einbetoniert oder tief vergraben und deshalb nur schwer auszuwechseln ist. Will man nun an der Gartentür einen Türöffner anbringen, hilft die nachfolgend beschriebene Schaltung (Bild).

Sie ermöglicht außerdem auf einfache Weise, von außen die Tür auch ohne Schloß zu öffnen. Beim Klingeln wird neben der Klingel auch das Relais 1 und verzögert auch Relais 2 betätigt. Wird normal geklingelt, wird Relais 2 durch die Verzögerung, die mit dem Elko 4700 µF gebildet wird, nicht anziehen. Es geschieht also nach dem Loslassen der Taste nichts. Wird jedoch länger als die eingestellte Zeit gedrückt (etwa 3 s), kann der Türöffner über Relais 1 und 2 nach dem Loslassen der Taste öffnen.



Oft ist der Aufbau dieser Schaltung mit geringerem Aufwand verbunden als das Einziehen zusätzlicher Drähte für das Nachrüsten eines Türöffners

Natürlich kann der Türöffner auch mit der im Haus installierten Taste betätigt werden. Diese Schaltung ist bereits in drei Häuser eingebaut und arbeitet seit drei Jahren einwandfrei.

Die am Klingeltrafo abgenommene Spannung muß den verwendeten Relais und dem Türöffner angepaßt werden (Richtwert: 10...20 V). Dabei ist der erhöhte Strombedarf des Türöffners zu beachten. *Hans Oberbauer*

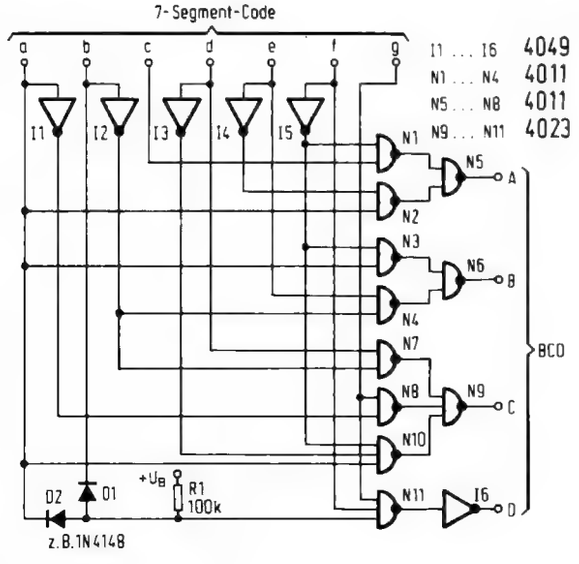
Schaltungskniff

Umsetzung von 7-Segment- auf BCD-Code

Eine Vielzahl von LSI-Schaltkreisen ermöglichen eine direkte Ansteuerung von 7-Segment-Anzeigen. Will man diese Information nicht nur zur Anzeige bringen, sondern noch weiterverarbeiten, so ist eine Rückcodierung des 7-Segment-Codes auf BCD notwendig.

Mit nur vier IS, zwei Dioden und einem Widerstand läßt sich dieses lösen (*Bild 1*). Die Logiktabelle (*Bild 2*) zeigt den Umsetzungscode. Liegt an allen sieben Eingängen L-Potential, so wertet es die Schaltung genau so, als ob die Ziffer Null an den Eingängen anläge. Das ist sehr wichtig, wenn bei LSI-Schaltkreisen führende Nullen unterdrückt werden.

D 1, D 2 und R 1 sind notwendig, um die drei Eingänge des Gatters N 11 auf vier Eingänge zu erweitern. Sie können entfallen, wenn man ein Gatter mit vier Eingängen verwendet. *Norbert Burgermann*



◀ Bild 1. Gesamtschaltbild zur Umsetzung von 7-Segment- auf BCD-Code

7-Seg.	D	C	B	A
a..f log.„0"	0	0	0	0
1	0	0	0	1
2	0	0	1	0
3	0	0	1	1
4	0	1	0	0
5	0	1	0	1
6 6	0	1	1	0
7	0	1	1	1
8	1	0	0	0
9 9	1	0	0	1

Bild 2. ▶ Wie die Logiktabelle zeigt, werden beide Varianten von 6 und 9 richtig in den BCD-Code umgesetzt

Frank Riedel

Triggerzusatz für Oszilloskope

Die hier beschriebene Schaltung bildet einen Zusatz für Oszilloskope mit freilaufender Zeitablenkung, mit dessen Hilfe man die Zeitbasis des Gerätes triggern kann. Sie hat den Vorteil, daß an der Frontplatte des Oszilloskops nichts geändert werden muß und außerdem die Änderungen im Gerät selbst minimal sind.

Die Schaltung wurde für den Einbau in einen HM 207 entwickelt, dürfte aber ohne große Probleme auch für andere Oszilloskope verwendbar sein.

Das zu messende Signal wird vom Schleifer des Synchronisationsreglers abgenommen und einem Spannungskomparator zugeführt. Überschreitet die Amplitude des Signals einen Grenzwert, kippt der Ausgang des Komparators um und löst über ein Differenzierglied das Monoflop 74 121 aus. Dieses liefert einen kurzen Impuls (ca. 30 ns) an eine bistabile Kippschaltung aus zwei NAND-Gattern. Der Ausgang dieser Kippschaltung geht von L auf O und sperrt damit T 1, der bisher den Aufladevorgang der Kondensatoren im Kippteil durch Kurzschluß des Ladestroms verhindert hatte. Der Kippteil schwingt an und der Elektronenstrahl läuft einmal von links nach rechts über das Schirmbild. Am Ende des Durchlaufs wird im Kippteil ein Austastimpuls für die Rücklaufverdunkelung erzeugt. Dieser Austastimpuls wird dazu verwendet, die Kippschaltung wieder in den ursprünglichen Zustand zu werfen. Erst wenn das Signal am Eingang des Triggers die Triggerschwelle wieder überschreitet, wird ein neuer Durchlauf gestartet. Bis dahin „wartet" der Strahl in der Ruhelage. Im Blockschaltbild (*Bild 1*) wird das Zusammenspiel der einzelnen Schaltungsteile deutlich.

Sind Einbau und Abgleich einmal erfolgt, so ist nur noch die Bedienung des Synchronisationsschalters und des dazugehörigen Reglers erforderlich. Die Eigenschaften des Oszilloskops bleiben voll erhalten, bzw. der Fangbereich der Zeitablenkung wird eher noch erhöht. Nach wie vor stehen die Synchronisationsarten (bzw. jetzt Triggerarten) intern +, intern – und extern zur Verfügung. Durch die Eigenart des Triggerprinzips bedingt erscheint jetzt allerdings ohne Signal keine Nullinie mehr auf dem Schirm. Der Synchronisationsregler muß oft voll aufgedreht werden, da bei dem Abgleich zu Gunsten der Stabilität auf Empfindlichkeit verzichtet wurde. Es ergeben sich „felsenfest" stehende Oszillogramme, die ohne weiteres so weit gedehnt werden können, daß nur noch ein Zehntel einer Periode geschrieben wird. Für Frequenzen oberhalb von 10 MHz muß man den Synchronisationsregler mit etwas Fingerspitzengefühl bedienen und eventuell die Synchronisationsart umschalten, um ein einwandfrei stehendes Oszillogramm zu bekommen. Je höher die Frequenz wird, desto schwieriger wird auch die Einstellung. Die höchste Frequenz, die die Schaltung verarbeiten kann, liegt bei ca. 25 MHz.

Eine kleine Unbequemlichkeit liegt noch darin, daß man beim Umschalten der Eingangsempfindlichkeit des Y-Verstärkers eventuell bis zu einigen Sekunden warten muß, bis das Bild wieder erscheint. Diese Zeit wird zum Umladen der Koppelkondensatoren C 1 und C 2 benötigt, da die Spannung am Eingang des Triggers direkt proportional zur Bildhöhe ist. Auch dieser Effekt tritt hauptsächlich im Bereich oberhalb von 10 MHz auf. Das gleiche Phänomen ergibt sich logischerweise beim schnellen Durchdrehen des Synchronisationsreglers.

Die Schaltung

Über C 1, C 2 und R 4 gelangt das Signal zum invertierenden Eingang des schnellen Komparators µA 760 (*Bild 2*). D 1 verhindert eine negative Aufladung von C 1 und C 2 und damit eine ständige Verschiebung des Triggerzeitpunktes. An P 1 wird die Referenzspannung eingestellt. Der µA 760 benötigt eine symmetrische Speisespannung von ± 5 V; deshalb sind zwei Speisespannungen von + 10 V und + 5 V erforderlich, wobei der 0-V-Anschluß von IC 1 auf + 5 V liegt und der –5-V-Anschluß auf Masse. Das rechteckförmige Ausgangssignal des Komparators wird durch C 5 und R 6 differenziert und erzeugt am Eingang des Monoflops 74 121 einen negativen Impuls. Dadurch wird der Eingang von IC 2 auf 0 gesetzt.

Es wurde auf eine externe Beschaltung des 74 121 mit Widerständen und Kondensatoren verzichtet, um einen möglichst kurzen Ausgangsimpuls zu erhalten. Von der Länge dieses Impulses hängt entscheidend die maximale Arbeitsfrequenz der ganzen Schaltung ab. Im vorliegenden Fall ist er etwa 30 ns breit, was einer theoretischen Grenzfrequenz von 33 MHz entspricht. D 3 dient dazu, den Eingang von G 4 auf L

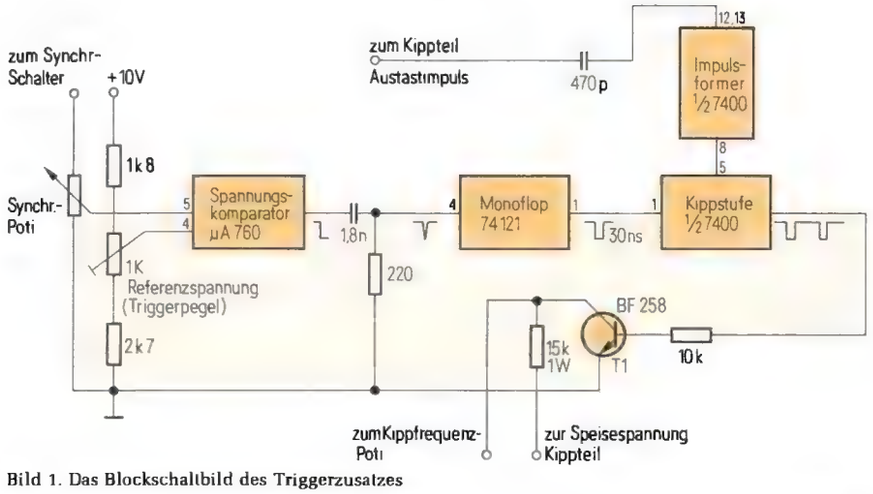


Bild 1. Das Blockschaltbild des Triggerzusatzes

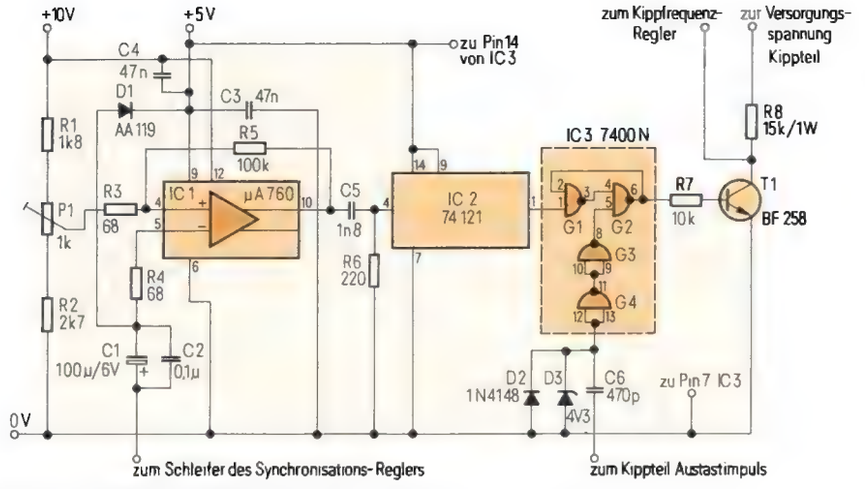


Bild 2. Die vollständige Schaltung des Triggerzusatzes

zu legen und als Schutz vor positiven Spannungsspitzen, während D 2 die negative Spitze des Austastimpulses abschneidet.

Noch einige Worte zur Stromversorgung des Triggerzusatzes: Die Schaltung ist in dieser Beziehung etwas unkonventionell; deshalb rät der Autor, sich möglichst an den Schaltungsvorschlag für den Versorgungsteil zu halten (*Bild 3*). Das Monoflop, die bistabile Kippschaltung und T 1 müssen auf jeden Fall gegen Masse des Kippspannungsteils des Oszilloskops arbeiten. Dieses Massepotential wird gleichzeitig als negative Speisespannung für den Komparator benutzt. Andererseits entsprechen die positiven Speisespannungen des Monoflops und von IC 3 dem 0-V-Potential von IC 1. Durch die gleichspannungsmäßige Trennung des Komparators vom Rest der Schaltung hat das jedoch keine Folgen. (Wenn hier von Masse gesprochen wird, dann ist immer die Masse der Oszilloskop-Zeitablenkung gemeint. Diese muß durchaus nicht identisch sein mit dem Potential des Gehäuses! Beim HM 207 z. B. liegt das schaltungsmäßige Massepotential auf –15 V gegenüber dem Gehäuse.)

Der Verbrauch der Schaltung liegt bei 75 mA, wenn die angegebene Versorgungsschaltung verwendet wird. Das kann dem Netzteil der allermeisten Oszilloskope ohne weiteres zusätzlich zugemutet werden. Beim HM 207 schließt man R 9 direkt an +33 V an. Da die Schaltung gegen –15 V arbeitet, ergibt sich eine Spannungsdifferenz von 48 V. Davon müssen 38 V in dem Vorwiderstand R 9 „verbraten" werden. Durch die Serienschaltung von D 5 und D 6 stehen am Kollektor von T 2 genau 5 V. Die Spannungsangaben am Eingang der Versorgungsschaltung beziehen sich auf die Eintragungen im Schaltbild des HM 207, während sich die Spannungsangaben am Ausgang auf das Massepotential des Triggerzusatzes beziehen.

Der Aufbau des Triggerzusatzes

Die gesamte Schaltung einschließlich Versorgungsteil wurde auf einer 130 mm x 50 mm messenden Lochrasterplatte untergebracht. Die Leitungsführung soll so kurz wie möglich gehalten werden. Die externen Anschlüsse sind zu Lötstiften geführt, die am Rand der Lochrasterplatte montiert wurden. Die Schaltung ist auf der Lötseite der Oszilloskopplatine montiert. Die Verbindungsleitung vom Schleifer des Synchronisationsreglers zur Oszilloskopplatine wird abgelötet und der Schleifer mit dem entsprechenden Anschluß des Triggerzusatzes verbunden. Ferner wird die Verbindung zwischen der Versorgungsspannung des Kippspannungsteils und dem Kippfrequenzpoti aufgetrennt und Poti und Versorgung mit dem Triggerzusatz verbunden. Jetzt sucht man sich auf der Oszilloskopplatine die Stelle, wo der Austastimpuls für die Rücklaufverdunkelung abgenommen wird und schließt die Triggerschaltung vor dem Koppelkondensator zur Röhre an (beim HM 207 am Kollektor von T 18). Anschließend sind nur noch die beiden Anschlüsse der Stromversorgung mit +33 V und mit –15 V zu verbinden.

Der Abgleich

Der Abgleich ist sehr einfach; es gibt nur einen einzigen Abgleichpunkt: P 1. Der Schleifer von P 1 wird zunächst ganz zum negativen Ende hin gedreht. Zwischen Anschluß 10 des Komparators und +5 V wird ein Voltmeter gelegt (+ an +5 V), das jetzt eine Spannung zwischen 0 und 0,4 V anzeigen muß. Jetzt dreht man den Schleifer von P 1 langsam zum positiven Ende hin, bis sich plötzlich ein Sprung auf 3 V ergibt. Aus Stabilitätsgründen dreht man noch etwas weiter, und damit ist der Abgleich auch schon beendet. Wer's genau machen will, kann einen Hf-Meßsender an sein Oszilloskop anschließen und auf stehendes Bild bei immer höheren Frequenzen abgleichen. Wer ein zweites Oszilloskop zur Verfügung hat, kann natürlich auch versuchen, die Werte von C 5, C 6, R 6 zu optimieren.

Tips für den Nachbau

Für die Widerstände kann man 1/4-W-Typen ohne besonders enge Toleranzen nehmen. Lediglich R 8 und R 9 müssen 1 W bzw. 5 W vertragen. D 1 sollte eine Germanium-Diode sein, D 2 und D 6 sind Silizim-Universal-Typen (1 N 4148); T 2 ist ein npn-Silizium-Universal-Typ (BC 108). Die Anschlußbezeichnungen der ICs beziehen sich alle auf die DIL-Ausführung. Sollte sich vor allem bei sehr tiefen Frequenzen nur schwer ein stehendes Bild erreichen lassen, so kann eine Änderung der Werte von C 5, C 6 und R 6 eine Besserung bewirken. Eventuell montiert man diese drei Bauteile gleich so, daß man sie auch bei eingebauter Platine austauschen kann. Abgeschirmte Leitungen sind nicht notwendig. Das IC µA 760 kann von Electronic 2000, Neumarkter Str. 75, 8000 München 80 bezogen werden.

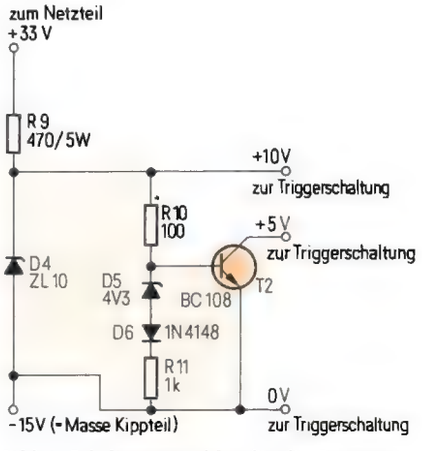


Bild 3. Schaltungsvorschlag für die Stromversorgung des Triggerzusatzes. Die Spannungsangaben am Eingang beziehen sich auf die Angaben im Schaltbild des HM 207, die am Ausgang auf das Massepotential der Triggerschaltung

Reinhard Gößler

Mikrocomputergesteuerte Funkuhr im Mini-Format

5. Teil

Im letzten Teil gibt der Autor Hinweise zur Inbetriebnahme. Sollte das Gerät nicht einwandfrei funktionieren, hilft die ausführliche Beschreibung zur Fehlersuche und Überprüfung der einzelnen Baustufen weiter.

Anzeigeplatine

Konsequenterweise sollen auch die drei Treiber-IS auf der Anzeige-Platine 750 (*Bild 31*) auf Fassungen gesetzt werden. Erst nach Montage von T 51 und den acht Widerständen werden die Mehrfach-Anzeigen auf jeweils 14 Drahtbrücken eingelötet, beginnend bei DSP2 (*Bild 32*). Danach erfolgt die Verbindung mit der Prozessor-Platine 731 (über die 16 Widerstands-Enden und zwei zusätzliche Brücken für die Stromversorgung). Zur Segmentansteuerung müssen sieben Drahtbrücken zwischen den Anschlußpunkten 64...70 hergestellt werden, wozu sich bestens ein Flachbandkabel eignet (*Bild 33*).

Endmontage

Nach Herstellen der bisher beschriebenen Verbindungen (also ohne angeschlossenen Empfänger) muß der Mikrocomputer etwa 10 s nach dem Einschalten damit beginnen, die Sekunden (nahezu zeitrichtig) hochzuzählen. Die Mini-Anzeige steht dabei auf dem Kopf, wenn die Prozessor-Platine auf dem Tisch liegt. Wenn dieses Hochzählen erfolgt und Sie zuvor Ihren Empfänger in Betrieb genommen haben, brauchen Sie nur noch die fünf Drahtbrücken zwischen Empfänger 720 und Prozessor 731 herzustellen, um Ihre Mini-Funkuhr zu komplettieren (*Bild 34*).

Richten Sie die Antenne nun auf den Sender aus (vgl. Bild 24) und warten Sie, bis Sie von einem Minutensprung zum nächsten kontinuierlichen Empfang hatten. Zeitgleich mit dem Minutenwechsel stellt sich dann vollautomatisch die richtige Zeit ein, die exakt mit der Amtlichen Deutschen Zeit (vergleichen Sie z. B. die Tagesschau-Uhr!) übereinstimmt. Spätestens zwei Minuten nach einer Empfangsstörung ist ein eventueller Anzeige-Fehler wieder behoben, und wenn die Antenne an einem ungestörten Empfangsort plaziert wird, läuft die Funkuhr nahezu ohne jede sichtbare Störung jahrelang zufriedenstellend.

Abschließend sei noch darauf hingewiesen, daß mit Erscheinen des Amtsblattes [18] der Deutschen Bundespost für den Empfang des Zeitzeichensenders DCF 77 weder eine Genehmigung erforderlich ist, noch Gebühren zu entrichten sind.

Fehlersuche

Rund zehn Sekunden nach dem Anlegen der Versorgungsspannung muß der Computer damit beginnen, die Sekunden hochzuzählen; dies tut er auch, wenn kein Empfangssignal vorliegt oder der Empfänger defekt ist. In diesem Fall erfolgt allerdings kein Minutenübertrag, und die Sekunden zählen über 60 hinaus und erscheinen bald nur noch als Hieroglyphen.

Für die einwandfreie Funktion ist deshalb die richtige Arbeitsweise des Empfängers Voraussetzung. Wenn die Leuchtdiode am Empfänger-Ausgang pro Sekunde einmal blinkt (ohne zu zittern oder auszusetzen), ist dies ein Indiz für ordnungsgemäßen Empfang. Bei jedem Minutensprung überträgt der Computer die während der letzten 60 Sekunden gesammelte und decodierte Zeitinformation in die Anzeige. Empfangsstörungen während der Sekunden 0...20 und 50...58 bleiben ohne Auswirkung, sofern kein totaler Ausfall des Empfangs eintritt (während der genannten Zeiten wertet der Mikrocomputer die empfangenen Information nicht aus).

Wenn Ihr Gerät von dem hier beschriebenen Verhalten abweicht, sollten Sie systematisch und mit der nötigen Überlegung an die Fehlersuche herangehen. Nachfolgend geben wir Ihnen detaillierte Hinweise, mit deren Hilfe Sie etwaige Fehler einkreisen können.

Überprüfen der Grundfunktionen

Die bei weitem am häufigsten auftretenden Fehler kommen dort vor, wo man es für unter seiner Würde hält, nachzusehen. Das beginnt bei Bestükkungsfehlern (falscher Bauteilwert, falsche Polung), setzt sich fort bei kalten Lötstellen und führt bis hin zu unbeabsichtigten Lötklecksen, die zu Kurzschlüssen im System führen.
Es ist daher unerläßlich, die Bestükkung und sämtliche Lötstellen sorgfäl-

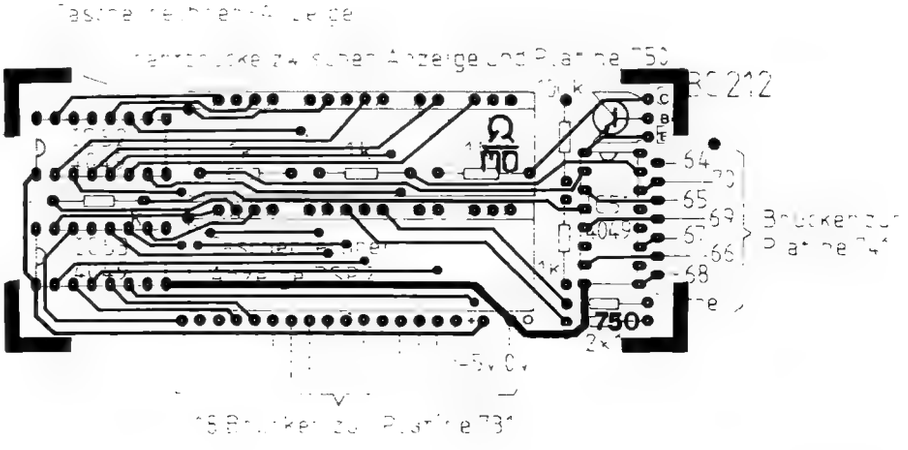


Bild 31. Bestückungsplan für die Anzeige-Platine

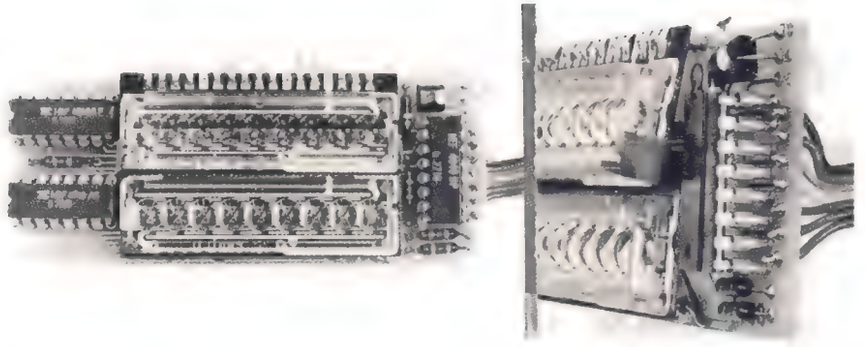


Bild 32. Die beiden Taschenrechner-Anzeigen werden geringfügig geneigt, um übereinander Platz zu haben

tig zu überprüfen. Wer dabei mit der Einstellung herangeht, daß sowieso kein Fehler vorliegt, wird mit Sicherheit auch keinen finden. *Wenn aber kein Fehler vorhanden wäre, würde die Schaltung arbeiten!* Unter diesem Gesichtspunkt sollte man den Aufbau betrachten, und sich selbst getrost auch einen „saudummen" Fehler zutrauen!

Der nächste Test gilt der Versorgungsspannung. Es ist zu prüfen, ob sie den Sollwert einhält (mit Abweichungen unter ±5 %) und ob sie an *jeder* einzelnen IS anliegt, so wie es das

Empfängerprüfung

Zunächst ist festzustellen, ob der Aufbau des Empfängers fehlerfrei ist. Das 77,5-kHz-Empfangssignal steht mit ausreichender Amplitude erst am Demodulatorkreis (L 2/C 2) zur Verfügung. Am Testpunkt 1 (TP 1, Emitter von T 23) ist es noch stark verrauscht und hat eine Amplitude von 10...20 mV_{ss}, so daß eine zuverlässige Messung hier nur schwer möglich ist, an Pin 7 des IC 21 beträgt die Amplitude bereits 500...700 V_{ss}. Zur leichteren Überprüfung hier noch einige Gleichspannungspegel: 4,1 V an der Basis von T22, 3,0 V an der Basis von T24 und 1,5 V an Pin 13 von IC 21.

Wichtig ist die optimale Ausrichtung der Antenne (vgl. Abschnitt „Empfänger"). Sie sollte möglichst hoch angebracht sein und keine Störquellen (Leuchtstoffröhren, Fernsehgeräte, große Eisenteile) in der Nähe haben. Eine wesentliche Verbesserung des Empfangs kann sich ergeben, wenn man das Nullpotential der Schaltung (Masse) mit dem Netzstecker-Schutzkontakt verbindet.

Der feste Schwellwert für den Komparator (IS 22, Stift 3) ist mit dem Spannungsteiler auf rund 150 mV eingestellt. Dieser Wert setzt voraus, daß das Signal am anderen Eingang während der Sender-Austastlücken deutlich unter 150 mV liegt und bei vollem Träger deutlich darüber.

Unter Umständen kann bei extremen Empfangslagen eine Veränderung dieser Schwelle erforderlich werden. Eine Vergrößerung des 10-kΩ-Widerstandes erhöht den Schwellwert, und bei einer Verringerung des Widerstandes geht auch der Schwellwert herunter.

Es kann außerdem vorkommen, daß durch interne Unsymmetrien von IS 22 ausgangsseitig keine Pegeländerung erfolgt, obwohl dies von den Eingangssignalen her zu erwarten wäre. In diesem Fall ist *von einem* der Balance-Anschlüsse 4 oder 5 an IS 22 ein Widerstand von ca. 100 Ω gegen + 5 V zu legen; im Extremfall kann dieser Widerstand auch durch eine Drahtbrücke ersetzt werden. Die Verbindung von Pin 4 nach Masse muß dann natürlich erst aufgetrennt werden.

Prüfung des Digitalteils

Im Abschnitt „Mikroprozessor" sind bereits detaillierte Hinweise zur Überprüfung der DMA-Steuerung gegeben worden. Vergewissern Sie sich anhand von Bild 14, ob an *jedem* dort vermerkten Punkt das entsprechende Signal wiederzufinden ist. Die invertierten High-Impulse der Demultiplexer-Ausgänge müssen an den Katoden der Anzeige als L-Pulse zu verfolgen sein.

Die Signale zur Segmentansteuerung schalten sauber zwischen 0 und + 5 V hin und her. Sie dürfen sich nie häufiger als alle 520 µs ändern (1,9-kHz-DMA-Frequenz). Alle anderen Signale auf dem Daten- und Adreßbus sehen grausig aus, wenn man sie mit dem Oszillografen betrachtet. Sie schwanken irgendwo in der Gegend von 0,5...3 V, und von sauberem Rechteck ist hier keine Rede mehr. Lassen Sie sich hierdurch nicht beirren, denn während des DMA-Verkehrs schalten diese Leitungen in den hochohmigen Zustand, und statt digitaler 0- oder 1-Pegel sieht man dann Entladekurven von RC-Gliedern.

Wenn sich in der Anzeige so viel „tut", daß jede Sekunde eine Änderung eintritt, die allerdings nicht sinnvoll aussieht, kann durchaus ein Fehler im PROM vorliegen. Dies ist wohlgemerkt *äußerst unwahrscheinlich*, solange man nicht brutal mit statischen Aufladungen (oder schlimmerem) an die zierlichen PROM-Beinchen herange-

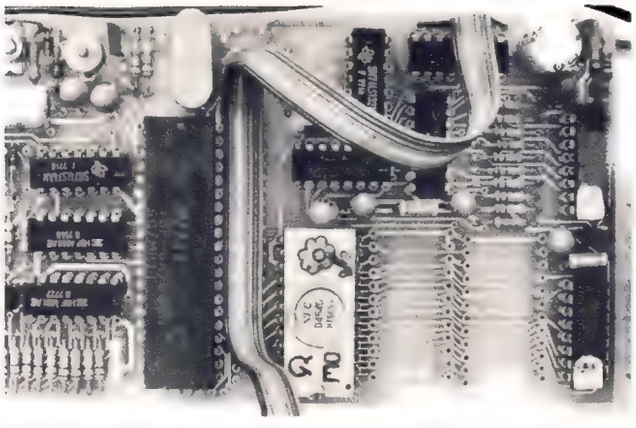


Bild 33. Ein 7adriges Flachbandkabel stellt die Verbindung zwischen DMA-Latch und Segmenttreibern her

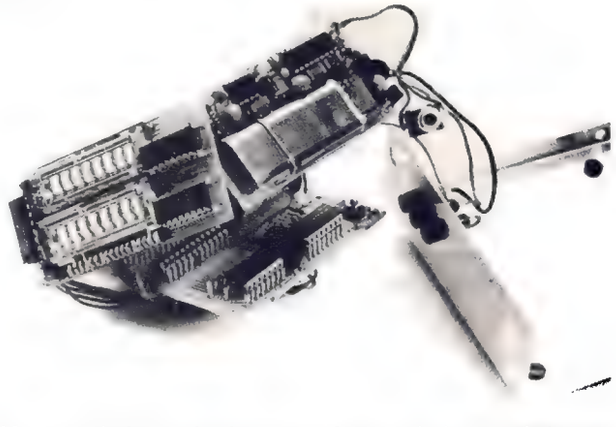


Bild 34. Durch die Sandwich-Bauweise lassen sich die vier Platinen so anordnen, daß sie im FUNKSCHAU-Mini-Gehäuse Platz finden

gangen ist. In diesem Fall ist eine Neuprogrammierung erforderlich, und das PROM muß dazu eingeschickt werden (auf leitender Unterlage z. B. Alufolie).

In der Hamburger Vertriebszentrale für die FUNKSCHAU-Mini-Geräte ist ein Service-Betrieb eingerichtet worden, der eigens für Reparaturen an Mini-Bausätzen zuständig ist. Wenn Sie nach sorgfältiger Prüfung aller hier gegebenen Ratschläge der Meinung sind, daß Ihr Bausatz nicht zum Funktionieren zu bringen ist, können Sie sich an diese Service-Zentrale wenden. Voraussetzung für eine Bearbeitung ist natürlich, daß das Gerät reparaturfähig aussieht und nicht in einem Meer von verschmierten Lötklecksen untergeht!

Literatur

[1] *Gößler, R.*: Miniaturzähler für Frequenz und Periodendauer. FUNKSCHAU 1976, H. 7, S. 271...276.

[2] *Gößler, R.*: Universelle 24-Stunden-Digital- und Stoppuhr. FUNKSCHAU 1976, H. 12/13, S. 543...549.

[3] *Gößler, R.*: Vielseitiger Funktionsgenerator mit Zusatz für FM und C-Messung. FUNKSCHAU 1976, H. 17, S. 729...734.

[4] *Gößler, R.*: Miniatur-Netzteil für vier Ausgangsspannungen. FUNKSCHAU 1976, H. 21, S. 917...921.

[5] *Gößler, R.*: Vollautomatisches Digitalmultimeter im Taschenformat. FUNKSCHAU 1976, H. 24, S. 1081...1085 und H. 25, S. 1126...1128.

[6] *Gößler, R.*: Schneller Teiler und Vorverstärker für 500 mHz...500 MHz. FUNKSCHAU 1977, H. 7, S. 299...303.

[7] *Gößler, R.*: Erweiterungen für den FUNKSCHAU-Mini-Zähler und die Stoppuhr. FUNKSCHAU 1977, H. 7, S. 303...305.

[8] *Gößler, R.*: Miniatur-Digitalvoltmeter für Batterie- und Netzbetrieb. FUNKSCHAU 1978, H. 8, S. 365...368 und H. 9, S. 428...430.

[9] Bundesgesetzblatt Nr. 42/1978 vom 31.7.1978: Gesetz über die Zeitbestimmung (Zeitgesetz-ZeitG) vom 25. Juli 1978.

[10] Hobbycomputer. Sonderheft der ELO, FUNKSCHAU und ELEKTRONIK. FRANZIS-Verlag, München 1978.

[11] DIN 1355. Zeit, Kalender, Wochennumerierung, Tagesdatum, Uhrzeit. Beuth-Verlag GmbH, März 1975.

[12] *Hetzel, P. und Rohbeck, L.*: Digitale Anzeige der vom Sender DCF 77 verbreiteten Amtlichen Zeit. FUNKSCHAU 1974, H. 19, S. 727...730.

[13] *Werner, H.*: Mikrocomputer. Eine kleine Einführung. Fortsetzungsreihe, beginnend in FUNKSCHAU 1978, H. 21, S. 1038.

[14] *Gößler, R.*: Dem Mikrocomputer aufs Bit geschaut. Einführungsreihe, beginnend in ELO 1978, H. 9, S. 40.

[15] *Gößler, R.*: Einführung in die Mikrocomputer-Programmierung. ELEKTRONIK 1977, H. 6, S. 64...70; H. 7, S. 53...58; H. 8, S. 67...74 und H. 9, S. 71...78.

[16] *Gößler, R.*: Mikroprozessor SC/MPII (ISP-8A/600). Arbeitsblatt 116. ELEKTRONIK 1979, H. 3, S. 81...82.

[17] SC/MP-Programmier- und Assembler-Handbuch. Handbuch der Firma National Semiconductor (in deutsch). August 1976.

[18] Amtsblatt des Bundesministers für das Post- und Fernmeldewesen. Nr. 34 1978 vom 20.3.1978: Vfg 287/1978. Allgemeine Genehmigung zum Errichten und Betreiben von Empfangsfunkanlagen für den Empfang von Normalfrequenz- und Zeitzeichensendungen.

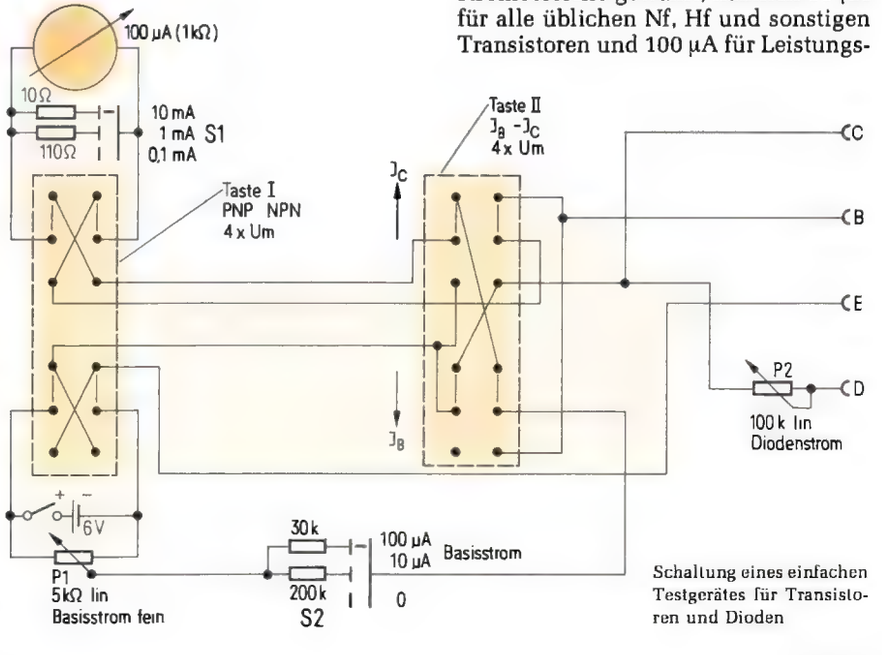
Transistoren- und Dioden-Tester

Mit einem Mikroamperemeter und einigen wenigen Bauteilen läßt sich ein praktisches Testgerät für die Überprüfung von Transistoren und Dioden aufbauen. Mit diesem Gerät sind folgende Messungen möglich:

1. Messung des Kollektor-Emitter-Reststromes;
2. Messung des Kollektorstromes bei Basisströmen von 10...100 µA;
3. Messung der statischen Stromverstärkung;
4. Messung des Rest- und Durchlaßstromes von Dioden.

Taste I dient zur Umschaltung für PNP- und NPN-Transistoren. Mit Taste II wird das Meßinstrument wahlweise in den Basis- bzw. Kollektorkreis des Prüflings gelegt. Es sind drei Meßbereiche vorgesehen, nämlich 0,1/1/10 mA, die mit dem Stufenschalter S 1 eingestellt werden. Die Bereiche 0/10/100 µA für den Basisstrom sind mit S 2 wählbar. Mit dem Potentiometer P 2 kann der Strom in Sperr- bzw. Flußrichtung einer zu prüfenden Diode eingeregelt werden. P 1 dient zur genauen Einstellung des Basisstromes. Außerdem läßt sich sehr gut die Änderung des Kollektorstromes und damit die Stromverstärkung bei verschiedenen Werten des Basisstromes beobachten.

Bei der Prüfung eines Transistors geht man folgendermaßen vor: Taste I auf den jeweiligen Transistortyp stellen, Taste II auf Kollektorstrommessung schalten, Schalter S 2 auf 0, womit gleichzeitig der Basiskreis geöffnet wird; Meßinstrument-Bereich 10 mA, Batterie einschalten, dabei auf das Instrument achten (Gefahr der Überlastung bei einem evtl. Schluß des Prüflings), sonst Bereich 0,1 mA einstellen. Der dabei angezeigte Wert ist der Kollektor/Emitter-Reststrom bei offener Basis. Zur Messung der statischen Stromverstärkung werden zwei Basisstrombereiche gewählt, nämlich 10 µA für alle üblichen Nf, Hf und sonstigen Transistoren und 100 µA für Leistungs-



Schaltung eines einfachen Testgerätes für Transistoren und Dioden

transistoren. Zwecks Durchführung dieser Messung Taste II auf „Basisstrom" stellen, Schalter S 2 auf den entsprechenden Bereich schalten und den angezeigten Basisstrom mit P 1 genau auf 10 bzw. 100 µA einregulieren. Instrument auf 10 mA-Bereich einstellen, Taste II auf „Kollektorstrommessung" zurückschalten.

Der Stromverstärkungsfaktor errechnet sich bekanntlich nach der Formel $\beta = \frac{I_C}{I_B}$

Das bedeutet, daß der angezeigte Wert I_C in mA durch den Basistrom dividiert werden muß. Bei Basisströmen von 10 bzw. 100 µA bedarf es keiner großen Rechnung. Ein Beispiel: I_B = 10 µA, angezeigter Wert I_C = 2 mA = 2000 µA, also 2000 : 10 = 200, demnach Stromverstärkung 200. Man kann auch den abgelesenen Wert in mA mit 100 multiplizieren. Ist bei Leistungstransistoren ein Basistrom von 100 µA eingestellt worden, braucht der Wert des Kollektorstromes in mA nur mit 10 zu multipliziert werden. Einfacher geht es nicht mehr!

Ernst Nieder

Schaltungskniff

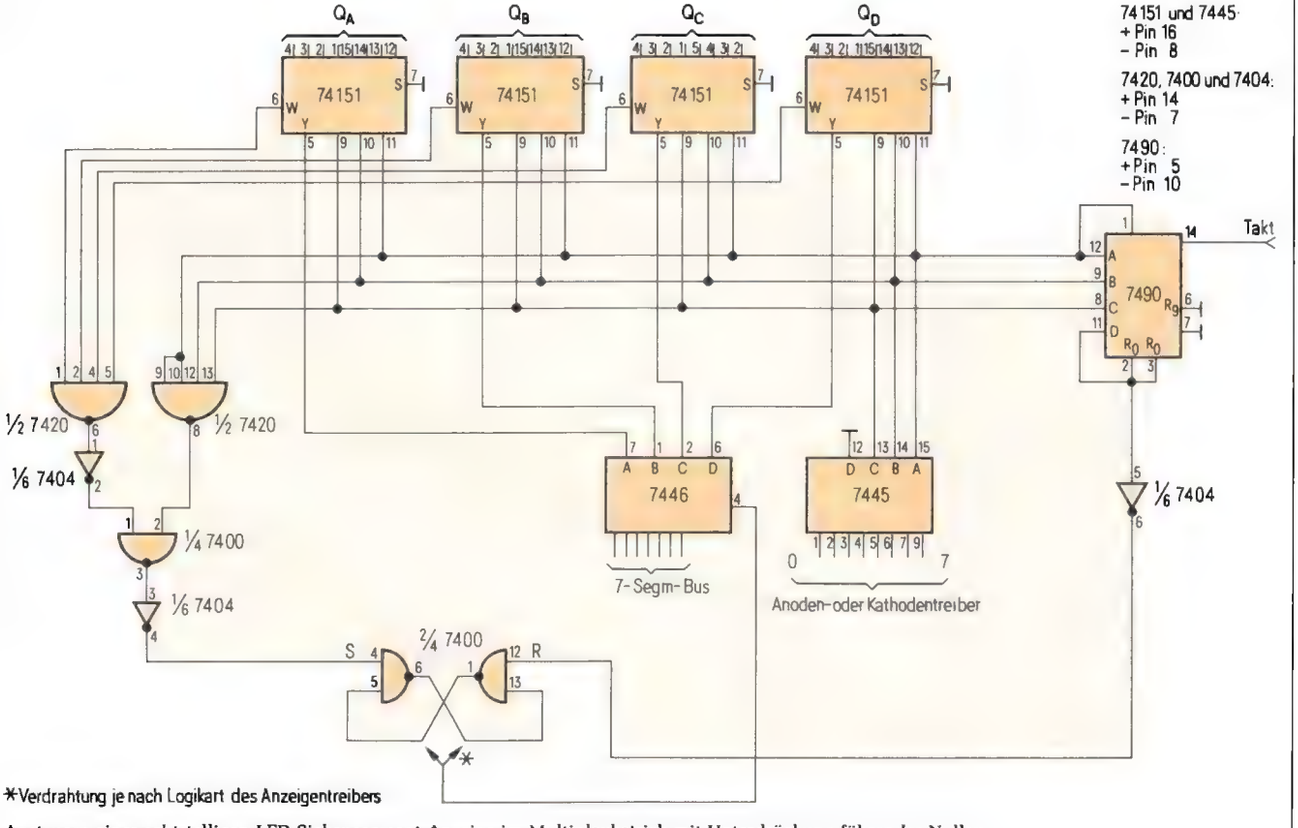
Multiplex-Anzeige mit Vornullen-Unterdrückung

Die meisten heute erhältlichen Rechner-Anzeigen (mehrstellige LED-Displays) sind so verdrahtet, daß sie sich nur im Multiplex-Betrieb ansteuern lassen, weil alle gleichen Segmente der einzelnen Stellen parallelgeschaltet sind, um Anschluß-Pins und damit Kosten zu sparen.

Ein Nachteil des Verfahrens ist leider, daß die Unterdrückung führender Nullen per Hardware schwierig zu realisieren ist. Die im *Bild* gezeigte Schaltung stellt eine 8 x 4-bit-Information auf einer achtstelligen Multiplex-Anzeige dar, wobei es sich um den Hexadezimal- oder Dezimal-Code handeln kann. Die vier Multiplexer 74151 bilden das Kernstück der Schaltung; sie verteilen die Information auf die gewünschte Stelle. Zur Ansteuerung der einzelnen Stellen dient ein Zähler zusammen mit einem Dezimaldecoder; wegen der hohen Taktfrequenz ergibt sich für das Auge ein stehendes Bild.

Die Nullenunterdrückung funktioniert folgendermaßen: An den invertierten Ausgängen der Mulitplexer wird abgefragt, ob eine Null anliegt. Außerdem wird der Zählerstand überprüft, ob gerade die achte (letzte) Stelle angezeigt wird, denn sie soll ja auf jeden Fall leuchten und von der Nullenunterdrückung ausgenommen werden. Ein RS-Flipflop „merkt" sich, ob eine Stelle nicht Null war und schaltet den Rest der Anzeige dann dauernd ein.

Hans Kurscheidt



Ansteuern einer achtstelligen LED-Siebensegment-Anzeige im Multiplexbetrieb mit Unterdrückung führender Nullen

Scanner für Funkgeräte

Es ist oft recht mühsam, alle zur Verfügung stehenden Kanäle auf Funkpartner oder Umsetzer abzusuchen. Besonders im Mobilbetrieb bewährt sich ein sog. Scanner sehr gut. Die elektronische Lösung dieses Problems stellt folgende Schaltung dar. In der Grundausführung ist das Gerät für quarzgesteuerte Geräte entworfen, welche mit Hilfe von Dioden gleichspannungsgesteuerte Frequenzumschaltung erlauben. Als Folge wurde es speziell für den Einsatz im Amateurfunkgerät IC 215 entwikkelt. Es sind noch einige Variationsmöglichkeiten, die für den Einsatz in anderen Geräten wertvoll sein können, erläutert.

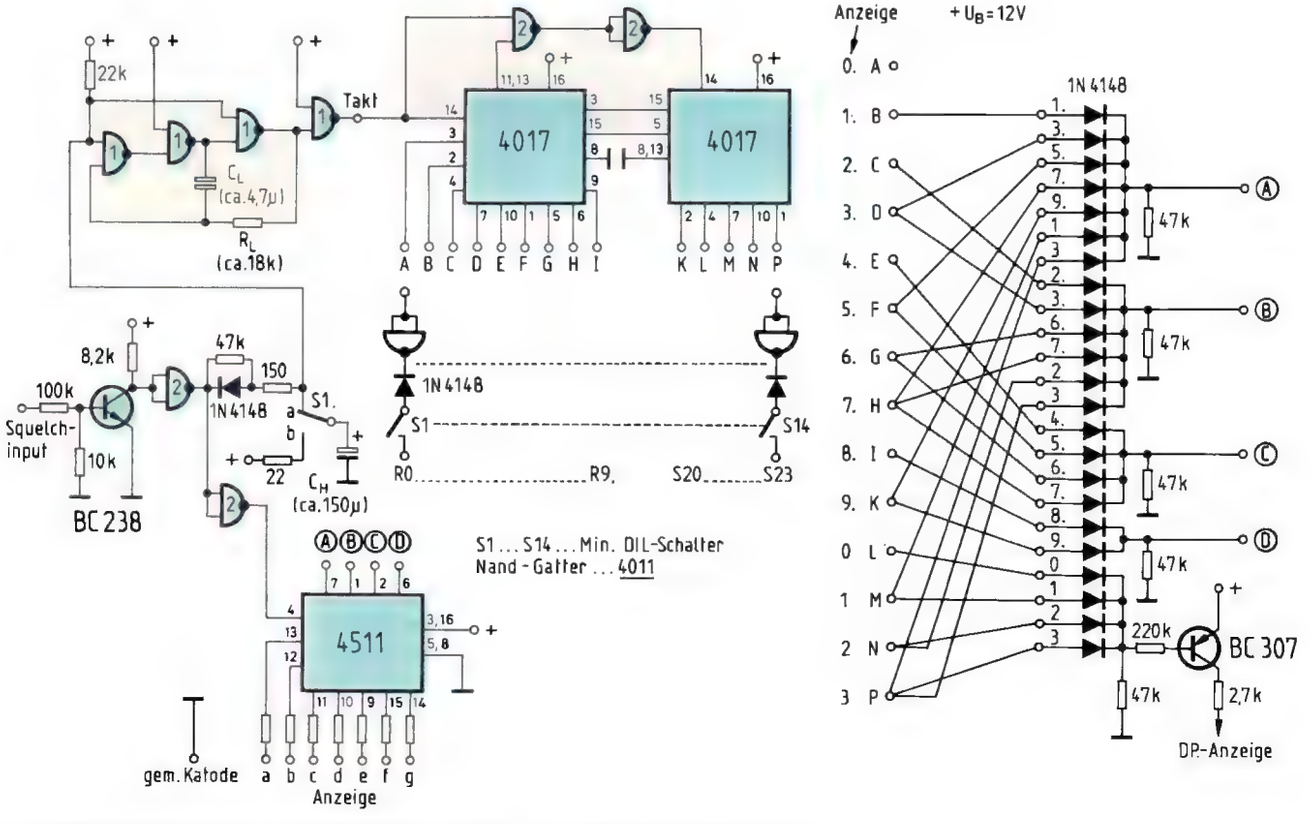
Der Taktgenerator, der den nachgeschalteten Zähler steuert, besteht aus vier NAND-Gattern die das IC 4011 enthält. Die Schaltung *(Bild)* besitzt einen Start-Stop-Eingang. Dieser hat die wichtige Eigenschaft beim Stop-Befehl den Ausgang auf „0" zu legen, da der Zähler auf steigende Flanken anspricht; dadurch wird ein Weiterspringen des Zählerstandes um 1 verhindert.

Der Squelch des Funkgerätes liefert die Start-Stop-Information, die an einer Stelle im Funkgerät abgenommen wird, an der die Squelchspannung mit möglichst großem Ein-Aus-Kontrast (beim IC 215 ist das der Kollektor von Q 10) auftritt. Diese Spannung wird dann mit T 1 auf Logikpegel verstärkt. Nach einem Inverter folgt dann die Verzögerung und die manuelle Weiterschaltung, falls ein Kanal uninteressant ist. Der so erzeugte Start-Stop-Impuls wird dem Taktgenerator zugeführt.

Der Zähler besteht aus dem IC 4017, einem Dekadenzähler mit decodierten Ausgängen, Er ist für 14 Kanäle ausgelegt, kann aber auf beliebige Anzahl verändert werden. Die Ausgangssignale des Zählers werden nun noch invertiert und über Schutzdioden an den Kanalschalter des Funkgerätes angeschlossen.

Um nicht durch gestörte Frequenzen oder Dauer-QSO's belästigt zu werden, sind noch DIL-Schalter vorgesehen. Man schaltet damit unwichtige Kanäle einfach ab und der Scanner sucht auf den restlichen weiter. Wenn jetzt z. B. auf Kanal 3 ein QSO läuft, so zählt der Scanner bis der Stop-Befehl kommt, Leitung 3 liegt dann auf Masse und der Kanal kann abgehört werden.

Damit man weiß, auf welcher Frequenz man sich gerade befindet, ist noch eine Kanalanzeige vorgesehen. Es werden hier die Kanäle R 0 bis R 9 mit 0 bis 9 und die Kanäle S 20 bis S 23 mit 0 bis 3 angezeigt.



Die Schaltung des Scanners. Oft ist im Funkgerät noch genügend Platz für eine Platine vorhanden

Die Decodierung erfolgt zuerst mit Dioden in den BCD-Code und dann mit dem IC 4511 auf Siebensegmentanzeige. Der Blank-Eingang ist mit dem Start-Stop-Impuls verbunden, wodurch beim laufenden Scanner die Anzeige ausgeblendet bleibt. Zur Funktionsanzeige blinkt nur der Dezimalpunkt.

Variationsmöglichkeiten

Um den Scanner den jeweiligen Erfordernissen und dem Gerät bestmöglich anzupassen, können folgende Hinweise hilfreich sein: Wenn der gewählte Squelchausgang in der Stop-Stellung log „1" hat, dann muß zu IC 2 a noch ein Inverter hinzugefügt werden. Mit C_H kann die Verzögerungszeit von Stop auf Start eingestellt werden. Mit C_L (bipolar!!) und R_L wird die Schrittzeit so schnell eingestellt, daß der Scanner gerade noch sicher stehenbleibt. Statt dem 4017 Dekadenzähler können auch BCD-Zähler verwendet werden, falls ein Synthesizergerät mit BCD-Eingang angeschlossen wird. Die Kanalanzeige vereinfacht sich dann, da die Dioden wegfallen. Die Quarzschaltung des betriebenen Kanals wird bei den meisten Geräten auf Masse gelegt, sollte sie einmal auf positive Spannung gelegt werden müssen, so sind die Inverter wegzulassen und die Schutzdioden umzudrehen.

Der Scanner des Verfassers ist im Batteriefach des IC 215 auf einer doppelseitig kaschierten Leiterplatte untergebracht. Für den Schalter S 1 wurde der Lichtschalter, der 2 Ebenen hat, verwendet. Der Scanner erhält seine Betriebsspannung, wenn man den Ein-Aus-Schalter in Stellung C legt. Eine Miniatur-Siebensegmentanzeige ist neben der Leuchtdiode zur Betriebsanzeige untergebracht.

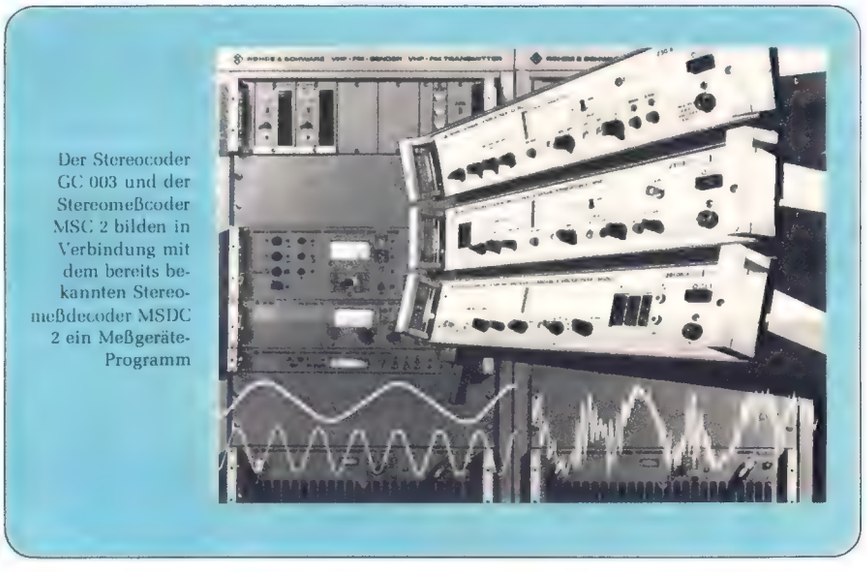
Einstellung und Betrieb

Beides ist bei diesem Gerät sehr einfach: Nachdem man sich von der Funktion des Scanners überzeugt hat, und auch der Squelcheingang richtig reagiert, stellt man die Verbindungen zum Funkgerät her. Dazu verwendet man Flachkabel, um einer Verwirrung durch die relativ große Anzahl von Leitungen vorzubeugen. Nun überprüft man noch, ob der angezeigte Kanal mit dem tatsächlichen Kanal übereinstimmt.

Nach dem Einschalten sucht der Scanner ein Funkgespräch. Wenn S_1 in Stellung a ist, läuft bei jeder Unterbrechung des Gespräches die Verzögerungszeit mit C_H ab und der Scanner wartet einige Zeit. Spricht niemand mehr, wird die nächste Station gesucht. In Stellung S_1 b läuft der Scanner ohne Verzögerung sofort weiter. Falls ein Kanal uninteressant geworden ist, schaltet man kurz von a auf b und zurück auf a und der Scanner verläßt den Kanal um weiterzusuchen.
Mit dem Squelch des Funkgerätes kann man auswählen welche Empfangsqualität man noch zulassen will, um den Scanner anzuhalten. *Kurt Moraw*

Neue Stereomeßgeräte für höchste Ansprüche

Der neue Stereomeßcoder MSC 2 und der Stereobetriebscoder GC 003 erzeugen Stereo-Multiplexsignale hoher Präzision. Sie komplettieren zusammen mit dem bereits bekannten Stereomeßdecoder MSDC 2 das Stereomeßprogramm von Rohde & Schwarz (*Bild*). Erreicht werden die hochpräzisen Multiplexsignale mit einem neuen Codierverfahren, das das harte Umschalten mit 38 kHz durch eine stufenweise Überblendung in 14 Schritten ersetzt. Alle drei Geräte übertreffen die Pflichtenheftforderungen der Rundfunkanstalten z. B. an L/R-Übersprechen, Klirrfaktor und Geräuschspannung.



Der Stereocoder GC 003 und der Stereomeßcoder MSC 2 bilden in Verbindung mit dem bereits bekannten Stereomeßdecoder MSDC 2 ein Meßgeräte-Programm

In Verbindung mit dem Stereomeßdecoder MSDC 2 bildet der MSC 2 einen Meßplatz für Messungen an allen Geräten in Entwicklung, Fertigung und Betrieb, die ein Multiplexsignal verarbeiten wie FM-Sender, Modulatoren, Ballempfänger und Schaltfelder. Ein eingebauter Nf-Generator erzeugt sechs Frequenzen mit hoher Amplitudenstabilität und geringem Klirrfaktor.

Der Stereobetriebscoder GC 003 entspricht im Aufbau im wesentlichen dem des MSC 2, erfüllt aber zusätzlich die speziellen Anforderungen der Senderbetriebstechnik und kann u. a. auch monaurale Signale übertragen. Er verfügt über zwei entkoppelte Multiplexausgänge und enthält für Kontrollzwecke einen hochwertigen, erdfreien Ausgang.

Beiden Geräten gemeinsam ist ein eingebauter Spitzenspannungsmesser, der die Aussteuerung und die Funktion der Coder während des Betriebs überwacht.

Berichtigung

Elektronischer Linearitätsregler für Horizontal-Ablenkschaltungen

FUNKSCHAU 1979, Heft 15, Seite 855

Die Bildunterschrift zu Bild 7 auf Seite 857 muß richtig lauten:
a) Gitterraster bei mittlerer Entzerrung, b) Gitterraster bei maximaler Entzerrung, c) Gitterraster ohne Entzerrung.

Ing. (grad.) Heinrich Siggemann

LCD-Multimeter für Gleich- und Wechselstrom

Die folgende Bauanleitung ermöglicht den Aufbau eines kleinen Multimeters mit digitaler Flüssigkristall-Anzeige, mit dem sich Gleich- und Wechselströme und -spannungen bis etwa 100 kHz sowie Widerstände bis 2 MΩ messen lassen. Dank des geringen Stromverbrauches sind mit einer kleinen 9-V-Batterie 150 Betriebsstunden möglich.

Die Schaltung

Bild 1 zeigt die Gesamtschaltung des LCD-Multimeters. Es ist um das IC 7106 (Intersil/Spezial-Elektronik, München) aufgebaut. Es enthält sämtliche Funktionsgruppen und arbeitet nach dem bewährten Dual-Slope-Verfahren mit automatischem Null-Abgleich. Die Referenzspannung ist sehr stabil ($< 100 \cdot 10^{-6}$/°C), da die thermische Belastung des IC durch die fast leistungslose LCD-Anzeige sehr gering ist. Sie liegt an den Stiften 1 und 32 (ca. 2,8 V). An den Stiften 38 bis 40 wird die Taktfrequenz eingestellt (40 kHz für 100 ms Integrationszeit). Das IC 4016 dient zur Umschaltung von der internen Referenz auf ratiometrische Messung.

Die LCD-Anzeige muß mit Wechselspannung (ca. 100 Hz) betrieben werden. Daher müssen die Dezimalpunkte über Exclusiv-Oder-Gatter angesteuert werden. Stift 21 liefert die Wechselspannung.

Bei Gleichspannungsmessungen ist der eigentliche Digitalvoltmeter-Baustein über den Eingangsteiler mit dem Meßobjekt verbunden. Bei Wechselspannungsmessungen ist es wichtig, daß der Eingangsteiler frequenzkompensiert ist, da nur so ein Frequenzbereich bis 100 kHz bei gleichbleibender

Unterspannungsanzeige

Festspannungsregler sind zur Stromversorgung elektronischer Schaltungen sehr beliebt. Wegen der internen Strombegrenzung nehmen sie Überlastung oder zu hohe Stromentnahme nicht gleich übel. Allerdings kann die angeschlossene Schaltung einen undefinierten Betriebszustand einnehmen, wenn, oft unbemerkt, der Strom zu hoch ist und die Spannung den Nennwert unzulässig unterschreitet. Ein Widerstand zur Stromabfrage erzeugt zusätzlich Verlustleistung. Die hier gezeigte Spannungsüberwachung benötigt nur eine sehr geringe Betriebsleistung und ist wegen der abknickenden Kennlinie des Spannungsreglers gleichzeitig eine empfindliche Überstromanzeige.

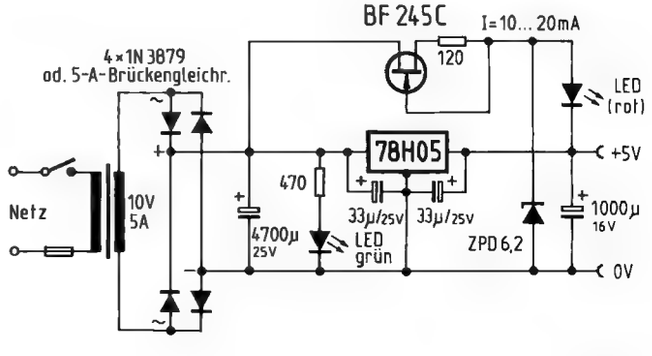
Die im *Bild* dargestellte Stromversorgung dient zur Speisung eines größeren µC-Systems. Es ist für 5 V/5 A ausgelegt. Die Gleichrichtung, die Siebung und der Anschluß des ICs erfolgt in der üblichen Weise, wobei wegen des hohen Stroms auf richtige Leitungsführung und gute Kühlung geachtet werden sollte.

Die Spannungsüberwachung besteht aus dem FET, der LED und der Z-Diode. Die Z-Spannung muß etwa 1,1...1,2 V über der Nennspannung des Reglers liegen. Durch den als Konstantstromquelle geschalteten FET fließt ein Strom in die Dioden, der im Normalzustand vollständig von der Z-Diode übernommen wird, weil eine rote LED erst bei etwa 1,4 V zu leiten beginnt. Beim Unterschreiten der Ausgangsspannung um nur einige 100 mV übernimmt die LED den Konstantstrom und beginnt zu leuchten.

Die Dimensionierung der im Bild gezeigten Spannungsüberwachungs-Schaltung kann für alle 5-V-Versorgungen benutzt werden. Der FET muß ein I_{DSS} von 10...20 mA aufweisen und die Z-Spannung sollte nicht sehr weit von 6,2 V abweichen (evtl. beide Teile ausmessen oder mehrere Exemplare ausprobieren). Wenn keine rote LED, sondern eine gelbe oder grüne genommen wird, muß die Z-Spannung etwa 0,5...0,8 V höher liegen.

Bei Regler-ICs mit anderen Ausgangsspannungen muß nur der Wert der Z-Spannung entsprechend gewählt werden.

Ing. (grad.) Peter von Bechen



Einfache Stromversorgung für 5 V/5 A mit Überlastanzeige

Genauigkeit erreicht werden kann. Mit Koppelkondensatoren werden Gleichanteile bei Wechselspannungsmessungen abgetrennt.

Bei Gleichstrommessungen liegen die Eingangsklemmen an einer Anzapfung der Teilerkette. Die Überlastsicherheit ist hier vor allem durch die Belastbarkeit der Teilerwiderstände begrenzt. Bei Wechselstrommessungen ist eine Frequenzkompensation des Teilers wegen der kleinen Widerstandswerte nicht erforderlich.

Die Widerstandsmessung erfolgt ratiometrisch, d. h. durch Messen des Verhältnisses der Spannungsabfälle an R 12...16 und RX.

Mit S 1 wird der Meßbereich und der Dezimalpunkt umgeschaltet, mit S 2 die Meßart ausgewählt. Im Muster

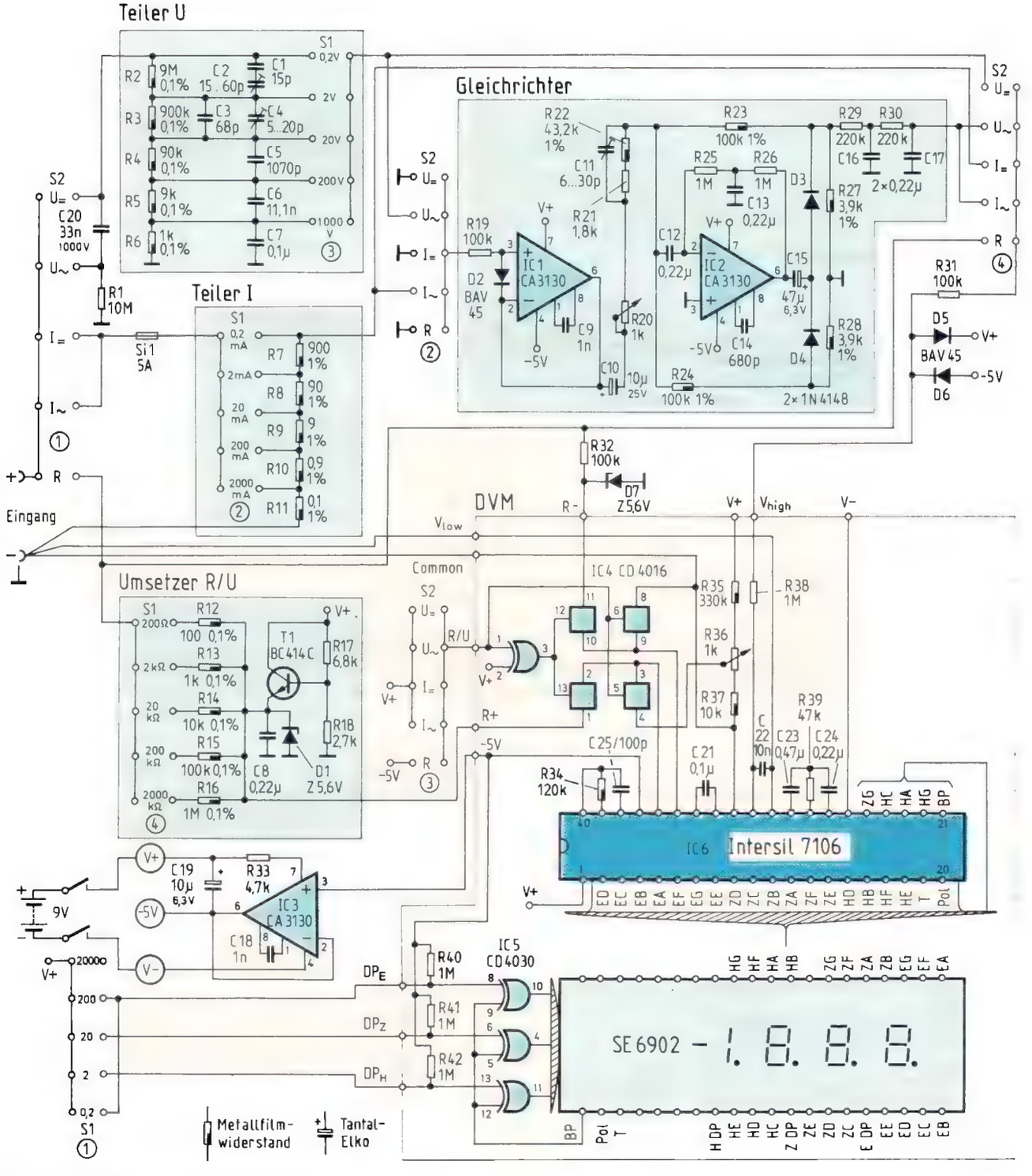


Bild 1. Gesamtschaltung des LCD-Multimeters

wurden Schalter der Firma ELMA, München, verwendet.

Im Gleichrichter bildet R 19 zusammen mit der „Picoampere-Diode" BAV 45 und den integrierten Dioden des OP den Überlastungsschutz. Die Dioden belasten den Spannungsteiler nicht, da sie im Normalbetrieb spannungslos sind. IC 1 dient als Impedanzwandler. IC 2 wirkt als Einweggleichrichter. Daher muß die Verstärkung dieser Stufe 2,22 betragen. Ein- und Ausgang von IC 2 sind durch Kondensatoren abgetrennt, so daß die Offsetspannung des IC nicht zum DVM gelangen kann. Mit C 11 wird der Frequenzgang des Gleichrichters kompensiert.

Bei höheren Frequenzen fehlen einige Digit, d. h. es wird eine gewisse Spannung benötigt, ehe ein Meßwert angezeigt wird. Dies liegt an der zu niedrigen Grenzfrequenz von IC 2. Ein anderer OP würde aber den Stromverbrauch stark erhöhen.

Den Überlastungsschutz für die Bereiche U=, I= und R bewirken R 31, D 5 und D 6. Die stabilisierte Spannung des DVM −5 V besitzt einen Innenwiderstand von ca. 500 Ω. Durch IC 3 wird sie niederohmig und speist den Gleichrichter. Der Emitterfolger (T 1) erzeugt eine Spannung von ca. 0,3 V für die Widerstandsmessung.

Aufbau

Bild 2 zeigt die Platine des Digitalvoltmeter-Bausteins und *Bild 3* den dazugehörigen Bestückungsplan. Der Aufbau von Gleichrichter und Teilerketten geht aus den *Bildern 4* und 5 hervor.

Die Leiterplatte für das Digitalvoltmeter ist nur kritisch im Bezug auf Kriechströme. 10 pA(!) Offsetstrom werden schon angezeigt. Die Platine ist so ausgelegt, daß empfindliche Leitungen beiderseits mit Leiterbahnen von Null-Potential abgeschirmt werden.

Die Platine mit dem Gleichrichter und den Teilerwiderständen muß dagegen in ein Gehäuse eingebaut werden, um die Wechselstromfelder abzuschirmen. Beim Mustergerät beträgt die Einstreuung nur noch ca. 1 mV, was sich also nur im empfindlichsten Wechselspannungsbereich auswirkt.

Außerdem muß der Gleichrichter durch eine Wand von den Teilerwiderständen getrennt werden, da sonst der frequenzkompensierte Spannungsteiler nicht mehr korrekt arbeiten kann. Um die Metallabschirmung muß ein isolierendes Gehäuse gebaut werden, da die Abschirmung bei Falschpolung Spannung führt (Berührungsgefahr).

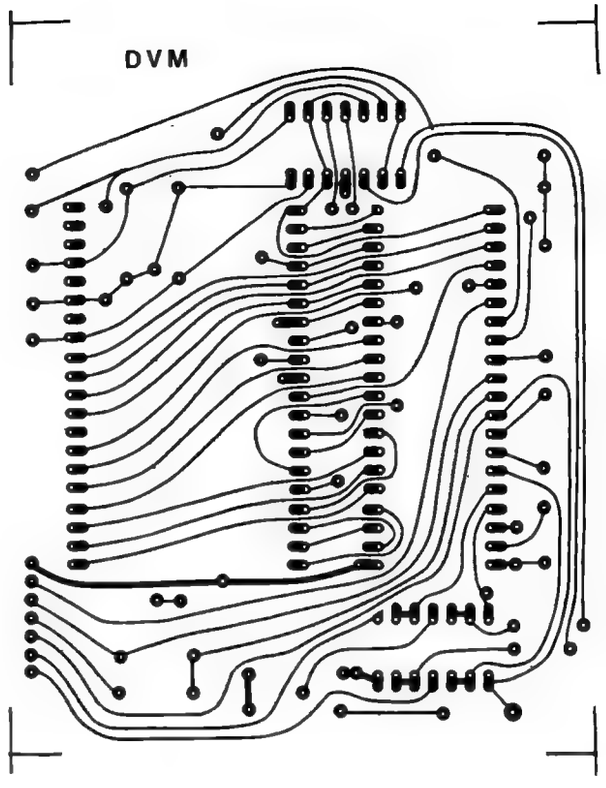


Bild 2. Platine für das Digitalvoltmeter-Modul

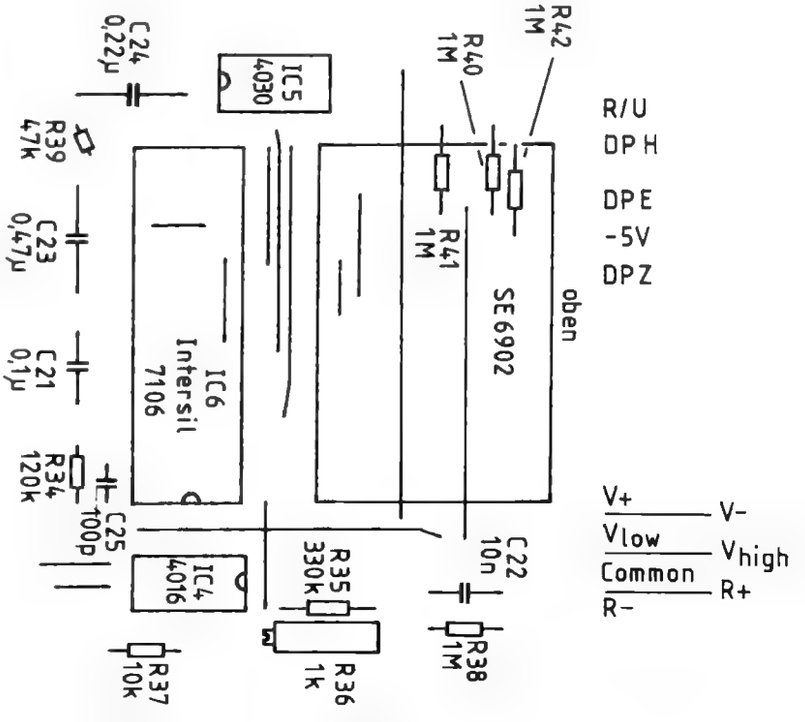


Bild 3. Bestückungsplan für den DVM-Baustein

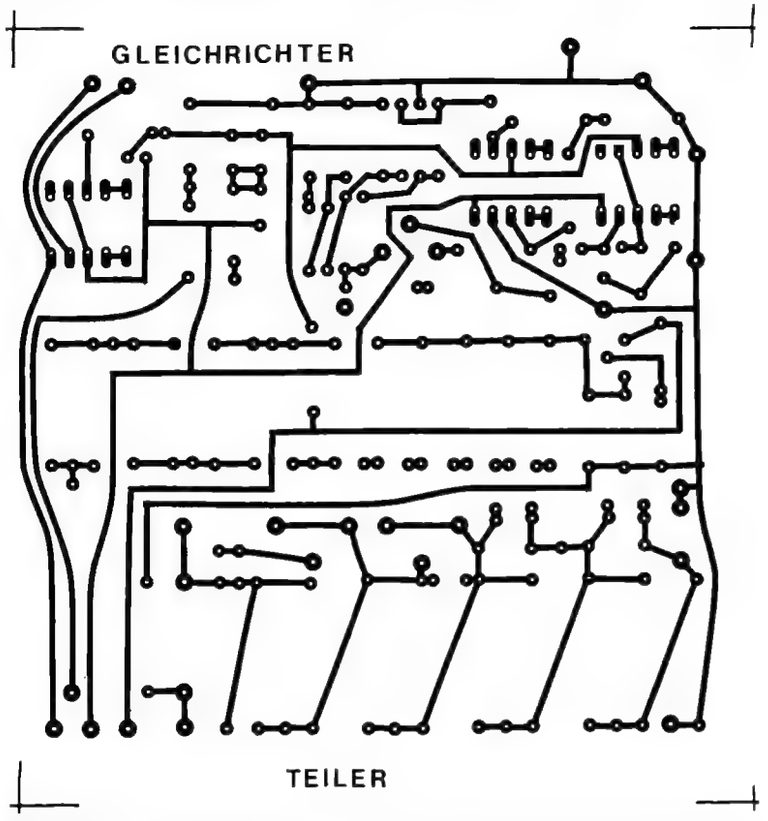


Bild 4. Platine für den Wechselspannungs-Teil und den frequenzkompensierten Eingangsteiler

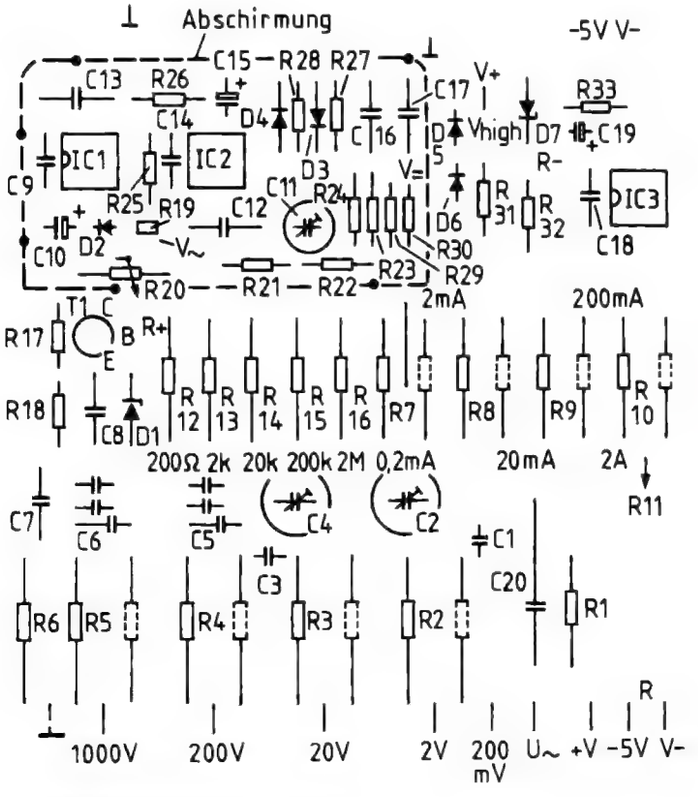


Bild 5. Bestückungsplan für den Eingangsteil

Abgleich

Das DVM wird mit R 36 abgeglichen (Meßbereich 0,2 V DC), der Gleichrichter mit R 20 abgeglichen (Meßbereich 0,2 V Wechselspannung, 50 Hz). Anschließend wird mit C 11 bis 20 kHz der Frequenzgang des Gleichrichters abgeglichen. Im Spannungsteiler wird der Wechselspannungs-Bereich 20 V mit C 2 und der Bereich 2 V mit C 4 abgeglichen (eventuell wiederholen). C 5 bis C 7 sollen relativ zueinander nicht mehr als 1 % abweichen.

Operationsverstärker mit FET-Eingang

Die Operationsverstärker teilen wir hinsichtlich der Größe ihres Eingangswiderstandes in drei Gruppen ein:

a) bipolarer Eingang:

$R_E \approx 200\,k\Omega ... 800\,k\Omega$

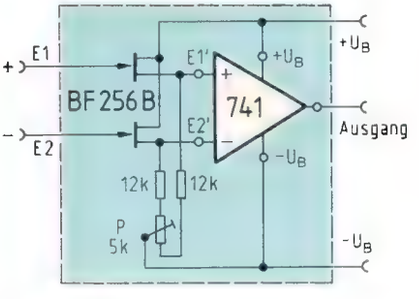
b) bipolarer Darlington-Eingang:

$R_E \approx 3\,M\Omega ... 10\,M\Omega$

c) FET-Eingang:

$R_E \approx 10^{12}\,\Omega$

Für manche Anwendungen ist ein Operationsverstärker mit hohem Eingangswiderstand von Nutzen – nur ist er nicht immer zur Hand. Mit universellen Typen wie dem 741 und zwei Feldeffekttransistoren BF 256 läßt sich ein



So entsteht aus einem 741 ein hochohmiger FET-Operationsverstärker

„hybrider" FET-Operationsverstärker nach der Schaltung in *Bild 1* aufbauen.

Die Transistoren T 1 und T 2 bilden den hochohmigen Eingang als Sourcefolger. Durch die vorliegende Schaltung verkleinert sich der Eingangs-

Aussteuerbereich um das Sourcespannungspotential von ca. 1,7 V. Das bedeutet, daß ein ursprünglicher Aussteuerbereich von beispielsweise ± 10 V nur noch ± 8,3 V beträgt.

Die Slew-rate wird von dieser Schaltung nicht beeinflußt. Möglichst sollten FETs mit gleichen statischen Daten gewählt werden. Das bedeutet möglichst gleiche Sourcespannungen in der Schaltung. Differenzen beider Sourcespannungen an den Punkten E_1, und E_2, werden mit dem Potentiometer P so ausgeregelt, daß bei kurzgeschlossenen Eingängen E_1 und E_2 gegen Masse am Ausgang eine Gleichspannung von Null Volt – gegen Masse gemessen – entsteht.

Der zusätzliche Strombedarf der beiden Feldeffekttransistoren – gegenüber dem Ruhestrom des OP-Amp von ca. 5 mA – beträgt rund 1,5 mA.

Dieter Nührmann

Hexadezimal-Tastatur

Die in *Bild 1* dargestellte Schaltung decodiert eine Tastatur aus max. 16 Tasten. Wenn eine Taste gedrückt wird, erscheint ihr binäres Äquivalent an den vier Datenleitungen A...D, und der Strobe-Ausgang liefert einen kurzen Impuls, der z. B. zur Datenübernahme in ein Latch (4-bit-D-Flipflops 7475 o. ä.) benützt werden kann.

Die Schaltung besteht aus nur vier TTL-Bausteinen. Ein Binärzähler (7493) läuft dauernd durch, und sein 4-bit-Ausgangssignal treibt einen Decoder (74154). Er legt an jeden seiner sechzehn Ausgänge nacheinander ein L-Signal. Wird eine Taste betätigt, so wird der Oszillator angehalten. Prellt die Taste, so läuft der Oszillator weiter; erst wenn ein prellfreier Kontakt zustandegekommen ist, fällt das Monoflop im 74122 ab. Am Strobe-Ausgang geht der Pegel so lange auf L, wie die Taste gedrückt bleibt, und zeigt an, daß die Daten jetzt übernommen werden können.

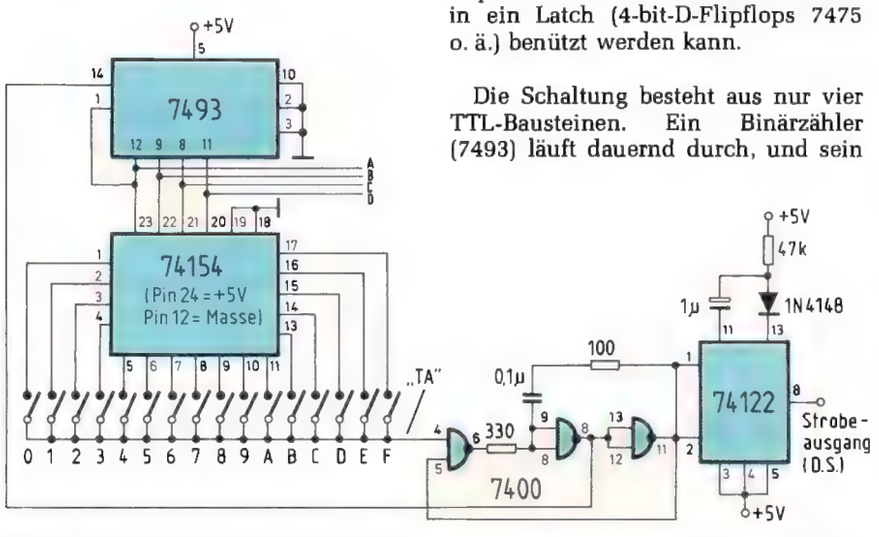


Bild 1. Wird eine der 16 Tasten gedrückt, so produziert diese Schaltung einen „Strobe"-Impuls und legt das binäre Äquivalent der Taste an die vier Daten-Ausgangsleitungen A...D

Die gesamte Schaltung findet auf einer kleinen Platine Platz (*Bild 2*). Das Layout enthält auch gleich den Bestükkungsplan. Das Prinzip kann natürlich auch für größere Tastenfelder übernommen werden. Als Tasten eignen sich – wegen der elektronischen Entprellung – auch preiswerte Ausführungen.

Lothar Theobald

CMOS-Oszillator mit steuerbarer Frequenz

Die Schaltung im *Bild* wurde ursprünglich als Hauptoszillator für eine elektronische Orgel entwickelt, ist aber natürlich auch für andere Anwendungen geeignet. Ersetzt man in einem Oszillator mit zwei CMOS-Invertern den frequenzbestimmenden Widerstand durch einen Transistor, so ergibt sich eine relativ niedrige obere Grenzfrequenz. Durch Hinzufügen zweier weiterer Gatter und dreier Widerstände konnte diese Grenzfrequenz verdoppelt werden und liegt jetzt über 2 MHz. Damit ist die Schaltung auch „fertigen" VCOs (z. B. 4046) überlegen. In der angegebenen Dimensionierung läßt sich bei einer Steuerspannung von 0...2,5 V ein Frequenzbereich von ca. 1...2 MHz überstreichen, der sich durch Änderung des 24-pF-Kondensators beliebig verschieben läßt – hier allerdings nur noch nach unten.

Bernhard Horn

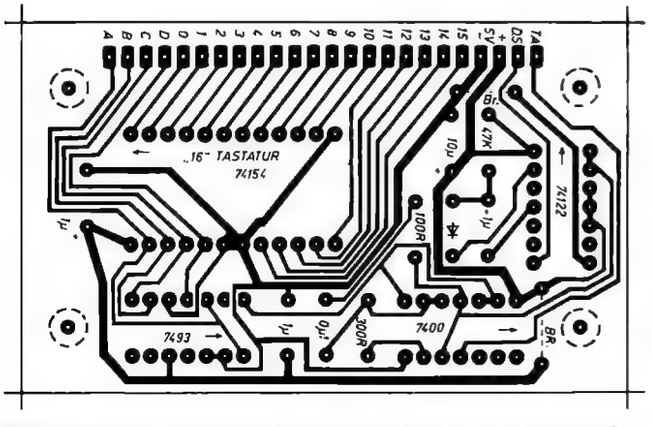
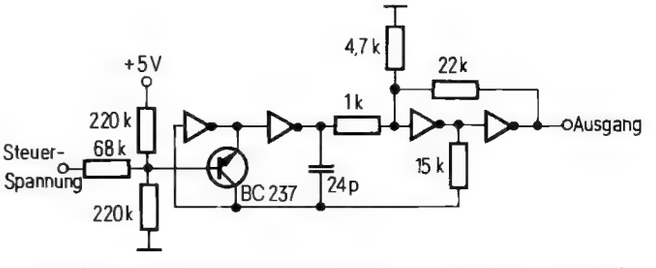


Bild 2. Layout einer passenden Platine; sie enthält auch gleich die notwendigen Angaben zur Bestückung



Aus vier der sechs in einem 4049 integrierten Inverter läßt sich ein VCO (voltage controlled oscillator) aufbauen

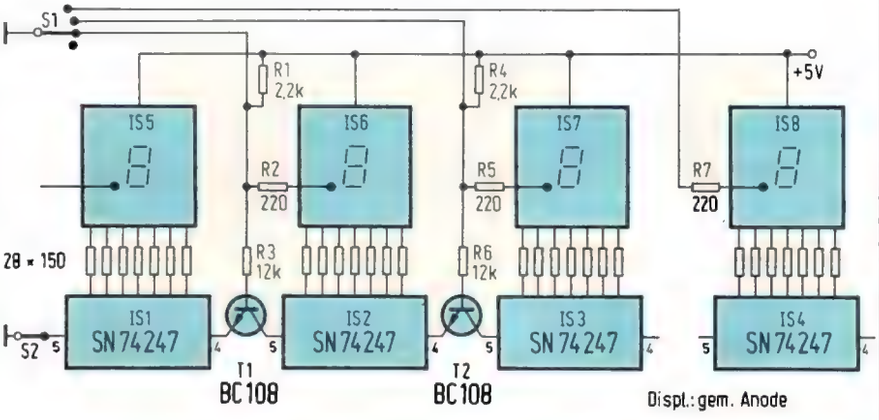
Schaltungskniffe

Dezimalpunktabhängige Nullenunterdrückung

Bei vielen mehrstelligen Siebensegmentanzeigen wird die Unterdrückung von führenden Nullen als angenehm empfunden. Daher ist sie bei den meisten Anzeigedecodern (z. B. 74247) vorgesehen. Der Ausgang RBO (Pin 4) eines Decoders wird dazu mit dem Eingang RBI (Pin 5) der niederwertigen Stelle verbunden.

Wenn ein variabler Dezimalpunkt erforderlich ist, stört die Unterdrükkung der Nullen hinter dem Punkt. Es wird z. B. beim Einschalten der Dezimalpunkt-LED der IS 6 über den Schalter S 1 der Transistor T 1 gesperrt (*Bild*). Dadurch setzt er die Nullenunterdrückung der IS 2 und 3 außer Betrieb. Falls ausnahmsweise alle Nullen angezeigt werden sollen (z. B. bei Überlauf), kann der Schalter S 2 geöffnet werden. Die vierte Stelle (IS 4) bekommt kein Unterdrückungssignal (RBI = High), so daß die Anzeige niemals völlig dunkelgesteuert wird. Die Widerstände R 1 und R 4 sorgen dafür, daß die LEDs der IS 5 und IS 6 nicht vom Basisstrom durchflossen werden, der ein leichtes Glimmen verursachen würde. Selbstverständlich kann diese Schaltung auf beliebig viele Stellen erweitert werden.

Peter Pagel



Hier werden nur die Nullen vor dem variablen Dezimalpunkt unterdrückt

Künstliche Induktivität mit nur einem OP

Gelegentlich findet man in Fachzeitschriften Veröffentlichungen über Möglichkeiten der künstlichen Nachbildung von Induktivitäten (wie auch unlängst in der FUNKSCHAU 1979, Heft 7); hierbei werden meist zwei Operationsverstärker als aktive Bauelemente verwendet. Ich möchte nun auf eine andere Möglichkeit hinweisen. Die in *Bild 1* gezeigte Schaltung kommt mit einem OP aus und wurde von Dr. Hadrian im Rahmen seiner Dissertation am Institut für elektrische Anlagen an der TU Wien 1970 entwikkelt. Es kann gezeigt werden, daß für diese Schaltung – unter Verwendung der komplexen Schreibweise mit

$$\underline{U} \cdot \exp(j\omega t),\ i = \underline{I} \cdot \exp(j\omega t)$$

– gilt:

$$\underline{U}_e = \underline{I}^* \cdot j\omega C \cdot R \cdot R^*$$

Daraus ist ersichtlich, daß

$$C \cdot R \cdot R^* = L$$

die gesuchte Induktivität darstellt.

Ein Verluststrom kann mit

$$\underline{I}_v = \frac{U_e}{R}$$

angegeben werden. Das Ersatzschaltbild der Induktivitätsnachbildung ist in *Bild 2* dargestellt. Es handelt sich um eine scheinbare Parallelschaltung einer idealen Induktivität mit einem Verlustwiderstand.

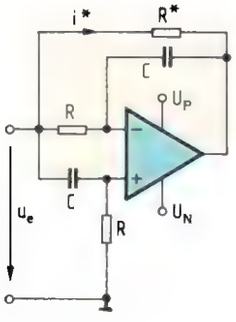


Bild 1. Schaltung der Induktivitäts-Nachbildung mit nur einem OP

R und C kommen in der Schaltung jeweils zweimal vor; die entsprechenden Werte sollen untereinander nur sehr gering (≦ 1 %) abweichen, um den Einfluß auf die Güte klein zu halten. R sollte möglichst groß, R* dagegen klein sein. Dabei liegen die Grenzen für R im Eingangswiderstand (≫ R), die für R* im Ausgangswiderstand (≪ R*) des verwendeten Operationsverstärkers.

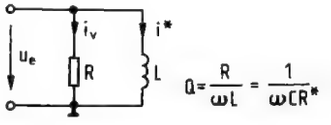


Bild 2. Ersatzschaltbild der künstlichen Induktivität

Es sind zwar nicht so große Güten wie bei Induktivitäts-Nachbildungen mit zwei Operationsverstärkern zu erreichen, aber für viele Anwendungsfälle sind die erzielbaren Werte sicherlich hinreichend.

Dipl.-Ing. W. Grimm

Michael Lass

Temperaturkompensation von Oszillatoren praktisch ausgeführt

Der Nachbau einer Oszillatorschaltung garantiert keineswegs eine gute Stabilität. Was bei der praktischen Ausführung zu beachten und wie mit amateurmäßigen Mitteln eine Temperaturkompensation realisierbar ist, soll hier gezeigt werden.

Wer sich noch aktiv mit dem Selbstbau von Funkgeräten beschäftigt, hat in den letzten Jahren zwei Trends beobachten können: Die Frequenzen der durchstimmbaren Oszillatoren sind immer höher geworden, und sie wurden digital an einen Quarzoszillator „angebunden", um die für Einseitenbandtelefonie und Telegraphie notwendige Stabilität zu erhalten. Gegen die hohe VFO-Frequenz ist kaum etwas zu sagen, da auf diese Weise wichtige Eigenschaften, besonders die des Empfängers, positiv beeinflußt oder manche Konzepte überhaupt erst ermöglicht werden.

Die Digitalisierung um jeden Preis hat jedoch ihre Grenzen, wenn es um den technischen Aufwand, die Nebenwellenfreiheit und ein Minimum an Rauschseitenbändern geht. Die Bewältigung der Abschirmprobleme setzen auch meisterliche Klempnerarbeit voraus, denn meistens hilft nur ein wasserdichter Einbau der Digital-ICs mit der dazugehörenden Verdrosselung *aller* Leitungen.

Hier soll an einem praktischen Beispiel gezeigt werden, daß eine mehr als ausreichende Stabilität auch in konventioneller Technik möglich ist. Etwas Zeit und natürlich Geduld ist aber unbedingt notwendig. Dafür übertrifft das Ergebnis die Daten der meisten käuflichen Geräte, eine einmal sauber eingestellte SSB-Station verändert die Tonhöhe auch in mehrtägigem Betrieb nicht hörbar. Ebenso positiv ist es mit der Frequenzstabilität bei mechanischen Erschütterungen: Ein Fallenlassen des Gerätes aus einigen Zentimetern Höhe auf die harte Tischoberfläche ändert die Tonhöhe weniger als etwa 3 Hz! Es ist also durchaus möglich, einen mobilfunk-tauglichen VFO selbst zu bauen.

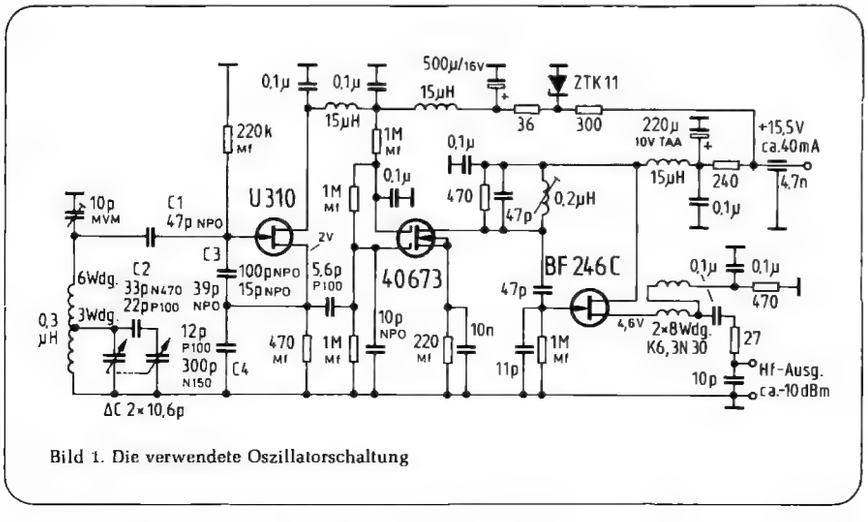


Bild 1. Die verwendete Oszillatorschaltung

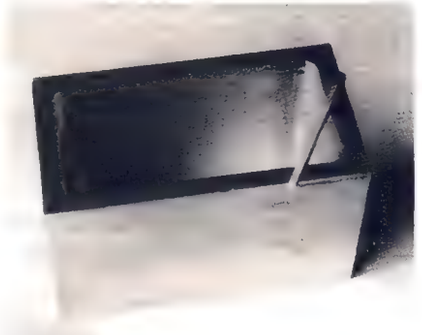


Bild 2. Das Gehäuse sollte möglichst aus einem Stück gefräst werden

Die verwendete Schaltung

In einem Allwellenempfänger wird die in [1] beschriebene und in *Bild 1* gezeigte, leicht modifizierte Oszillatorschaltung verwendet. Bedingt durch das Premix-Verfahren ergibt sich eine VFO-Frequenz von 45 bis 47 MHz bzw. 37 bis 39 MHz in einem anderen Empfänger. Dem eigentlichen Oszillator, der mit einem FET bestückt ist, folgen eine Verstärker- und eine Trennstufe. Sollen sich, besonders beim Einschalten und der damit verbundenen Erwärmung ändernde Transistorkapazitäten nicht störend bemerkbar machen, sind relativ große, dem aktiven Bauelement parallel geschaltete Kapazitäten günstig. Auch gelingt der mechanische Aufbau leichter, wenn der Drehkondensator einseitig geerdet ist. Diese Forderungen sind in der vorliegenden Schaltung erfüllt.

Der mechanische Aufbau

Wer hätte nicht schon einen Oszillator nachgebaut, von dem der Entwickler behauptet hat, daß mit diesem und jenem Kondensator eine sehr gute Tem-

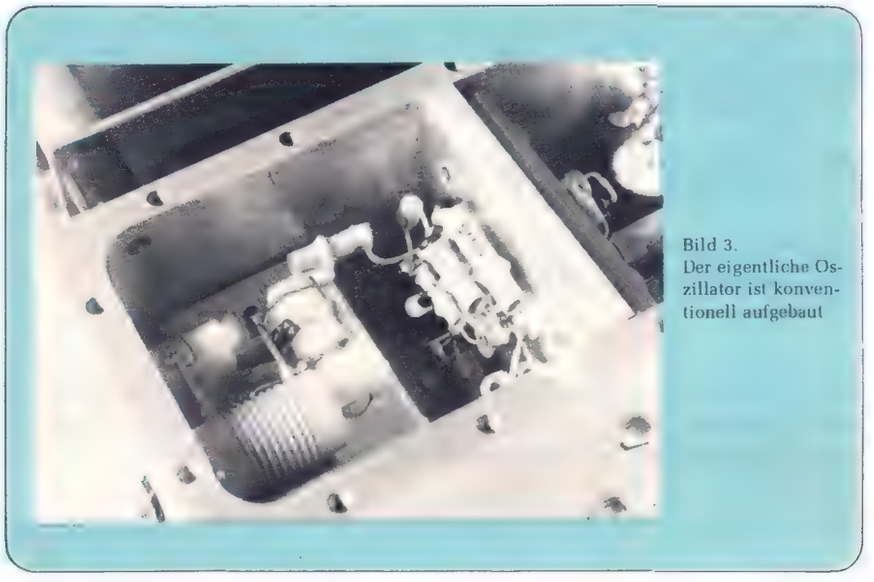


Bild 3.
Der eigentliche Oszillator ist konventionell aufgebaut

peraturkompensation erreicht wurde? Das eigene Ergebnis ist dann in jedem Fall enttäuschend, denn die angegebene Stabilität wird nie erreicht. Das ist eigentlich leicht einzusehen, denn die Kompensation beginnt bereits beim Gehäuse.

Um in diesem Punkte ganz sicher zu sein, ist die höchste mechanische Stabilität gerade gut genug. Hier wurde das Gehäuse „aus dem Vollen" gefräst, jedoch zeigte ein Aufbau mit einzelnen, 6 mm starken Aluplatten gleichwertige Ergebnisse. *Bild 2* zeigt den noch nicht weiter bearbeiteten Block. Ausgangsmaterial war ein quadratischer Aluminiumstab mit 50 mm Kantenlänge, wie er handelsüblich ist.

Wird eine große Wandstärke verwendet, so hat das noch weitere Vorteile: Die Wärmekapazität ist so groß, daß sich schnelle Temperaturänderungen an der Außenwand nur sehr langsam den Bauteilen im Innern mitteilen. Beim Aussuchen der frequenzbestimmenden Elemente braucht daher nicht darauf geachtet zu werden, daß sie sich gleichmäßig erwärmen. Eine „dynamische Kompensation", die äußerst schwierig durchführbar wäre, entfällt.

Von Ausnahmen abgesehen hat eine gedruckte Schaltung in einem guten Oszillator nichts zu suchen. Wesentlich stabiler verhalten sich Stützpunkte, die analog der Schaltung genau an der mechanisch richtigen Stelle an der Außen- oder einer Trennwand plaziert werden. Beim Verfasser haben sich besonders Teflonstützpunkte bewährt, wie es sie in vielen Variationen gibt. In *Bild 3* ist der Aufbau zu erkennen, es ergeben sich äußerst kurze Anschlüsse zu den Kondensatoren, Widerständen und zum Transistor. Eine Mikrofonie ist fast nicht feststellbar. Die Nachverstärker- und Pufferstufe ist dagegen auf einer Printplatte aufgebaut, wie in *Bild 4* zu erkennen ist.

Auswahl der Bauelemente

Um überhaupt eine Temperaturkompensation durchführen zu können, ist die Beschaffung elektrisch stabiler Bauelemente notwendig. Nur eine Spule mit eingebrannter Wicklung wird zu reproduzierbaren Resultaten führen. Hinzu kommt noch, daß diese Induktivitäten (Stettner & Co., Postfach 7, 8560 Lauf) eine sehr hohe Güte besitzen, die für die Qualität des Oszillators außerordentlich wichtig ist. Die frequenzbestimmenden Kondensatoren können entweder aus Glimmer oder Keramik sein. Beide Materialien weisen eine gute Langzeitstabilität auf. Hier wurde den keramischen Typen der Vorzug gegeben, weil sie in einer Vielzahl von Temperaturkoeffizienten zu haben sind und so überhaupt erst eine Frequenzkompensation gegen Wärmeschwankungen ermöglichen. Es ist daher sinnvoll, die notwendigen Kapazitätswerte gleich in mehreren TK-Werten zu beschaffen. Dabei reicht es normalerweise aus, solche mit P 100, NP0 und N 150 zu haben. Kleine Kapazitätswerte, die besonders häufig benötigt werden, ermöglichen dann das Zusammenschalten auch zu „krummen" Werten.

Wie *Bild 5* zeigt, schwankt der angegebene Temperaturkoeffizient jedoch in gewissen Bereichen, so daß auch aus

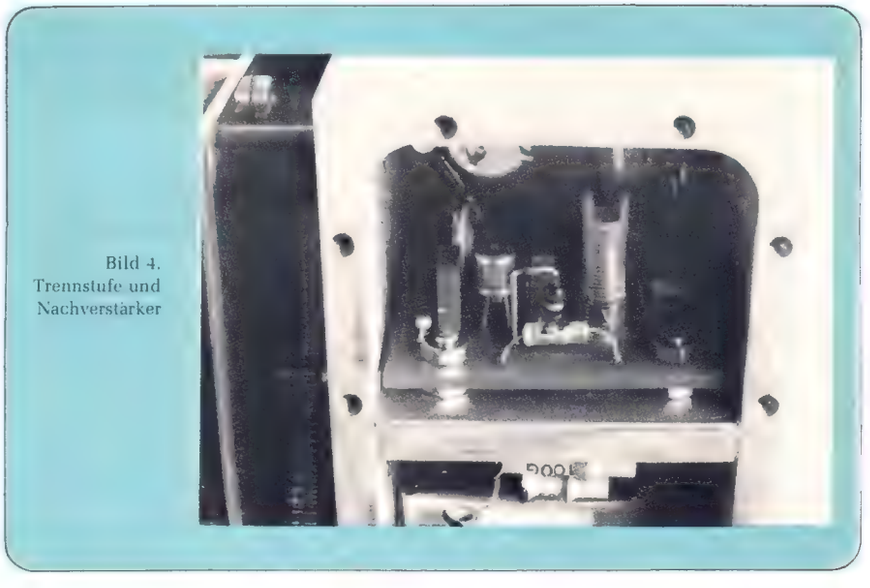


Bild 4.
Trennstufe und Nachverstärker

Michael Lass, geb. 1940 in Stettin, Lehre der Radio- und Fernsehtechnik mit Meisterabschluß, Vertriebsingenieur für elektronische Bauelemente, seit 1975 Entwicklungsleiter bei micro-technic in Stuttgart. Amateurfunklizenz (DJ3VY) seit 1957.

diesem Grunde eine individuelle Kompensation notwendig ist. Entsprechende Angaben in Veröffentlichungen können also nur Anhaltswerte darstellen.

An dieser Stelle muß noch ein alter Zopf abgeschnitten werden: Es ist sinnlos, Kondensatoren mit großen mechanischen Abmessungen zu verwenden. Ganz im Gegenteil, die nicht zu umgehende Erwärmung soll möglichst rasch erfolgen, damit die Frequenz nach kurzer Betriebszeit steht.

Große Probleme kann es mit der Beschaffung eines geeigneten, präzisen Drehkondensators geben. Leider verbietet sich die sehr verbreitete Diodenabstimmung, die andererseits ein Grund dafür ist, daß nur noch so wenig Drehko-Typen am Markt angeboten werden. Unter einer Vielzahl von Mustern erwies sich nur die in *Bild 6* dargestellte Ausführung (Fa. Helag-Electronic GmbH, Postfach 140, 7220 Nagold, Type 218-30) als brauchbar. Es wurde versucht, ein geringes, nur elektrisch feststellbares Spiel der Antriebsachse durch Chromauftrag zu beseitigen, was jedoch mißlang. Wer die mechanischen Möglichkeiten hat, sollte die Achse komplett mit einer besseren Passung neu fertigen, um so die letzte Unsicherheit in der Abstimmung zu beseitigen.

Zum Ziehen des Oszillators auf die Sollfrequenz sollte ein hochwertiger Trimmer in Mehrgangausführung

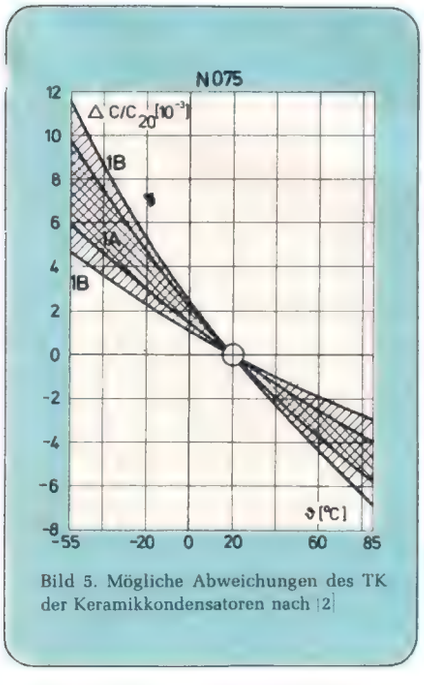


Bild 5. Mögliche Abweichungen des TK der Keramikkondensatoren nach [2]

Bild 6. Spezialteile für den Oszillator

(WPB, Meisenkamp 42, 2000 Norderstedt 1, Type MVM 010) verwendet werden. Leider kostet er alleine rund 30 DM. Dagegen ist der Preisunterschied zwischen normalen und Metallfilmwiderständen nicht so gravierend, so daß Letztere überall verwendet werden sollten.

Praktische Hinweise

Sofern, wie in diesem Fall, eine fertige Schaltung nachgebaut werden soll, empfiehlt es sich für den ersten Versuch, die vom Verfasser vorgeschlagenen TK-Werte einzusetzen und dann eigene Messungen auszuführen. Der verwendete Zähler muß in seiner Genauigkeit mindestens eine Größenordnung besser sein, was wohl von den meisten Geräten erfüllt wird. Notfalls kann die Abweichung dadurch verringert werden, daß das Meßgerät einige Wochen oder Monate nicht abgeschaltet wird.

Beim Verfasser hat sich in Ermangelung eines sehr aufwendigen Klimaschrankes die Methode bewährt, den Oszillator mit einem Heizkissen zu erwärmen. Auf Stellung „3" ergeben sich maximale Temperaturen um 45°, die mit einem über Wärmeleitpaste mit dem Gehäuse verbundenen Thermometer kontrolliert werden. Ausgehend von der Zimmertemperatur beträgt die Erwärmung dann 20 bis 25 °, so daß bei der Division der Frequenzänderung durch die Temperaturänderung ein ausreichend genaues Ergebnis herauskommt. Es ist wohl überflüssig zu erwähnen, daß alle Werte der Frequenz und Temperatur peinlich genau notiert werden müssen.

Die verwendete Spannungsquelle sollte möglichst stabil sein, damit wirklich nur der Temperaturgang gemessen wird. Zwischen den Prüfungen also nicht abschalten! Nach einer Änderung (Austausch eines Kondensators) sollte man dem Oszillator genügend Zeit geben, die durch das Löten punktuell aufgetretene Erwärmung auszugleichen. Um ganz sicher zu sein, wird man mit der nächsten Kontrollmessung mindestens eine Stunde warten müssen. Es ist also gut, wenn die Arbeit am Oszillator nur eine „Nebenbeschäftigung" ist, denn ungeduldig ausgeführte Messungen werden sich sofort an einem unlogischen Ergebnis zeigen. Überhaupt erkennt man Fehler schnell an nichtreproduzierbaren Messungen oder wenn die Frequenz gar in die „falsche" Richtung läuft.

Die Temperaturkompensation

Die benötigten, genauen Kapazitätswerte werden aus einzelnen Kondensatoren zusammengesetzt, die durchaus unterschiedlichen Temperaturkoeffizient haben können. *Tabelle 1* gibt Auskunft über die gängigsten TK-Werte mit der dazugehörenden Farbkennzeichnung. Der Gesamtwert TKg einer Parallel- bzw. Serienschaltung errechnet sich nach folgenden Gleichungen:

$$TKg = \frac{C1 \cdot TK_1 + C2 \cdot TK_2}{C1 + C2}$$ für die Parallelschaltung

$$TKg = \frac{C1 \cdot TK_2 + C2 \cdot TK_1}{C1 + C2}$$ für die Serienschaltung.

Rechnerisch wäre es dabei völlig nebensächlich, ob positive mit extrem negativen TK-Werten kombiniert werden. In der Praxis ist diese Methode jedoch nicht anwendbar. Ein zufällig früheres Erwärmen z. B. des negativ wirkenden Kondensators könnte ein untragbares Auswandern zu höheren Frequenzen hin bedeuten. In einem solchen Fall wäre es wahrscheinlich besser, der Oszillator wäre gar nicht kompensiert worden. Daraus folgt also noch die Forderung, mit möglichst kleinen TK-Werten sowohl in positiver als auch ganz besonders in negativer Richtung auszukommen.

Nachdem man sich unbedingt vorher von der mechanischen Stabilität überzeugt hat, werden erste Messungen zeigen, wo der Temperaturgang liegt. Durch Auswechseln eines Kondensators mit gleicher Kapazität, aber unterschiedlichem TK ist es nun möglich, ein Gefühl für die Wirksamkeit der Änderung an der entsprechenden Stelle zu bekommen. Die Feinarbeit wird jedoch sehr mühsam werden, wenn immer nur probiert wird, anstatt überschlägige Rechnungen auszuführen.

Dabei hat sich folgende, sehr einfach auszuführende Methode bewährt: Es wird der Gesamt-TK eines Kondensators (z. B. C 4) vor und nach einer Änderung berechnet und in Relation zur erzielten Frequenzänderung, die in Hz/°C angegeben wird, gesetzt. Auf diese Weise ist eine Aussage darüber möglich, wie sich der Temperaturgang verhält, wenn der TK um 10^{-3} geändert wird. Mit hinreichender Genauigkeit ergibt sich auf diese Weise eine Aussage über die Anpassung des TkC, um möglichst nahe an die geringstmögliche Abweichung zu kommen. Die letzte Feinanpassung wird jedoch empirisch erfolgen müssen und erfordert einen entsprechend hohen Zeitaufwand.

Tabelle 1: Farbcode für den TK von Keramikkondensatoren

Keramikart	Farbcode
P 100	rot/violett
NP 0	schwarz
N 033	braun
N 075	rot
N 150	orange
N 220	gelb
N 330	grün
N 470	blau
N 750	violett
N 1500	orange/orange

Farbkennzeichnung des Temperaturkoeffizienten, gängige Werte sind unterstrichen.

Tabelle 2: Technische Daten der aufgebauten Oszillatoren

Frequenzbereich:	45...47 MHz, 37...39 MHz,
Temperaturgang:	$< 2 \cdot 10^{-7}$/°C über den gesamten Bereich
Verhalten bei Spannungsänderung:	4 Hz pro 100 mV bei 15,5 V
Verhalten bei Laständerung:	2 Hz bei Abschluß mit 25 Ω statt mit 50 Ω
Langzeitstabilität:	Oszillator 48 Stunden ausgeschaltet, Abweichung nach 2 Minuten Betrieb: 3 Hz für jeweils 10 Minuten.

Was ist zu erreichen?

Bei den beschriebenen Arbeiten ist es leicht möglich, über das Ziel hinausschießen zu wollen. Daher ist es gut, vorher Überlegungen darüber anzustellen, welche Stabilität wirklich sinnvoll ist und auch gebraucht wird. Der Verfasser hat drei Oszillatoren aufgebaut, die alle das gleiche Ergebnis lieferten, nämlich eine Stabilität von besser $2 \cdot 10^{-7}$/°C. Dieser Wert hat sich in der Praxis als völlig ausreichend erwiesen und mag dazu dienen, eigene Versuche zu beurteilen (*Tabelle 2*).

Da der hier gewählte Bereich des Oszillators mit 2 MHz zuzüglich etwa 150 kHz Reserve an beiden Bereichsenden relativ groß ist, darf der Temperaturgang des Drehkondensators nicht vernachlässigt werden. Über ein zweites Paket in Reihe mit einem entsprechenden Kondensator wird auch hier eine Kompensation erreicht. Ausgegangen wird logischerweise vom oberen Bereichsende, wo der Oszillator mit herausgedrehtem Kondensator kompensiert wird. Erst wenn hier die Verhältnisse stimmen, wird die gleiche Arbeit auf der tiefen Frequenz wiederholt, indem der Serienkondensator ausgesucht wird. Bei geringeren Ansprüchen an die Frequenzkonstanz oder kleinem Abstimmbereich in Relation zur Schwingfrequenz kann der zweite Drehkondensator auch entfallen, die Kompensation ist dann in Bereichsmitte auszuführen.

Bei einem eventuellen Nachbau wäre es günstiger, die Keramikspule nicht an der Außenwand zu befestigen. Trotz der dicken Gehäusewandungen wirkt hier eine Erwärmung zuerst und verursacht ein Driften der Frequenz nach unten, was natürlich später durch den negativen Gesamt-TK der Kondensatoren ausgeglichen wird. Trotzdem scheint hier noch eine Verbesserung möglich zu sein.

Literatur

[1] *Martin, M.*: Rauscharmer Oszillator für ein Empfängereingangsteil mit großem Dynamikbereich, Cq DL 12/76.

[2] *Stettner u. Co.*: Datenbuch Keramik-Kleinkondensatoren

Windkraft-Relais

Am 16. August brachte das Bayerische Fernsehen einen kurzen Filmbericht über die Amateur-Relaisfunkstelle auf dem Winterberg, einer kleinen Erhebung in der Nähe von Mühldorf in Oberbayern. Dieses Relais – die FUNKSCHAU berichtete bereits in ihrem Heft 14/1979 kurz darüber – besteht aus einem 2-m-FM-Umsetzer (DB 0 WB) mit einer CMOS-Steuerung und einem 70-cm-FM-Umsetzer, der von einem 6502-Mikrocomputer gesteuert wird (vgl. Heft 8/1978).

Seit kurzer Zeit ist das Relais sozusagen Selbstversorger: Den benötigten Strom liefert ein Tangential-Windgenerator mit vertikaler Drehachse, der neben dem Antennenmast befestigt ist. Die abgegebene elektrische Leistung von rund 200 W reicht aus, um zusammen mit einem Bleiakku als Puffer eine positive Energiebilanz zu erzielen. Wind steht offenbar in ausreichender Menge zur Verfügung, da der Mast recht frei steht. Das Tangential-Windkraftprinzip hat den Vorteil der vergleichsweise geringen Horizontalabmessungen und der geringen Materialbelastung. Die Funkamateure nutzen das „Relais-Shack" außerdem für ATV (Amateurfunkfernsehen), das nur von guten Standorten aus brauchbare Reichweiten erbringt.

Peter Stolzenberg
DC 9 XD

UHF-Endstufe für Amateursender

1. Teil

Der sich zunehmend bemerkbar machende Trend zum 70-cm-Band erfordert im Direkt- und Relaisverkehr ausreichende Sendeleistungen, die manche Amateursender nicht abzugeben vermögen. Die Sendeleistung soll in einer vernünftigen Relation zur Empfängerempfindlichkeit stehen. Meist reicht eine höhere Leistung beim Anruf aus, und anschließend wird die Verbindung dann mit normaler Leistung zu Ende geführt. Auch kann bei ungünstig ausgerichteter Antenne ein Anruf von der „schrägen Seite" noch wirksam zum Ziel führen.

Die nachfolgend beschriebenen UHF-Endstufen sind für das 70-cm-Amateurband (430...440 MHz) ausgelegt und erreichen Hf-Ausgangsleistungen von 4...150 W. Darüber hinaus lassen sich zusätzlich durch Abschalten der Speisespannung der Endstufen- bzw. Treibertransistoren auch kleine Leistungen von 50 mW...1 W erreichen.

Die in diesen UHF-Endstufen *(Bild 1)* verwendeten Stripline-Leistungstransistoren sind für den Betrieb an nicht stabilisierter Betriebsspannung entwickelt und fallen auch bei einem Schluß im Ausgang bzw. Leerlauf (fehlende Antennenlast) dank integrierter Widerstandsstabilisierung im Emitter nicht aus. Ebenso sind die bezeichneten Typen durch eine begrenzte Ausgangsleistungskurve weitgehend geschützt (Basisübersteuerungsschutz).

Sämtliche nachfolgend beschriebenen Endstufen arbeiten im Bereich von 12...15 V, also mit einer gebräuchlichen Speisespannung. Eine Hf-Vox ist mit vorgesehen. Alternativ dazu ist die Koaxial-Relaisbetätigung bei SSB-Betrieb mit externer Steuerleitung zu berücksichtigen, wenn eine schnelle Umschaltung benötigt wird oder der Restträger zu hoch ist.

Die Baugruppen sind in Bezug auf Ein- und Ausgangsleistung bei nur zwei Grundplatinen so ausgelegt, daß sie mit fast allen zur Verfügung stehenden Steuerleistungen ausreichend durchgesteuert werden können, entweder mit einem vorhandenen Transceiver oder durch Zusammenschalten der Baugruppen untereinander als Treiber für die nächsthöhere Leistungsschaltung. Einige Beispiele für die Aussteuerung mit 70-cm-Amateurgeräten zeigt *Tabelle 1*.

Die Ausgangspfeile zeigen die unterschiedlichen Leistungsvarianten der Anordnungen. In den Fällen 1 bis 3 ist die Betriebsart FM (B-Betrieb) anzuwenden. Dr 1 und R 1 sind auf die Basis des jeweiligen Hf-Transistors zu schalten.

Im Anwendungsfall 4 ist auf linearen AB-Betrieb zu schalten (hierbei entfallen Dr 1 und R 1, dafür ist der Vorspannungserzeugungszweig über Dr 2 auf die Basis zu schalten).

Anmerkung zur Ausgangsleistung des HG 74: Die Ausgangsleistung des HG 74 ist auf etwa ca. 18 Watt zu reduzieren um die im Parallelbetrieb arbeitende Endstufe nicht durch Übersteuern zu zerstören!

Ferner besteht noch die Möglichkeit des Umschaltens der gewünschten Leistungen durch geeignete Koax-Relais sowie Leistungsreduktion durch Versorgungsspannungsunterbrechung des Endtransistors bzw. Treibers, die dann als Abschwächer funktionieren. Praktisch lassen sich hiermit fast alle erforderlichen Ausgangsleistungen erreichen. Um das Intermodulations- und Rauschverhalten transistorisierter Endstufen auf günstige Werte zu bringen, empfiehlt es sich, die Endstufen nicht voll auszusteuern, sondern den nächstgrößeren Leistungstyp für die entsprechende Schaltung auszuwählen, der dann eine Leistungsreserve hat. Diese Methode hat sich im kommerziellen Sektor seit langem hervorragend bewährt.

Funktion der Endstufen

Die Gesamtschaltung mit einem Transistor zeigt *Bild 2*. Die an den 50-Ω-Ein- und -Ausgängen liegenden Kapazitäten C 1, C 2, C 3 und C 4 sowie die Induktivitäten L 1 und L 2 in Verbindung mit den Kapazitäten C 5, C 6, C 9

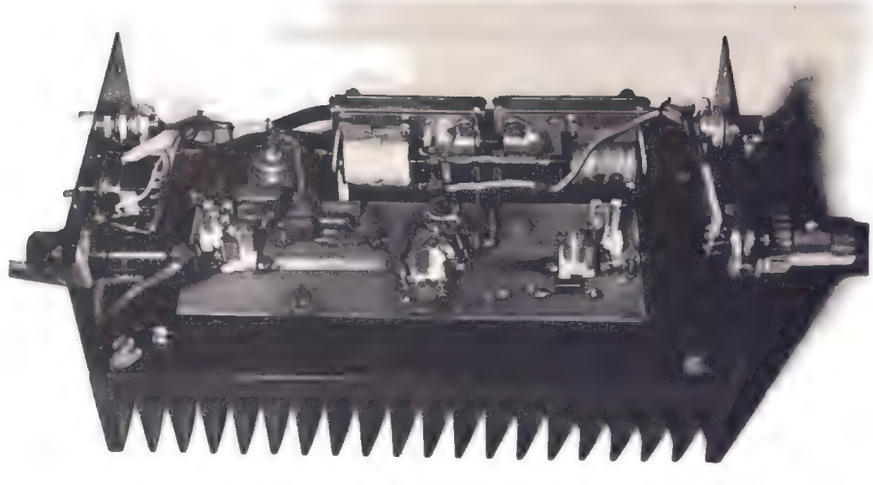


Bild 1. Beispiel für eine Endstufe mit Umschaltmöglichkeit durch Koaxialrelais

und C 10 bewirken die Abwärts- und Aufwärtstransformation in ausreichender Bandbreite stromverteilungs- und verlustgünstig. Der galvanische Zweig Dr 1 und R 1 erzeugt im B-Betrieb gegen Masse liegend die Basisvorspannung. Bei Anlegen der Basis an eine positive Spannung von ca. 0,3 bis 0,9 Volt stellt sich AB-Betrieb ein bei entsprechendem Ruhestromverhalten. Bei Bedarf kann diese Vorspannung auch noch etwas erhöht werden, womit dann A-Betrieb möglich ist. Die Ein- und Ausgänge sind gleichstrompotentialfrei.

Bei den Parallelendstufen nach *Bild 3* sind zur symmetrischen Transformation die Kondensatoren C7 und C8 eingangsseitig sowie C11 und C12 ausgangsseitig erforderlich. Basissymmetrie wird in bekannter Art mit R8 erzielt. Darüber hinaus tragen die Querschnittsänderung von L3 und die FXC-Erweiterung dem zu erwartenden, hohen Betriebsstrom Rechnung. Ebenfalls weicht die Speisespannungsentkopplung geringfügig ab. Wie in der vorhergehenden Schaltung sind Ein- und Ausgang gleichstromfrei. Beide Schaltungen arbeiten grundsätzlich mit Minuspol an Masse.

Natürlich könnte man die Endstufen durch Parallelschaltung mehrerer Transistoren noch erweitern. Das würde aber geometrische Plazierungs- und evtl. Rückkopplungsprobleme ergeben.

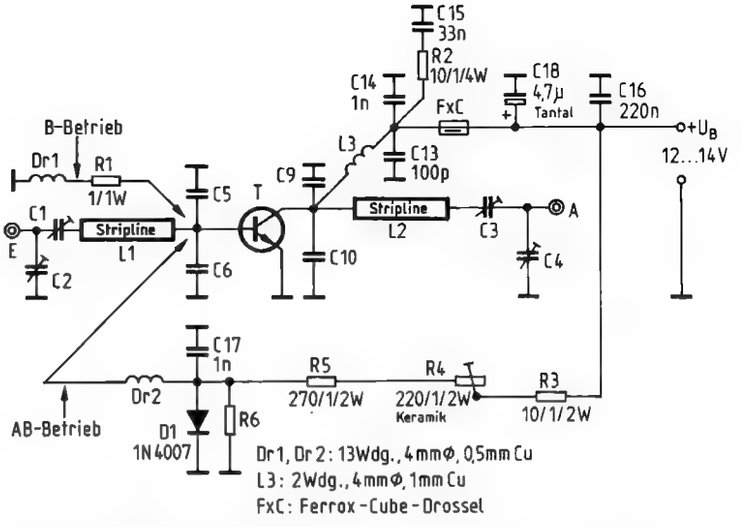


Bild 2. Mit dieser Schaltung lassen sich je nach Bauteilebestückung Ausgangsleistungen zwischen 4 W und 75 W erreichen

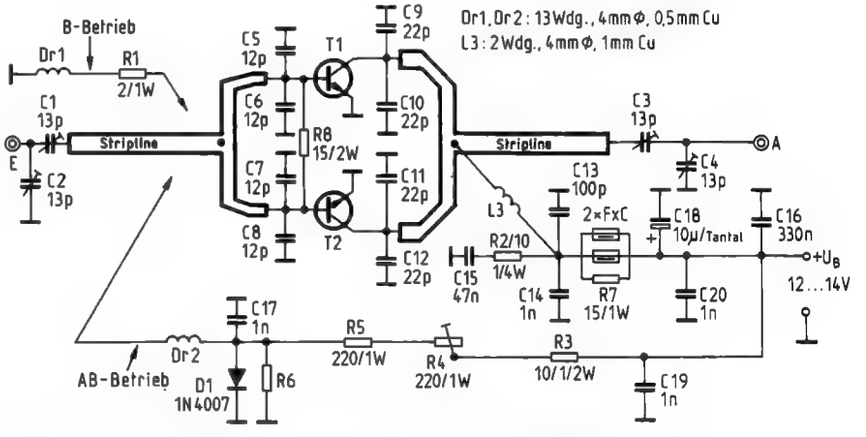


Bild 3. Parallel-Endstufe für Ausgangsleistungen von 90 W bis 150 W

Mechanischer Aufbau

Für den Platinenaufbau *(Bild 4 und 5)* wird Epoxyd-Gewebematerial von 2 bis 3 mm Stärke doppelseitig mit 70 µm Beschichtung verwendet, da es ein günstiges Kapazitätsverhalten aufweist und genügend Stromfluß ermöglicht. Das Dielektrikum des Basismaterials ist in Relation zu Teflon oder Rexolyte fast gleichwertig und auch leichter beschaffbar. Die Anschlußstripes der Transistoren werden hochgebogen und in die ausgearbeiteten Löcher so eingesetzt, daß sie von der Bestückungsseite lötbar sind. Die Befestigungsbohrungen von Platine und Transistorflansch sollen deckungsgleich sein. (Erforderliche Durchkontaktierungen auf beiden Platinen geben die Bestückungspläne in *Bild 6* und *7* an.) Dadurch erhält die Platine neben den anderen Befestigungsbohrungen mit rückseitig angelöteten Unterlagen (M 4-Messingmuttern auf 4 mm Ø aufgebohrt) Abstand und zusätzlichen Halt in der Gesamtbefestigung. Weiterhin ergibt sich daraus gleichzeitig auch eine bessere Verbindung zwischen Platinenmasse und Chassis bzw. Gehäuse.

Alle Platinen sind nach den Bestükkungsplänen mit Hohlnieten zwecks besserer Masseführung durchzukontaktieren. Alle Platinenbefestigungsschrauben sind M 4 und die Transistorbefestigungsschrauben M 3, deren Länge von der jeweiligen Kühlkörperstärke abhängig ist. Es ist zweckmäßig,

Tabelle 1.
Erreichbare Ausgangsleistungen bei Ansteuerung mit 70-cm-Amateurgeräten

Transceiver	Treiber	Parallelendstufe	
1. KF 430 → Trio 3200	CM 10–12 A → Ausgang; CM 30–12 A → Ausgang	→ [CM 45–12 A / (CM 50–12 A) / CM 45–12 A / (CM 50–12 A)]	→ Ausgang 90 (100) W
2. SRC 430 →	CM 45–12 A / (CM 50–12 A) → Ausgang	→ [CM 75–12 A / CM 75–12 A]	→ Ausgang 150 W
3. SRC 4300 →	CM 30–12 A → Ausgang	→ [CM 45–12 A / (CM 50–12 A) / CM 45–12 A / (CM 50–13 A)]	→ Ausgang 90 (100) W
4. HG 74 →	CM 75–12 A → Ausgang	→ [CM 75–12 A / CM 75–12 A]	→ Ausgang 150 W

in die verwendeten Kühlkörper die entsprechenden Gewinde zu schneiden. Die Verwendung von Wärmeableitpaste wird zusätzlich empfohlen, um die Wärmeabfuhr zu verbessern. Zur Abschirmung ist der Einbau in ein geschlossenes Metallgehäuse erforderlich, das zum besseren Abgleichen eine ausreichende Größe aufweisen sollte. Mit dieser Maßnahme werden Abgleichlöcher im Gehäuse vermieden. Die Koaxial-Relais sind mit im Innern des Gehäuses unterzubringen. Die Sicherung sollte von außen her auswechselbar sein.

Wichtig ist eine gute Masseverbindung zwischen Gehäuse und Platine. Massebänder oder Verschraubungen sorgen für guten Stromfluß und Hf-Wirkungsgrad. Massebänder können aus dem Abschirmgeflecht von Koaxialkabelresten hergestellt werden. Die erforderlichen Querschnitte der Zuleitungen müssen dem jeweiligen Strom entsprechen.

Abgleich bei B-Betrieb

Vor Anlegen der Betriebsspannung aus einem leistungsfähigen Netzteil sollte nochmals die Bestückung überprüft werden. Eine Polaritäts- bzw. Kurzschlußüberprüfung ist in jedem Fall zweckmäßig. Alle Trimmer sind in Mittenstellung zu bringen und entweder ein Belastungswattmeter oder Durchgangswattmeter in Verbindung

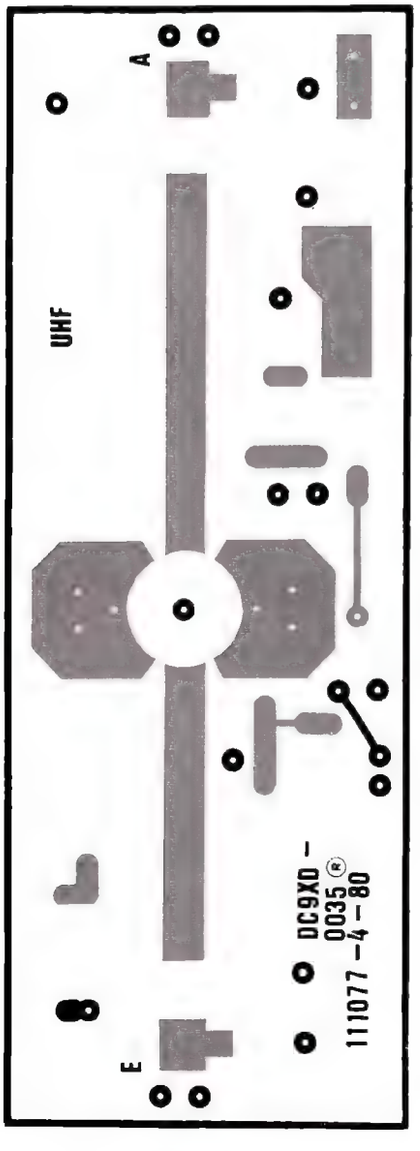


Bild 4. Platinen-Layout für eine Endstufe nach Bild 2 (4 W bis 75 W)

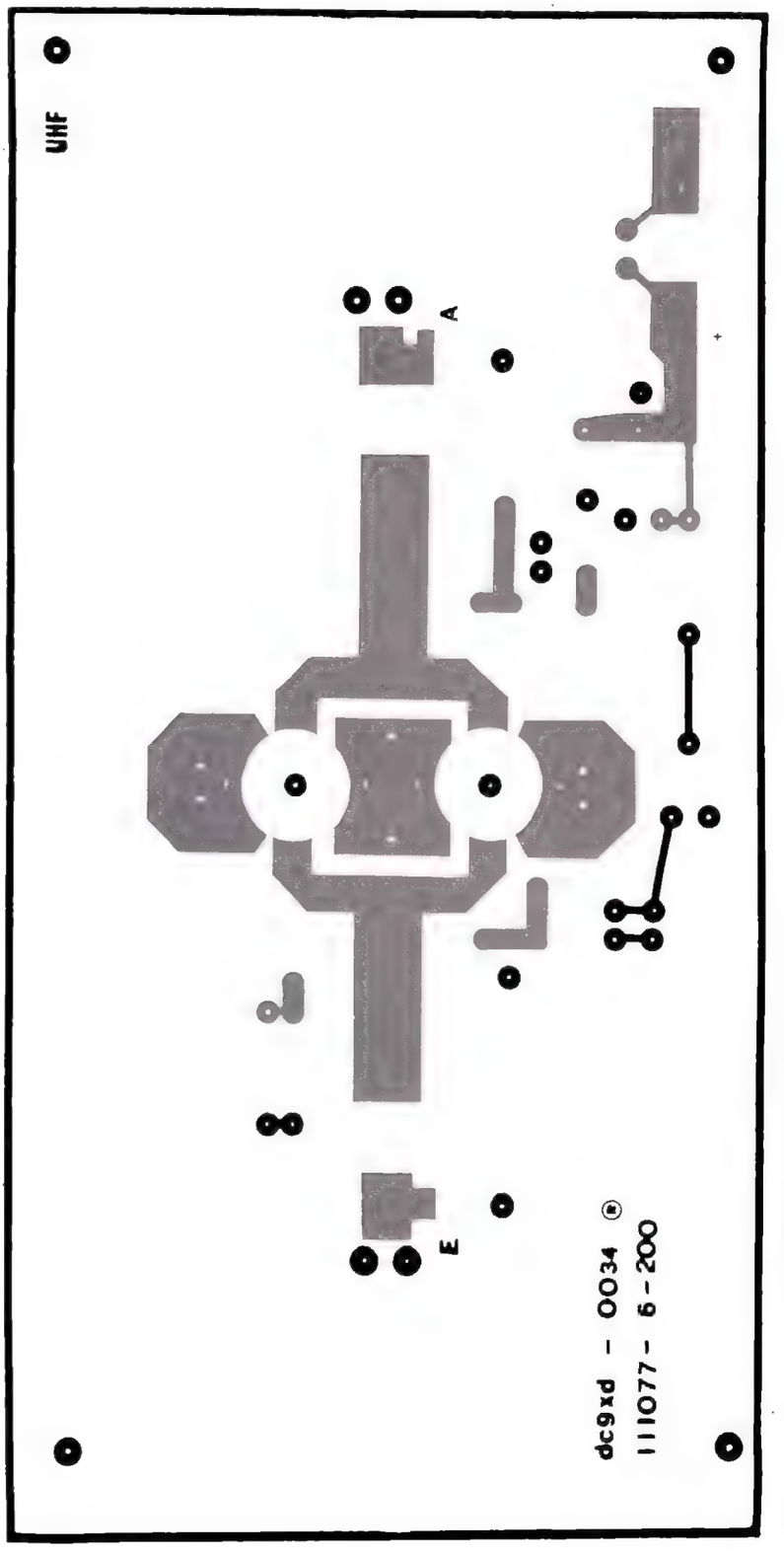


Bild 5. Platinen-Layout für eine Parallel-Endstufe nach Bild 3 (90 W bis 150 W)

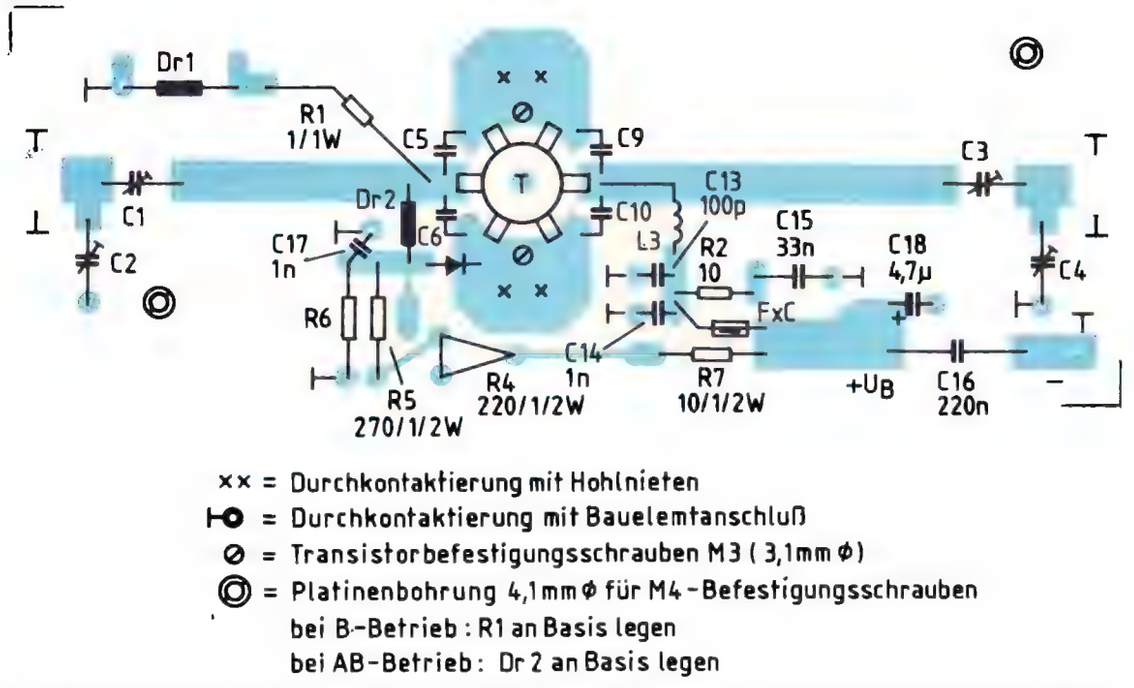


Bild 6. Bestückungsplan für die Schaltung nach Bild 2. Die Bauteilewerte für verschiedene Ausgangsleistungen können der Tabelle 2 entnommen werden

mit einem ausreichenden Abschlußwiderstand anzuschließen. Bei Antennenabschluß sollte das verwendete Koaxial-Kabel die zu erwartende Leistung auch aushalten können.

Der Ruhestrom bei Anlegen der Betriebsspannung in B-Betrieb ist sehr gering. Bei Ansteuerung der Schaltung mit entsprechender Frequenz und Steuerleistung wird auf maximale Ausgangsleistung abgeglichen. Der Abgleich erfolgt der Reihe nach von der Eingangs- zur Ausgangsseite hin mittels Kunststoffabgleichwerkzeug. Abschließend empfiehlt sich die Überprüfung des Ausgangssignals auf Ober- und Nebenwellen, obwohl die Schaltung aufgrund der gewählten Arbeitspunkte nebenwellenfrei und ein Selbstschwingen nicht zu befürchten ist. Falls bei bestimmten Steuersendern ein zusätzliches Ausgangsfilter erforderlich werden sollte, wird die Verwendung eines 70-cm-Spezialfilters (z. B. Fa. Götting, Röddensen) empfohlen. Das Filter kann ein- und ausgangsseitig verwendet werden. *(Schluß folgt)*

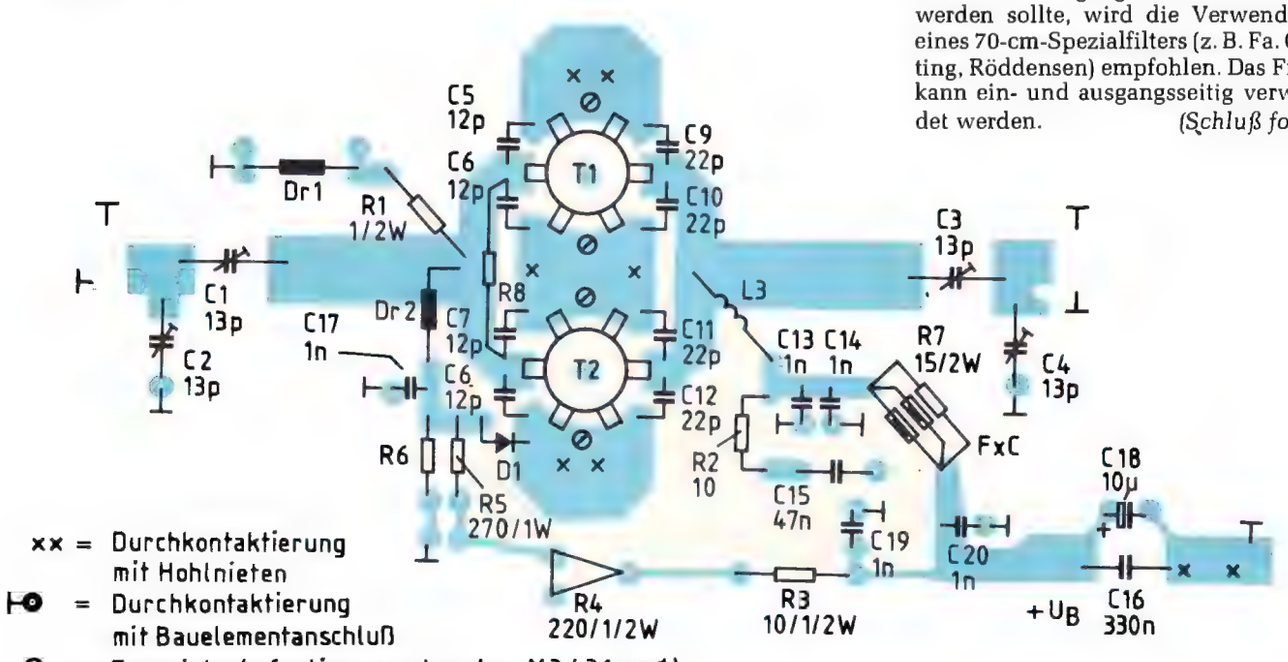


Bild 7. Bestückungsplan für eine Parallel-Endstufe. In Tabelle 2 sind die Bauteile für verschiedene Ausgangsleistungen angegeben

Digitale Dimmerschaltung mit Optokoppler

Digitale Lichtorgeln haben den Nachteil, daß die Helligkeit der Lampen nicht eingestellt werden kann. Auch ein Dimmen ist meist nicht möglich. Die Schaltung in *Bild 1* ermöglicht beides. Sie kann z. B. in der Schaltung aus Heft 4/79 „Lichtorgel – einmal anders" ergänzt werden.

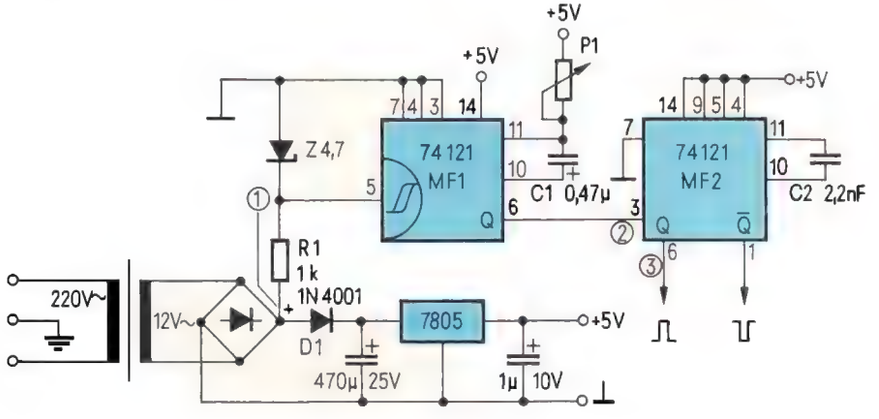
Schaltungsbeschreibung

Am Netzgleichrichter wird eine pulsierende Gleichspannung von 100 Hz abgegriffen. Diese wird zum Schutz des TTL-Eingangs mit Hilfe des Vorwiderstandes und der Zenerdiode auf 4,7 V begrenzt. Die Diode D 2 entkoppelt den Siebelko. Die pulsierende Gleichspannung wird an den Schmitt-Trigger-Eingang des Monoflops gelegt. An dessen Ausgang erscheint dann eine 100-Hz-Rechteckspannung, deren negative Flanke mit P 1 um ca. 10 ms verschoben werden kann *(Bild 3)*. Diese negative Flanke wiederum startet Monoflop 2, dessen Ausgangs-Impulse eine feste Breite von einigen µs haben und jeweils mit der verschiebbaren negativen Flanke beginnen. Mit diesen Impulsen kann nun über einen Optokoppler der Triac gezündet werden, wobei der Zündzeitpunkt nach dem Prinzip der Phasenanschnittsteuerung durch Veränderung der Potentiometerstellung verschoben werden kann.

Anschluß an eine Lichtorgel

Eine Ankopplung an die Lichtorgel kann für jeden Kanal durch ein TTL-Gatter nach Bild 3 erfolgen. Da die Pulsfrequenz der Dimmerschaltung groß ist gegenüber den Lichtorgelimpulsen, wird deren Funktion nicht beeinträchtigt. Je nach Anwenderfall kann der $\overline{Q}$- bzw. Q-Ausgang von Monoflop 2 verwendet werden. Soll jeder Lichtorgelkanal einzeln dimmbar sein, ist diese Schaltung entsprechend oft aufzubauen.

C1 und das Potentiometer sind unkritisch, die Werte sind dann richtig gewählt, wenn bei vollem Widerstandswert von P1 die 220-V-Lampe gerade ganz dunkel ist. Soll eine bestimmte Grundhelligkeit einzustellen sein, kann dies leicht durch einen Vorwiderstand zum Potentiometer realisiert werden. Auch der Wert von C2 ist nicht kritisch. Auf der Netzspannungsseite ist in jedem Fall eine der üblichen Dimmerfunkentstörungen vorzusehen *(Bild 4)*.



▲ Bild 1. Schaltung zur Phasenanschnittsteuerung digitaler Lichtorgeln

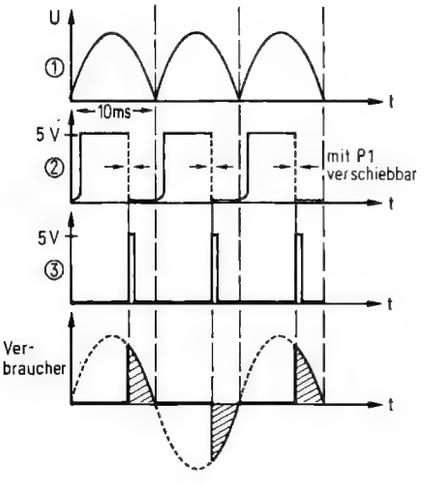


Bild 2. Impulsdiagramm. Die Kurven zeigen die Spannungsverläufe aus Bild 1 und 4

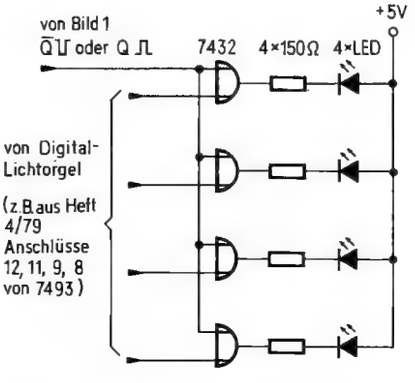


Bild 3. Möglichkeit zum nachträglichen Einbau in digitale Lichtorgeln

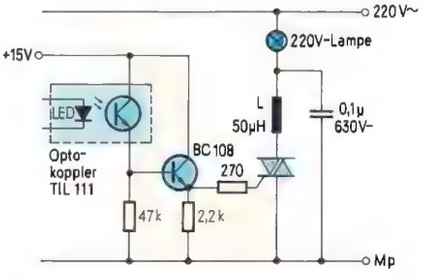


Bild 4. Entstörung der Triacschaltung mit einem LC-Glied. Triactyp und Belastbarkeit der Ringkerndrossel L hängen von der angeschlossenen Lampenlast ab

Durch die Phasenanschnittsteuerung auf der Niederspannungsseite eröffnen sich viele weitere Modifikationen. Bei Anschluß eines Treppenspannungsgenerators statt des Potentiometers kann z. B. ein sogenannter Schweller realisiert werden. Auch kann hier eine analoge Lichtorgel angeschlossen werden, wenn eine entsprechende Anpassung erfolgt.

Joachim Arenz

Literatur

[1] Texas Instruments, Pocket Guide, September 1976.

[2] ITT, Schaltbeispiele mit integrierten Digitalschaltungen, Ausgabe 1975.

[3] ITT, Thyristoren, Triacs, Triggerdioden, Grundlagen und Anwendungen, Ausgabe 1976.

[4] Lichtorgeln einmal anders, Funkschau Heft 4, 1979, Seite 215 ff.

[5] Triac-Ansteuerung mit Optokoppler, Funkschau Heft 18, 1978, Seite 894 ff.

Endabschaltung für Recorder

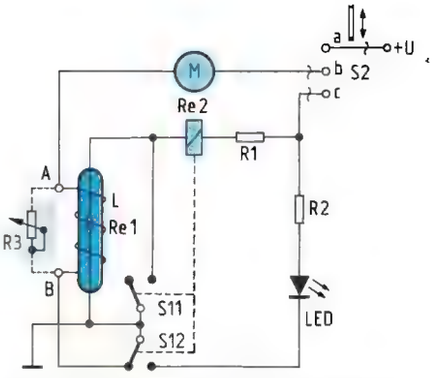
Ein großes Manko einfacher Recorder sind der enorme Stromverbrauch und der Verschleiß, der bei Nichtausschalten am Bandende entsteht. Die folgende Schaltung bewirkt eine automatische Abschaltung des Antriebsmotors beim Umspulen und zeigt dies mit einer LED an (*Bild*).

In die Masseleitung des Motors wird die Spule L eingefügt, die um das Relais Re 1 gewickelt ist. Ab einem bestimmten Stromfluß I_{max} wird Re 1 durchgeschaltet, das Relais Re 2 (über S 11 in Selbsthalteschaltung) ausgelöst und der Motor von Masse getrennt. Die Verwendung eines doppelten Umschalters bei Re 2 hat den Vorteil, daß die LED nur im Schaltzustand leuchtet (ein einfacher Umschalter ermöglicht leichtes Glimmen durch unsaubere Kontaktgabe von Re 1).

Tabelle: Bauelementewerte

U	I_{max}	R_1	R_2	R_3	L
12 V =	170 mA	82 Ω	190 Ω	10 Ω	Cul 0,15 mm 120 Wi

Der Schalter S 2 (Kontakte a und b) ist der bereits vorhandene Federkontakt im Recorder, der bei den Funktionen Play, Rewind und Fast Forward betätigt wird. Um mit dem kurzen Einschaltstromstoß nicht Re 1 auszulösen, bringt man einen weiteren Kontakt S 2 c an, so daß nacheinander S 2 a mit S 2 b, dann beide mit S 2 c verbunden werden – man kann so eine aufwendige Verzögerungsschaltung umgehen. Gleichzeitig dient S 2 als Resetschalter: durch das ohnehin notwendige Betätigen der Stoptaste wird ebenfalls Re 2 in den Ruhezustand gebracht.



Bei zu großer Stromaufnahme wird der Motor abgeschaltet

R 1 und R 2 sind entsprechend der Versorgungsspannung zu wählen. Will man I_{max} genau abgleichen, so ist der Trimmer R 3 einzufügen. In der *Tabelle* sind die Daten des Mustergerätes aufgeführt. *Anton Obermaier*

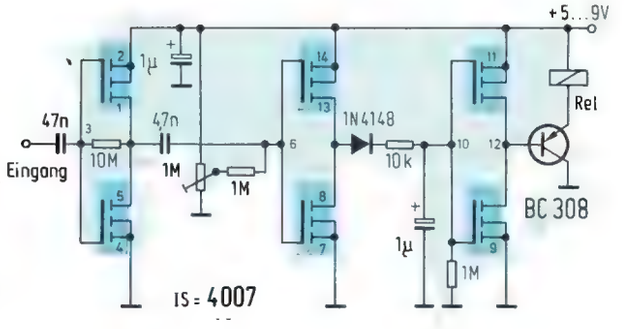
Schaltungskniff

Zweite Telefonklingel oder VOX-Baustein mit einem CMOS-IC

Unter VOX versteht der Funkamateur eine Schaltung, die das automatische Einschalten des Senders durch die Sprache besorgt und damit sozusagen die Sprechtaste ersetzt. Eine solche Schaltung eignet sich aber z. B. auch dafür, ohne Eingriffe in den Telefonapparat eine zweite Klingel in einem Nebenraum zu steuern; in diesem Falle wird das Mikrofon des VOX-Bausteins einfach neben das Telefon gestellt.

Das *Bild* zeigt die recht einfache Schaltung, die mit nur einem CMOS-IC auskommt. Der Baustein 4007 dient dabei als Analogverstärker mit sehr geringer Ruhestromaufnahme; ein zusätzlicher Treibertransistor kann ein kleines Relais ansteuern. Bei der Wahl der Betriebsspannung ist zu beachten, daß die Verstärkung von CMOS-Gattern bei etwa 5 V am größten ist und mit steigender Versorgungsspannung deutlich abnimmt. Normalerweise ist die Empfindlichkeit für den Anschluß eines Kristallmikrofons oder eines hochohmigen dynamischen Mikrofons (z. B. 50 kΩ) ausreichend.

Die Ansprechzeit der VOX wird – nimmt man den 1-µF-Elko als „Konstante" an – von dem 10-kΩ-Widerstand, die Abfallzeit von dem 1-MΩ-Widerstand bestimmt. Beim Betrieb als Sendersteuerung kann es sinnvoll sein, diesen 1-MΩ-Widerstand auf mehrere MΩ zu erhöhen, um zu vermeiden, daß der Sender nach jedem gesprochenen Wort gleich wieder abschaltet. Sollten sich Hf-Einstreuungen bemerkbar machen, so lassen sich diese meist beseitigen, indem man einen 10...100-kΩ-Widerstand vor den Eingang schaltet. *Siegfried Block*



Einfacher Baustein zur Sprachsteuerung. Die Feldeffekt-Transistoren sind alle in der IS 4007 integriert; auf diese IS beziehen sich auch die Pin-Bezeichnungen. Mit dem Trimmpoti läßt sich die Empfindlichkeit einstellen

Peter Stolzenberg
DC 9 XD

UHF-Endstufe für Amateursender

2. Teil

Nachdem wir uns im letzten Heft um die Schaltungstechnik der UHF-Endstufen und deren Aufbau gekümmert haben, folgen jetzt einige Hinweise für die Bauelemente-Dimensionierung unterschiedlicher Versionen und für den Abgleich.

Arbeitspunkteinstellung bei linearem AB-Betrieb

Der frequenzmäßige Abgleich wird in der gleichen Form vorgenommen wie beim B-Betrieb. Um einen Ruhestrom von 30 mA bis etwa 800 mA einzustellen, erhält die Basis des Hf-Leistungstransistors eine positive Vorspannung von + 0,3 bis + 0,9 V, die einen temperaturkonstanten Kollektorstrom je nach Schaltungsdimensionierung nach Bild 1 und 2 ergeben soll. Die thermische Kopplung zwischen Hf-Leistungstransistor und Diode D 1 kann durch Montage in unmittelbarer Nähe am Hf-Leistungstransistorgehäuse oder neben diesem auf dem Kühlkörper erfolgen. Diese thermische Verbindung ist die beste und schnellste Lösung zur Temperaturkompensation, da die Diode mit ihrem negativen Temperaturverhalten einer Erwärmung entgegenwirkt. Die daraus resultierende Abnahme der Basis-Emitter-Spannung begegnet Leistungsabfällen bis zu 40 mW/°C, wobei auch der Linearitätsgrad konstant bleibt.

Bei entsprechenden Spitzenausgangsleistungen bzw. Oberstrichleistungen und guten Kühlkörperdaten wird eine thermisch gekoppelte Vorspannungserzeugung bei einem Innenwiderstand von 4...30 Ω einen Intermodulationsgrad von 25 bis 40 dB in einem Bereich von 5 °C bis etwa 60 °C ergeben. In keinem Fall darf die Basisvorspannung + 4 Volt erreichen, da andernfalls die Basis-Emitter-Strecke des Hf-Leistungshalbleiters zerstört wird. Die Vorspannung ist nur so hoch einzustellen, bis der gewünschte Ruhestrom fließt. Er soll etwa 5% des Betriebsstromes betragen.

Diese Einstellung wird einmal statisch vorgenommen, also ohne Hf-Ansteuerung der Schaltung. Bei falscher Arbeitspunkteinstellung kann durch Schwingen der Schaltung der Transistor zerstört werden, wenn dieser Zustand zu lange dauert. Der Selbstschwingtest kann mittels Durchdrehen der Trimmer ohne Hf-Ansteuerung schnell durchgeführt werden. Dazu wird eine reduzierte Steuerleistung kurz zur Frequenzabstimmung auf den Eingang gegeben. Nach Loslassen der PTT muß die Hf-Ausgangsleistung auf Null zurückgehen und sich der vorgegebene Ruhestrom wieder einstellen. Bei Anlegen der vollen Steuerleistung wird sich dann auch in der jeweiligen Betriebsart die entsprechende Ausgangsleistung ergeben. Dies kann noch durch optimale Arbeitspunkteinstellung verbessert werden. Die FM-Oberstrichleistung liegt erfahrungsgemäß ca. 35% bis 45% unter der Spitzenleistung. Wird die Ausgangsleistung über den Nennwert erhöht, so ist u. a. mit einer Verschlechterung des Intermodulationsverhaltens zu rechnen.

Der Ruhestrom bei A-Betrieb (nur ATV) ist größer durch die noch höhere positive Basisvorspannung (nicht über + 1,5 Volt). Im A-Betrieb ist auf jeden Fall mit geringeren Wirkungsgraden (25 bis 35%) zu rechnen. Ruhestromeinstellung nur bei angeschraubtem Kühlkörper vornehmen!

Zusammenschaltungen mehrerer Stufen

Die einzelnen Baugruppen ergeben untereinander zusammengeschaltet ein ausgewogenes Leistungsspektrum. So ist praktisch jede Ausgangsleistung erreichbar. Eine gewisse mechanisch-räumliche Trennung bei mehreren Baugruppen evtl. mit Trennblech oder Abstand wäre u. U. vorteilhaft, um keine Hf-mäßigen Rückkopplungserscheinungen auftreten zu lassen. Im ungünstigen Fall können sie ein Selbstschwingen einleiten und zur Nebenwellenerzeugung führen.

Natürlich ließen sich auch die Parallelendstufen untereinander zusammenschalten oder durch weitere Parallelschaltung gleicher Anordnungen in ihrer Gesamtausgangsleistung noch verdoppeln oder gar vervielfachen, jedoch sind dabei die gesetzlichen Bestimmungen für den Amateurfunk zu beachten.

Hf-Vox

Zum automatischen Ein- und Ausschalten der Endstufe kann eine Hf-Vox-Steuerung verwendet werden (*Bild 8*). Das vom Sucher kommende

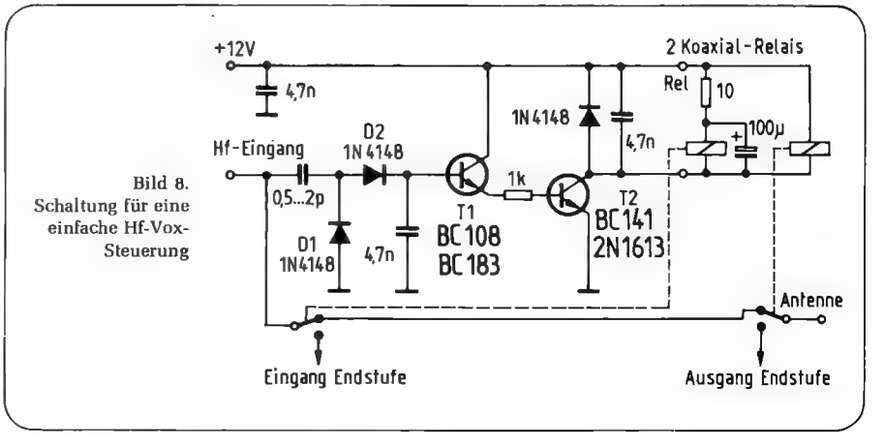


Bild 8. Schaltung für eine einfache Hf-Vox-Steuerung

Tabelle 2. Stückliste für abweichende Bauteilewerte bei unterschiedlichen Ausgangsleistungen

Endstufe Nr.	Transistor Bestückung	Luft-Trimmer [pF] C1	C2	C3	C4	Keramische Kondensatoren [pF] C5	C6	C9	C10	Widerstände [Ω] ½ W R6	½ W R7	Ruhestrom bei AB-Betrieb [mA]	Ausgangsleistung [W]	erforderl. Steuerleist. [W]	P_{tot} gesamt [W]	erforderl. Kühlkörper
1	C4–12 (CD 1943)	40	21	40	21	15	15	27	27	39	–	30– 65	4	0,3	18	KS 88–200
2	CM 10–12A	21	13	13	13	15	15	22	22	33	–	40– 90	10	2	35	KS 201–100
3	CM 20–12A	21	9	9	13	15	15	22	22	33	22	28– 60	20	5	67	KS 201–109
4	CM 30–12A	21	13	9	13	15	15	22	22	47	–	35– 83	30	8,5	92	JS 201–100
5	CM 45–12A	13	9	13	9	15	15	22	22	68	–	80–250	45	14	117	KS 201–100
6	CM 50–12A	13	13	13	9	15	15	22	22	68	–	90–300	50	12,5	145	KS 201–100
7	CM 60–12A	13	13	13	9	12	12	22	22	68	–	90–300	60	22	145	KS 201–100
8	CM 75–12A	13	13	13	9	12	12	22	22	82	–	110–400	75	27	250	KS 201–100
Parallel-Endstufen:																
9	2 x CM 45–12A	13	13	13	13	12	12	22	22	1 W 100	1 W 15	160–550	90	29	235	KS 151–300
10	2 x CM 50–12A	13	13	13	13	12	12	22	22	100	15	160–550	100	25	290	KS 151–300 (KS 285–300)
11	2 x CM 60–12A	13	13	13	13	12	12	22	22	150	15	200–650	120	42,5	290	KS 151–300 (KS 285–300)
12	2 x CM 75–12A	13	13	13	13	12	12	22	22	180	15	230–800	150	53,5	500	KS 151–300 (KS 285–300)

Bild 9. Platine für die Vox-Steuerung

Signal schaltet über einen Spannungsverdoppler den Transistor T1 durch, der als Treiber für T2 wirkt. Ohne Hf-Signal vom Transceiver wird die Antenne direkt auf den Empfänger-Eingang gelegt. Die kleine Schaltung kann auf einer Lochrasterplatte oder einer Platine nach *Bild 9* aufgebaut werden. *Bild 10* zeigt den zugehörigen Bestükkungsplan.

Es muß sichergestellt sein, daß das Relais am Endstufenausgang zuerst umschaltet (wenn auch nur Bruchteile von Sekunden), damit die Endstufe nicht ohne Last arbeitet. Das RC-Glied (10 Ω/100 µF) wird direkt an der Relaisspule verdrahtet.

Bauteile

Alle verwendeten kleinen Festkapazitäten sind keramische Scheibenkondensatoren mit ausreichender Spannungsfestigkeit. Die größeren Kapazitäten sind Kunstfolienkondensatoren. Als Elektrolytkondensatoren kommen Tantal-Ausführungen zur Anwendung. Bei den variablen Kapazitäten handelt es sich durchweg um Lufttrimmer, die sich in diesem Frequenzbereich durch geringe Verluste auszeichnen. R4 ist ein Keramiktrimmer mit 1 W Belastbarkeit. Die Widerstände und deren Belastbarkeiten sind in der Stückliste und den Schaltungen angegeben. Es handelt sich dabei ausnahmslos um Kohleschichtausführungen. Die bezeichne-

Bild 10. Bestückungsplan für die Vox-Steuerung

ten Strip-Line-Leistungstransistoren werden von der Fa. CTC (USA) gefertigt. Es können natürlich auch Hf-Leistungshalbleiter anderer Hersteller verwendet werden, soweit sie neben gleicher Leistung datenmäßig auch gleiche Ein- und Ausgangswiderstandsverhalten an Basis und Kollektor und die gleiche Betriebsspannung aufweisen. Auch sollten die mechanischen Bauformen der Ersatztypen annähernd maßgleich sein.

Es sind möglichst Hf-rückwirkungsfreie stabilisierte und elektronisch gesicherte Netzteile mit ausreichendem Ausgangsstrom zu verwenden.

Literatur

[1] CTC-Applications.
[2] Halbleiterbauelemente für die professionale Hf-Technik – Valvo.
[3] FUNKSCHAU 1972, Heft 8, Seite 279, Stand der Technik bei UKW-Amateurfunk-Geräten, von Klaus H. Eichel DC 6 HY und Ulrich L. Rohde DJ 2 LR.
[4] FUNKSCHAU 1974, Heft 3, Seite 91, FM-Leistungsendstufe für das 2 m-Amateurband, von Egon Koch DL 1 MH.
[5] FUNKSCHAU 1974, Heft 16, Seite 613, Professionale Nachrichtentechnik, über AEG-Telefunken Hörfunk-Reportage-Sender.
[6] FUNKSCHAU 1976, Heft 15, 16 und 17, UKW- und UHF-Endstufen für Amateursender, von P. Stolzenberg DC 9 XD.
[7] QRV-Amateurradiomagazin 1977, Heft 7, Seite 372 ff., UKW-Hochleistungsendstufe für Amateursender, von P. Stolzenberg DC 9 XD.
[8] QRV-Amateurradiomagazin 1978, Heft 10 und 11, UKW-Endstufen für Amateursender, von P. Stolzenberg DC 9 XD.
[9] Microwave Associates – Catalog Ferrite Devices.
[10] Taschenbuch der Hochfrequenztechnik von Meinke/Gundlach.
[11] Firmenbericht über Durchgangs- und Abschlußwattmeter der Fa. Götting, Röddensen.
[12] Firmenbericht über 70-cm-UHF-Spezialfilter und Antennenweichen für Amateurfunkanwendung, Fa. Götting, Röddensen.
[13] RPB 180, KW- und UKW-Sender für den Funkamateur, von Werner W. Diefenbach, Franzis-Verlag München.
[14] Firmenbericht und Katalog über 70-cm-UHF-Transceiver HG 74 (AM, FM, SSB u. CW), Fa. Götting, Röddensen.
[15] Daten- und Service-Unterlagen KF 430;
[16] Valvo-Datenunterlagen über Spezialröhren und Spezialbauelemente 1978.
[17] Valvo-Applikation, Einwegleitungen, Zirkulatoren, Phasenschieber, von G. Euler, F. Pötzl und L. L. v. d. Kint.

2-W-Nf-Verstärker mit IC

Herbert Sax

Im einleitenden Teil des Beitrages wurde eine Reihe von Leistungsverstärker-Schaltungen von 1...200 W angekündigt, die im SGS-Ates-Applikationslabor entwickelt und getestet wurden. Der erste Teil beschreibt das Leistungs-IC TBA 820 M im Miniaturgehäuse.

Konzeption des ICs und Einsatzbereich

Betrachtet man das 8polige Miniaturgehäuse des TBA 820 M, so fällt es schwer zu glauben, daß das IC bis zu 2 W Ausgangsleistung aufbringt *(Bild 1)*, denn äußerlich unterscheidet es sich nicht wesentlich von einem 8-Pin-Dual-in-Line-Gehäuse. Eine großflächige Innenstruktur des Kupfer-Frames bei einer Dicke von 0,4 mm gestattet das Ableiten von max. 1 W Verlustleistung *(Bild 2)*.

Konzipiert wurde das IC vorwiegend für Kofferempfänger, tragbare Schwarzweiß-Fernsehgeräte, Uhrenradios sowie Taschendiktiergeräte, bei denen es auf geringen Platzbedarf ankommt. Besonders wichtig ist deshalb eine einfache und flexible Außenbeschaltung.

Außenbeschaltung und deren Funktion

Bild 3 zeigt eine typische Standardschaltung. R4 und C7 bilden die Spannungsaufstockung der oberen Treiberstufe, auch Bootstrap genannt, die die Sättigungsspannung des Endstufentransistors verringert und dadurch die Ausgangsleistung erhöht. Der Elektrolythkondensator C6 siebt die Vorstufenspannung des IC und vergrößert damit die Brummunterdrückung bei ungesiebter Versorgungsspannung.

Der Signaleingang (Pin 3) kann über R1 oder den Schleifer eines Lautstärkepotentiometers gleichspannungsmäßig

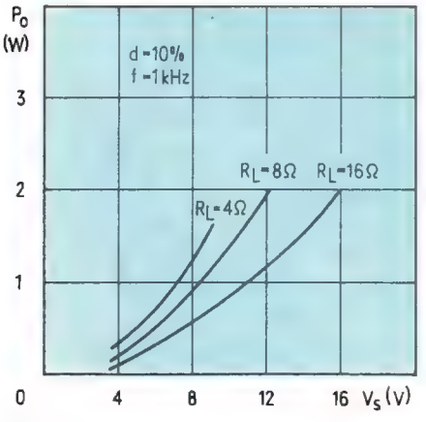


Bild 1. Das Diagramm zeigt die Abhängigkeit der Ausgangsleistung P_O von der Betriebsspannung V_S bei unterschiedlichen Lastwiderständen R_L bei 1 kHz und 10 % Klirrfaktor

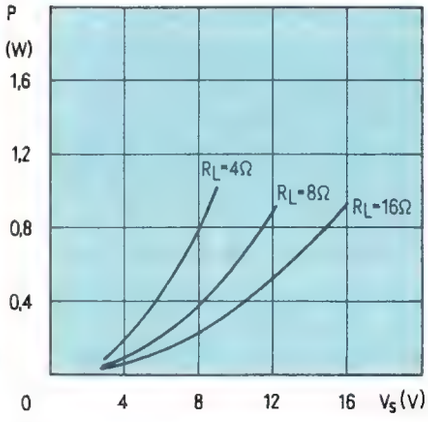


Bild 2. Abhängigkeit der Verlustleistung von der Betriebsspannung bei unterschiedlichen Lastwiderständen R_L bei Sinus-Vollaussteuerung

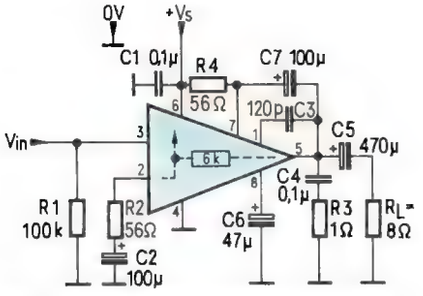


Bild 3. Typische Standardschaltung mit Bootstrap, Brummunterdrückungskondensator und Lastwiderstand R_L nach Masse

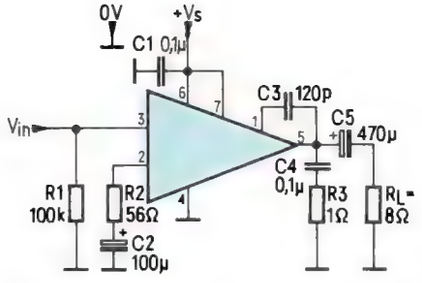


Bild 4. Vereinfachte Schaltungsvariante ohne Bootstrap und Brummunterdrückungskondensator. Lastwiderstand R_L nach Masse

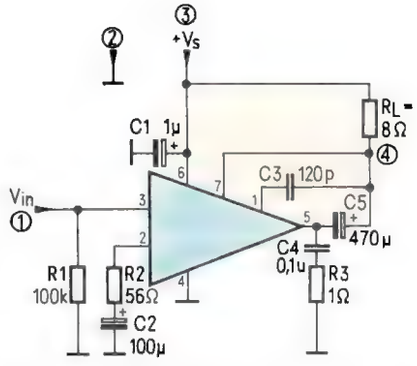


Bild 5. Schaltungsvariante mit Bootstrap und Lastwiderstand nach $+V_S$

auf 0-Potential liegen. Ein Eingangskoppel-Kondensator ist nicht erforderlich, da die Ausgangs-Mittenspannung innerhalb des ICs erzeugt wird. Zur Verstärkungseinstellung dient der Widerstand R2 am Gegenkopplungseingang Pin 2. In Verbindung mit einem integrierten Widerstand von 6 kΩ zwischen dem Ausgang Pin 5 und dem invertierenden Eingang Pin 2 bildet R2 einen Spannungsteiler, dessen Teilungsverhältnis nach folgender Funktion die Verstärkung V bestimmt:

$$V = 1 + \frac{6\ k\Omega}{R_2}$$

Die obere Grenzfrequenz der Schaltung wird von dem Kompensationskondensator C3 bestimmt. Das Boucherot-Glied R3/C4 sowie der Kondensator C1 verhindern ein Schwingen.

Eine Vereinfachung der Außenbeschaltung ist durch das Weglassen der Bootstrap-Schaltung zu erzielen (*Bild 4*). Die Treiberstufenversorgung (Pin 7) wird dann mit der Betriebsspannung V_s verbunden. Die Ausgangsleistung verringert sich dadurch um ca. 20%.

Tabelle: Technische Daten der Verstärkerschaltung

Versorgungsspannung V_s	3 bis 16 V
Lastwiderstand R_L	4 bis 16 Ω
Ausgangsleistung P_o	max. 2 W (siehe Bild 2)
Verstärkung V	40 dB (R_2 = 56 Ω)

Stückliste zur Schaltung nach Bild 5:

IC	TBA 820 M
R1	100 kΩ
R2	56 Ω
R3	1 Ω
C1	1 µF/16 V Tantal
C2	100 µF/3 V Tantal
C3	120 pF Keramik
C4	0,1 µF
C5	470 µF/6,3 V Elko

Ist die Versorgungsspannung brummfrei und niederohmig (also stabilisiert) bzw. liegt Batteriebetrieb vor, so kann auch der Siebkondensator von Pin 8 nach Masse entfallen.

In der Schaltungsvariante nach *Bild 5* läßt sich die Bootstrap-Funktion mit gleichem minimalen Bauteileaufwand realisieren. Schaltet man den Lastwiderstand nicht nach Masse, sondern an die Betriebsspannung, so kann die Treiberstufenversorgung (Pin 7) direkt am Lastwiderstand angeschlossen werden. Der Bootstrap-Widerstand R4 in Bild 3 entfällt hierdurch. Der Koppelkondensator C5, der über den Lastwiderstand nach Plus führt, ersetzt somit den Bootstrap-Kondensator C7.

Praktischer Aufbau

Die Außenbeschaltung nach Bild 5 benötigt nur acht Bauteile. Sie kann auf einer Platine von nur 7 cm² aufgebaut werden. *Bild 6* zeigt das Platinen-Layout, *Bild 7* den zugehörigen Bestückungsplan. Die technischen Daten der Schaltung sind in der *Tabelle* aufgeführt.

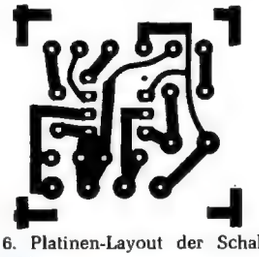


Bild 6. Platinen-Layout der Schaltung nach Bild 5

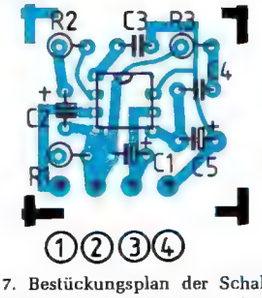


Bild 7. Bestückungsplan der Schaltung nach Bild 5, von der Lötseite gesehen

Im nächsten Heft werden Verstärkerschaltungen von 5 bis 15 W mit den ICs TDA 1905 und TDA 1910 beschrieben.

FSK-Demodulator mit einem TTL-IC

Das FSK-Verfahren (Frequency shift keying) zur Datenübertragung ist nichts anderes als eine Frequenzmodulation mit digitalen Signalen. *Bild 1* zeigt einen einfachen Demodulator für diese

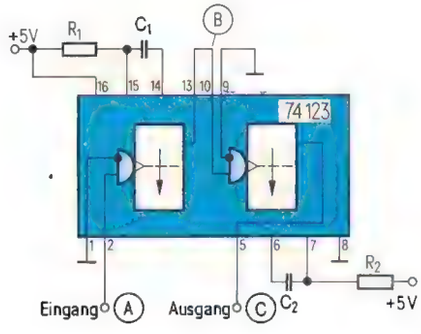


Bild 1. Schaltung des TTL-FSK-Demodulators. Er eignet sich für Baudraten bis zu 1200 Bd und gestattet das Aufzeichnen von Programmen mit einem Kassettenrecorder

spezielle FM. Der notwendige Vorverstärker, der TTL-Pegel liefern muß, ist hier nicht gezeichnet; hierfür eignen sich z. B. einige Inverter.

Das FM-Signal triggert Monoflop 1, dessen Impulsdauer t_1 gleich der Impulsdauer der Mittenfrequenz f_o der FM ist. Bei einer Eingangsfrequenz größer als f_o wird das Monoflop bereits wieder getriggert, noch bevor es in den Ausgangszustand zurückgekehrt ist. Sein Ausgang führt dann also H-Pegel. Das Monoflop 2 erhält deshalb keine Trig-

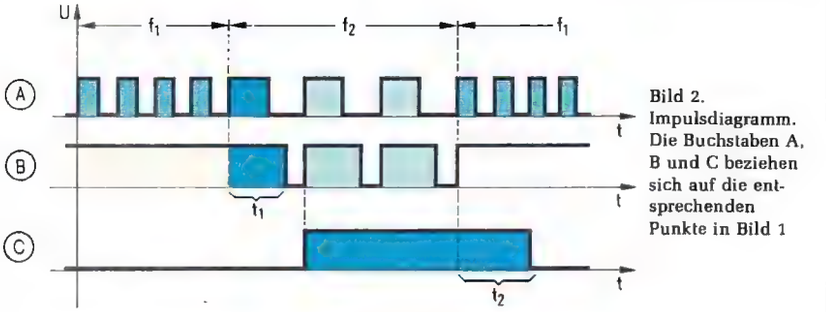


Bild 2. Impulsdiagramm. Die Buchstaben A, B und C beziehen sich auf die entsprechenden Punkte in Bild 1

gerimpulse, sein Ausgang liegt auf L. Ist die Frequenz kleiner als f_o, so liefert Monoflop 1 Triggerimpulse an Monoflop 2 (Impulszeit t_2). Dessen Ausgang springt auf H-Pegel und verbleibt dort, da er nun selbst wieder getriggert wird, noch bevor er zurückspringen konnte ($t_2 > t_1$). Der Impulsplan in *Bild 2* verdeutlicht diese Vorgänge. Das Prinzip ähnelt dem 3-Transistor-FSK-Demodulator in FUNKSCHAU 14/1978. Für die beiden Impulszeiten der Monoflops gelten folgende Bedingungen:

$t_1 = 0{,}28\ R_1\ C_1 = 1/f_o$

$t_2 = 0{,}28\ R_2\ C_2 = 1/(f_o - \Delta f)$

Δf ist der Frequenzhub des FM-Signals. R_1 und R_2 sollten in der Größenordnung von 2...30 kΩ liegen. *Harald Bichler*

Spannungsregler mit geringer Verlustspannung

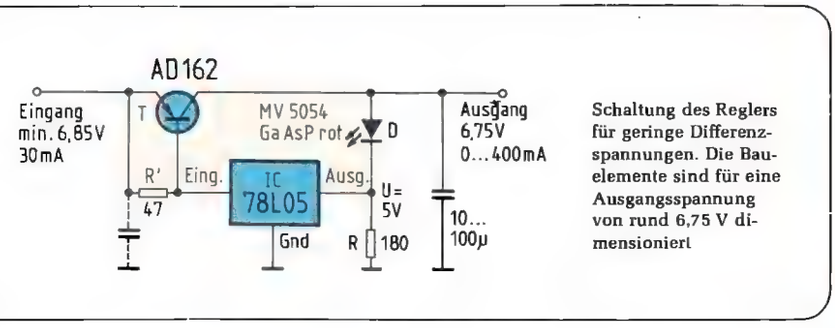
Integrierte 3-Pin-Regler funktionieren nur, wenn die Differenz zwischen Ein- und Ausgangsspannung nicht unter typ. 1...2 V sinkt. Bei der hier beschriebenen Schaltung ist dagegen diese Differenz nach unten nur durch die Sättigungsspannung eines PNP-Transistors begrenzt. Letztere läßt sich leicht unter 100 mV drücken, indem man einen Germaniumtransistor wählt. Das ist möglich, da ein hoher Reststrom zulässig ist.

Ein 3-Pin-Regler (vorzugsweise für kleine Leistungen) dient als Steuerelement, jedoch ist die Nennspannung U des ICs um den Spannungsabfall an D geringer als die geforderte Ausgangsspannung zu wählen. Für Ausgangsspannungen unter 6,2 V muß das IC ein LM 317 sein. D kann eine LED, eine Kettenschaltung von (min. 2) Siliziumdioden oder eine Zenerdiode sein. Wegen ihres geringeren dynamischen Widerstandes sind IR-GaAs-LEDs und rote GaAsP-LEDs günstiger als orangerote und gelbe GaAsP-Typen und GaP-Typen jeder Farbe.

Die Widerstände sind so zu dimensionieren, daß unabhängig von der Belastung an R die Spannung U abfällt, damit das IC im linearen Bereich arbeitet. Insbesondere muß R im Leerlauf den Kollektorruhestrom von T und den minimalen Laststrom des IC (typ. 3,5 mA für LM 317, sonst meist Null) aufnehmen. Bei voller Last fließt der durch R bestimmte Strom fast nur durch das IC und muß T bis in die Sättigung durchsteuern können. Dabei ist R' zu beachten, welches im Leerlauf die Ansteuerung von T durch den Eingangsruhestrom des IC (typ. 3...7 mA) begrenzt.

Der zusätzliche Transistor verschlechtert die Stabilität gegen Regelschwingungen, daher müssen die Kondensatoren (vor allem am Ausgang) erheblich größer gewählt werden als im Datenblatt des ICs gefordert. Wenn möglich, empfiehlt sich Kontrolle der Ausgangswechselspannung unter allen Lastbedingungen mit einem Oszilloskop oder einem breitbandigen Voltmeter.

Der Preis für die Einfachheit der Schaltung ist eine durch D bestimmte Temperaturabhängigkeit der Ausgangsspannung sowie eine Verschlechterung des Regelfaktors auf ca. 1 %. Sie wurde ursprünglich für die Reparatur eines eng aufgebauten Netzteils mit knapp dimensioniertem Netztrafo entworfen. *Harald Heß*

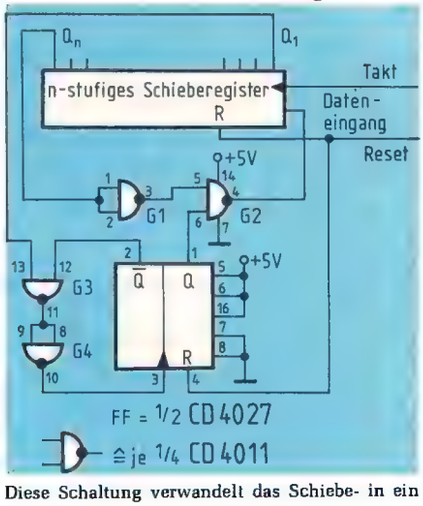


Schaltung des Reglers für geringe Differenzspannungen. Die Bauelemente sind für eine Ausgangsspannung von rund 6,75 V dimensioniert

Ein-Impuls-Ansteuerung für Schieberegister

Die Schaltung im *Bild* ist geeignet, digitale Bauelemente durch ein Schieberegister mit paralleler Datenausgabe anzusteuern. Im Schieberegister befindet sich jeweils nur ein „H"-Signal, denn es soll ja immer nur ein Element durchgeschaltet werden.

Zunächst wird die Schaltung – einschließlich des Schieberegisters –



Diese Schaltung verwandelt das Schiebe- in ein Ringregister

rückgesetzt. Das bewirkt am Q-Ausgang des Flipflop FF ($^1/_2$ 4027) ein „L" und am Ausgang des Gatters G2 ein „H"-Signal.

Mit dem ersten Takt wird die Information von G2 in das Schieberegister übernommen, so daß Ausgang Q1 ebenfalls „H"-Pegel führt. Beide Eingänge von G3 liegen jetzt auf „H", und der Ausgang wird „L". Gatter G4 invertiert dieses „L". Durch den Sprung nach „H" kippt das FF, $\overline{Q}$ führt jetzt „L" und sperrt G3. Gatter G2 wird frei, da Q des FF „H" ist, und kann die Information von Qn des Schieberegisters weiter auf dessen Eingang schalten. Aus dem Schieberegister ist ein Ringregister geworden. Es kann beliebig viele Stufen umfassen.

Eine Variationsmöglichkeit: Wird statt Ausgang 1 des Registers Ausgang 2...(n-1) mit G3 verbunden, so rotieren im Register 2...(n-1) „H"-Impulse.

Die CMOS-Bausteine können durch TTL-ICs ersetzt werden, wenn statt auf niedrige Leistungsaufnahme mehr Wert auf höhere Schaltgeschwindigkeit gelegt wird. *Wieland Schott*

Berichtigung

Triggerzusatz für Oszilloskope

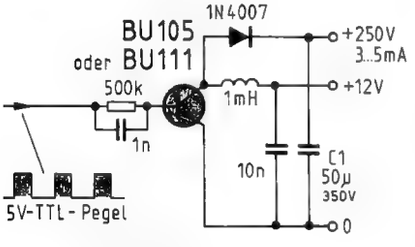
FUNKSCHAU 1979, Heft 18, Seite 1079

Die in Bild 3 wiedergegebene Schaltung zur Stromversorgung des Triggerteils weist einen Zeichenfehler auf: Der Emitter von T 2 ist der 5-V-Ausgang, der Kollektor ist mit dem oberen Ende von R 10 zu verbinden. R 11 muß 100 Ω und R 10 muß 1 kΩ betragen. Wenn die Schaltung in der Originalversion trotzdem funktionierte, so lag dies daran, daß die Basis-Emitter-Strecke von T 2 zerstört wurde und die Basis-Kollektor-Strecke nur noch als Diode wirkte.

Schaltungskniffe

Hochspannungs-Wandler ohne Trafo

Für eine Röhrenschaltung wurde eine 250-V-Spannungsversorgung benötigt, wobei allerdings nur die Spannungen 5 V und 12 V zur Verfügung standen. Unter Ausnutzung des Rückschlag-Impulses einer kleinen 1-mH-Drossel konnte das Problem auf einfache Weise ohne Trafo gelöst werden. Der Einfachheit halber wurde zur Ansteuerung des Schalttransistors eine innerhalb der TTL-Schaltung ohnehin bereits vorhandene Rechteckspannung verwendet.



250 V aus 12 V ohne Trafo! Der Trick: Für die Hochspannungs-Gewinnung wird der Rückschlagimpuls an der 1-mH-Drossel ausgenutzt

Der Transistor muß selbstverständlich ein spannungsfester Typ sein. Zwischen den beiden Schaltzuständen „Ein" und „Aus" wird aufgrund der im Magnetfeld der Spule gespeicherten Energie ein hoher Impuls erzeugt, der mit Hilfe einer ebenfalls genügend spannungsfesten Diode und eines Ladekondensators C_1 gleichgerichtet wird. Bei einer Belastung von 100 kΩ kann ein Strom von rund 3 mA bei 300 V entnommen werden.

Die Impulsfrequenz am Eingang der Schaltung kann etwa zwischen 200 Hz und 2 kHz liegen, sie hat jedoch einen gewissen Einfluß auf die Belastbarkeit am Ausgang.

Wolfgang Hamer

Einfachst-Oszillator

Viele NPN-Transistoren weisen ähnlich einer Tunneldiode in einem bestimmten Kennlinienbereich einen negativen differentiellen Widerstand auf, wenn man die Emitter-Kollektor-Strecke invers polt. Der Effekt tritt bei Spannungen über etwa 10 V auf, und er ermöglicht den Aufbau sehr einfacher Sägezahn-Generatoren (*Bild 1*). Wenn man in die Basis geeignete Impulse einspeist, läßt sich der Oszillator sogar synchronisieren; andernfalls bleibt die Basis unbeschaltet.

Die Frequenz ist sehr vom Transistortyp abhängig, aber auch fast exponentiell von der verwendeten Betriebsspannung (*Bild 2*). Das Diagramm bezieht sich auf einen Widerstandswert von R = 1,5 kΩ; die Ausgangsspannung liegt etwa zwischen 2,8 V und 6,2 V, was sowohl von der Betriebsspannung als auch ein wenig vom Kondensator abhängt. *U. Smulczynski*

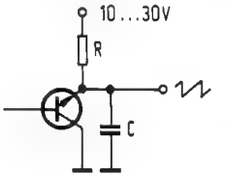


Bild 1. Ein Sägezahn-Oszillator aus nur drei Bauelementen

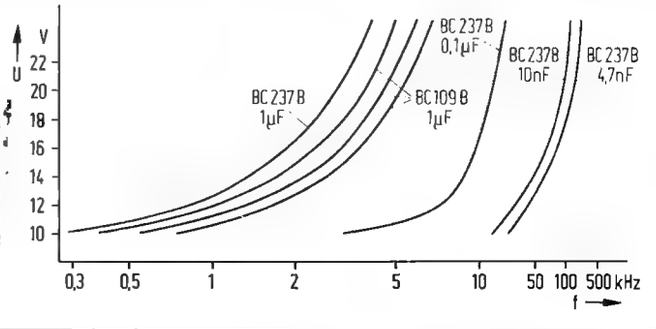


Bild 2. Abhängigkeit der Frequenz von der Betriebsspannung, dem Transistortyp und der Kapazität bei R = 1,5 kΩ

Herbert Sax

IC-Verstärker für 6...13 W

Der in Heft 21 vorgestellte 2-W-Miniatur-Leistungsverstärker TBA 820 M war der erste einer Reihe von Applikations-Berichten, die in diesem Beitrag mit der Beschreibung der ICs TDA 1905 und TDA 1910 für den Leistungsbereich von 6...13 W ihre Fortsetzung findet.

Konzepte und Einsatzbereich

TDA 1905 – ein Leistungs-IC bis 6 W

Das äußere Erscheinungsbild des ICs, ein 16-Pin-DIL-Gehäuse, läßt nicht erkennen, daß sich darin ein Nf-Leistungsverstärker verbirgt, der bei entsprechender Kühlung bis zu 6 W Ausgangsleistung erlaubt, wie in *Bild 1* zu ersehen ist. Die besondere Konstruktion des Kupferframe, auf dem das Chip montiert ist, leitet die entstehende Verlustwärme über die mit dem Frame verbundenen Pins 9...16 ab. Ermittelt man für eine gewünschte Ausgangsleitung die hierzu erforderliche Versorgungsspannung, so ist aus *Bild 2* die Verlustleistung zu entnehmen.

TDA 1910 – ein Hi-Fi-Leistungs-IC bis 13 W

Im Gegensatz zum TDA 1905, bezweifelt man sicher nicht, daß das 11-Pin-SIL-Gehäuse des TDA 1910 mit einem thermischen Widerstand von typ. 2,5 °K/W die maximale Verlustleistung des Chip von 20 W bei einer Gehäusetemperatur von 90 °K abzuleiten in der Lage ist. *Bild 3* zeigt die Leistungstabelle des ICs, der mit einem maximalen Klirrfaktor von 0,5 % die DIN 45500 erfüllt. Die entstehende Verlustleistung über den Betriebsspannungsbereich ist in *Bild 4* zu ersehen.

Gemeinsame Funktionen der beiden ICs

Da beide ICs über den gleichen Chip verfügen, besitzen sie demzufolge auch dem Chip eigene Sonderfunktionen, die im Einführungsbeitrag in Heft 20 bereits genannt wurden, wie: thermal shut down; soft clipping; internal compensation; low noise; low saturation; soft switch on-off.

Als eine weitere Besonderheit ist ein elektronischer Stummschalter zu nennen. Mit ihm ist es möglich, mittels einer Gleichspannung das zum Eingang des ICs führende Nf-Signal gegen Masse kurzzuschließen und die Endstufe dadurch stummzuschalten.

Außenschaltung und Funktion

Bild 5 zeigt das innere Funktionsschema des IC-Chips mit einer Standard-Außenbeschaltung. Sie entspricht auch den zum Nachbau vorgeschlagenen Platinenentwürfen der beiden Endstufenkonzepte. Die quadratisch eingerahmten Ziffern sind dem Aufbau des TDA 1910 zugeordnet, die freien Ziffern, der Platine des TDA 1905, worauf sich auch die folgende Schaltungsbeschreibung bezieht.

Das Nf-Signal führt über den der Gleichspannungsabtrennung dienenden Kondensator C1 zum nichtinvertierenden Eingang des ICs, Pin 8. Da das IC eine integrierte Mittenspannungseinstellung beinhaltet, ist ein externer Spannungsteiler nicht erforderlich. Der

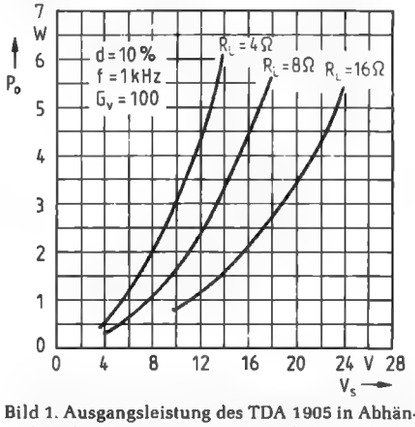


Bild 1. Ausgangsleistung des TDA 1905 in Abhängigkeit der Versorgungsspannung bei verschiedenen Lastwiderständen

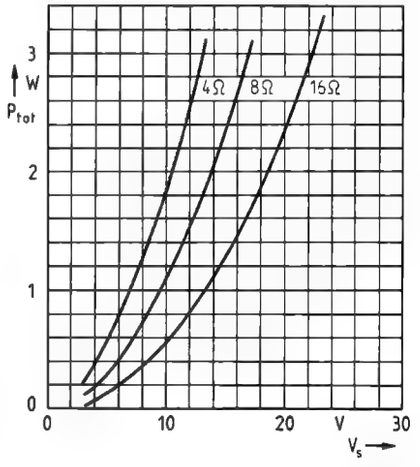
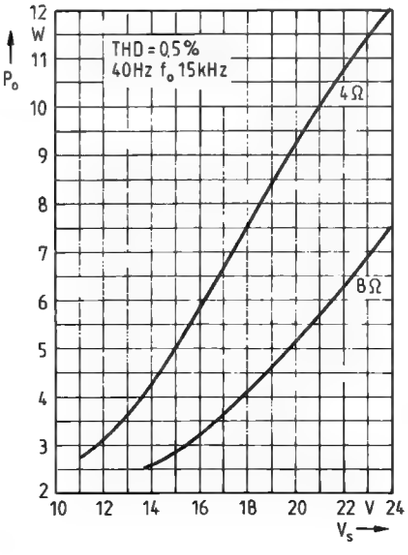


Bild 2. Verlustleistung des TDA 1905 in Abhängigkeit der Versorgungsspannung bei verschiedenen Lastwiderständen



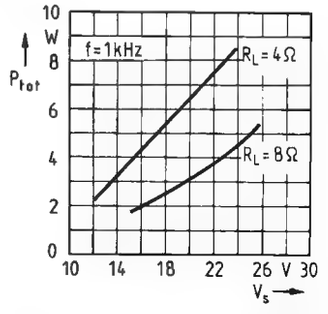
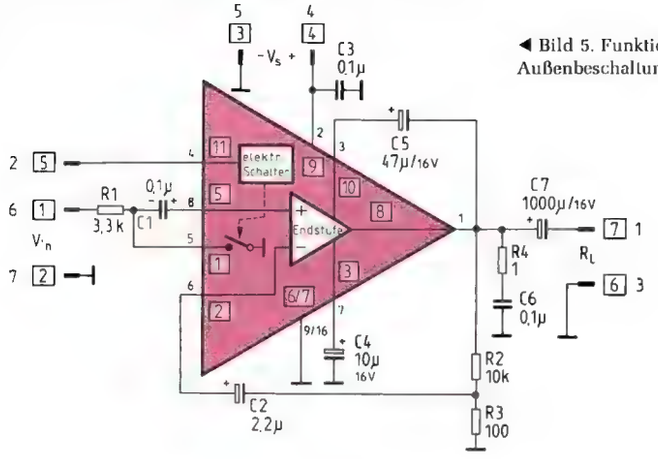


Bild 4. Verlustleistung des TDA 1910 in Abhängigkeit der Versorgungsspannung bei verschiedenen Lastwiderständen

◀ Bild 3. Ausgangsleistung des TDA 1910 in Abhängigkeit der Versorgungsspannung bei verschiedenen Lastwiderständen



◀ Bild 5. Funktionsschema bei der ICs sowie deren Standard-Außenbeschaltung

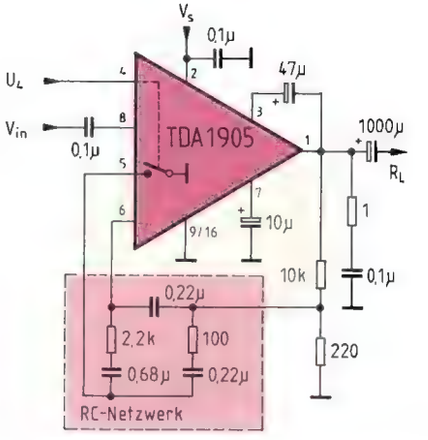
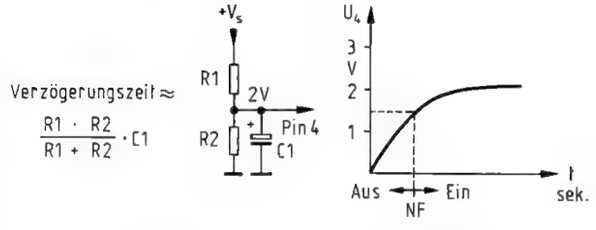


Bild 7. Schaltung zum elektronischen Umschalten des Frequenzganges

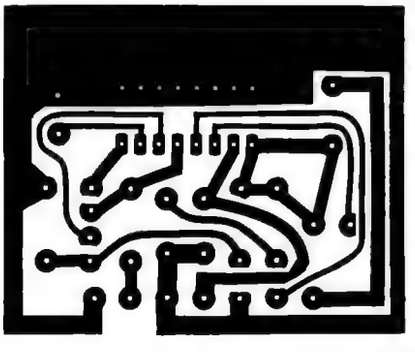


◀ Bild 6. Schaltung zur Einschaltverzögerung des ICs

mit Pin 7 verbundene Elko C4 unterdrückt auf der Versorgungsspannung liegende Störanteile. Ebenso wie der Signaleingang mit dem integrierten Mittenspannungsteiler ist auch der Gegenkopplungseingang Pin 6 innerhalb des ICs mit dem Ausgang (Pin 1) über ein Widerstandsnetzwerk verbunden.

Demzufolge ist extern nur eine Wechselspannungsgegenkopplung notwendig, die mit R2 und R3 gebildet wird, C2 dient der Gleichspannungsabtrennung an Pin 6. Die gewünschte Nf-Verstärkung ergibt sich aus dem Widerstandsverhältnis von R2 zu R3 nach der Beziehung: $V = 1 + \frac{R2}{R3}$.

Der Bootstrap-Kondensator C5 erhöht den Wirkungsgrad des ICs durch Span-



◀ Bild 8.
Layout des 6-W-Verstärkers mit dem TDA 1905

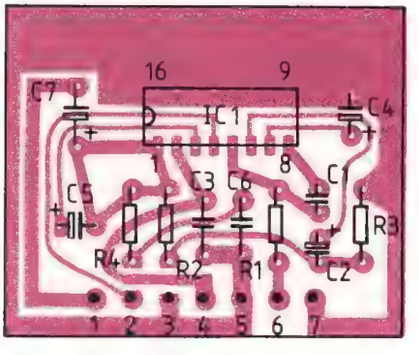
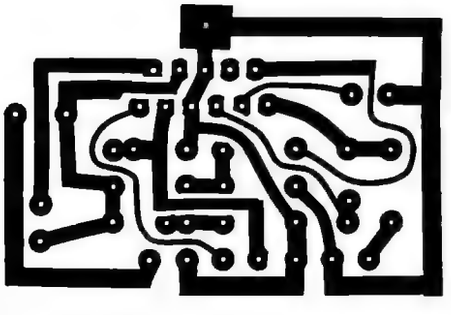


Bild 9. ▶
Bestückungsplan des 6-W-Verstärkers mit dem TDA 1905



◀ Bild 10.
Layout des 3-W-Hi-Fi-Verstärkers mit dem TDA 1910

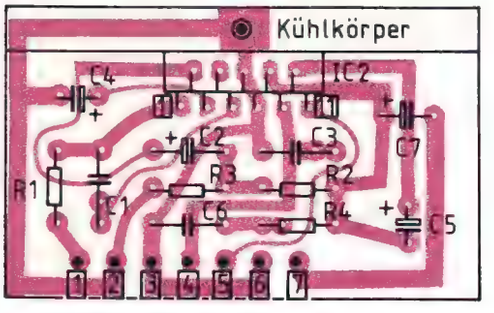


Bild 11. ▶
Bestückungsplan des 3-W-Hi-Fi-Verstärkers mit dem TDA 1910

Tabelle 1.
Typische Daten der IC-Verstärker

IC	TDA 1905	TDA 1910
Versorgungs-spannung	4...24 V	4...26 V
Last-widerstand	4...16 Ω	4...16 Ω
Ausgangs-leistung	max. 6 W	max. 13 W
Verstärkung		40 dB (HiFi)
Änderung durch R3		
Ruhestrom	16 mA (Vs=9 V)	21 mA (Vs=24 V)

Tabelle 2. Stückliste

IC1	TDA 1905
IC2	TDA 1910
R1	3,3 kΩ
R2	10 kΩ
R3	100 Ω
R4	1 Ω
C1	0,1 µF (Folie od. Tant.)
C2	2,2 µF (Tantal)
C3	0,1 µF
C4	10 µF/16 V
C5	47 µF/16 V
C6	0,1 µF
C7	1000 µF/16 V

nungsaufstockung der Treiberstufe, wobei der dazu erforderliche Widerstand zwischen der Versorgungsspannung und Pin 3 ebenfalls integriert ist. Eventueller Schwingneigung wird durch den Siebkondensator C3 und das Boucherot-Glied R4/C6 vorgebeugt.

Der elektronische Schalter

Die elektronische Schaltstufe innerhalb des ICs aktiviert einen einseitig an Masse liegenden Schalter. Bei Spannungen an Pin 4 kleiner 1,4 V und größer 5,1 V ist er geschlossen. Im Schaltungsbeispiel nach *Bild 5* kann das Nf-Signal nach dem Widerstand R1 gegen Masse kurzgeschlossen werden. Gewünscht ist dies z.B. bei Rundfunkgeräten während des Stationswechsels zur Vermeidung von Umschaltgeräuschen. Auch ein elektronisch verzögertes Einschalten der Nf ist möglich (*Bild 6*). Als Demonstration der vielseitigen Verwendbarkeit des elektronischen Schalters ist in *Bild 7* eine Schaltungsvariante gezeigt, mit der man den Frequenzgang des Verstärkers von linear auf eine Baß- und Höhenanhebung umschalten kann.

Hinweise zum Aufbau

Bild 8 zeigt das Layout, *Bild 9* den Bestückungsplan des 6-W-Verstärkers mit dem TDA 1905; ebenso *Bild 10* und *Bild 11* für die 13-W-Hi-Fi-Endstufe mit dem TDA 1910. Die Stückliste gilt für beide Schaltungskonzepte. Bei Belastung der Aufbauten mit der höchst zulässigen Ausgangsleistung ist auf gute Kühlung zu achten, da sonst die thermische Sicherung der ICs zu früh anspricht. Die *Tabelle 1* beinhaltet die wichtigsten technischen Daten der beiden Bauvorschläge, *Tabelle 2* die Stückliste. Im nächsten Heft wird der 10-W-Leistungsverstärker TDA 2003 für Autoradio-Endstufen beschrieben.

Hubert Ihringer

Drehzahl- und Schließwinkelmesser

1. Teil

Das Gerät dient zur Messung von Drehzahl und Unterbrecherschließwinkel bei Ottomotoren. Es ist besonders für den Service gedacht, aber auch zum festen Einbau in ein Fahrzeug geeignet. Dieser Beitrag war ursprünglich für Heft 20 vorgesehen, kann aber aus technischen Gründen erst jetzt erscheinen.

Funktionsweise

Das Meßgerät wird mit drei Leitungen an die Autobatterie und den Unterbrecherkontakt angeschlossen. Es lassen sich auf derselben Skala Drehzahl und Schließwinkel ablesen. Mit diesem Gerät und einer handelsüblichen Zündblitzpistole lassen sich Kfz-Zündanlagen einstellen, die Funktion der Zündzeitpunktverstellung und der Zustand des Verteilers kontrollieren. Zur Eichung und zum Funktionstest ist ein Oszillator vorhanden, der auf Knopfdruck eine Meßfrequenz mit genau definiertem Tastverhältnis einspeist.

Schaltungsbeschreibung

In *Bild 1* wird die Innenschaltung des verwendeten ICs (Fensterdiskriminator TCA 965) mit der Beschaltung dargestellt, soweit sie zum Verständnis der Funktion wichtig ist. *Bild 2* zeigt die am IC auftretenden Spannungsverläufe.

In der Betriebsart „Drehzahl" arbeitet der Fensterdiskriminator als Monoflop, das durch die Zündimpulse getriggert wird. Wenn die Spannung an Pin 6 die Triggerspannung von 3 V (Pin 8) übersteigt, schaltet der Ausgang (Pin 13) für eine durch R3 und C1 bestimmte Zeit τ auf Low. Die Diode D5 stellt eine Rückkopplung her, damit auch bei Eingangsimpulsen, die kürzer als τ sind, der Ausgang die volle Zeit auf Low bleibt. Während dieser Zeit liegt am Instrumentenzweig die intern stabilisierte Spannung von 6 V (Pin 10) an. Das Instrument I integriert diese Impulse durch seine Eigenträgheit, der Ausschlag ist so ein Maß für die Drehzahl. Das Gerät mißt in dieser Betriebsart die Frequenz der Zündimpulse, die für jeden Motortyp in einem bestimmten Verhältnis zur Drehzahl stehen.

In der Betriebsart „Schließwinkel" ist der Kondensator C1 abgeschaltet; das IC arbeitet als Schmitt-Trigger, der das Eingangssignal zu einem Rechteck mit genau definiertem Tastverhältnis formt (Pin 14) und damit das Instrument ansteuert. Dessen Ausschlag ist damit ein Maß für den Schließwinkel. Das Gesamtschaltbild des Meßgerätes zeigt *Bild 3*.

Die Eingangsbeschaltung (R5, D6, R6 und C5) ist so ausgelegt, daß die am Unterbrecher auftretende Spannung von einigen hundert Volt auf 6 V begrenzt und Störspitzen unterdrückt werden. Die Spannung an Pin 6 muß symmetrisch um die Triggerspannung von 3 V (Pin 8) schwanken, damit die Meßgenauigkeit bei der Schließwin-

kelmessung erhalten bleibt. Die Betriebsspannung ist im Kfz von starken Störungen überlagert und wird deshalb mit R 4, D 2 und C 3 begrenzt und geglättet. Diode D 1 schützt vor Falschpolung, was bei Verwendung als Servicegerät unbedingt zu empfehlen ist. Die Schaltung mit IC 1 arbeitet im Betriebsspannungsbereich von 8 bis 27 Volt. Wegen des Eichoszillators wurde hier die zulässige Spannung durch D 2 auf 18 V begrenzt.

Der Eichoszillator arbeitet mit dem Timer 555 (IC 2), dessen Ausgangs-Signal von dem Dezimalzähler FZJ 145 (IC 3) der LSL-Serie auf die Meßfrequenz herabgeteilt wird. Durch Verwendung dieser Schaltung ist keine zusätzliche Stabilisierung der Speisespannung erforderlich. Die Signale an den Ausgängen haben verschiedene, genau definierte Tastverhältnisse von 10, 20, 40 und 50 %, so daß z. B. das Signal am Ausgang C (Pin 5 von IC 3) einem Schließwinkel von 60 % entspricht. Dieses Signal wird bei Drücken der Taste S 2 direkt in die Meßschaltung eingespeist.

Dimensionierung

Die Werte der Bauelemente R 1, R 2, R 3, C 1 und C 6 richten sich danach, welches Instrument verwendet wird, welcher Meßbereich angezeigt und welcher Motor gewartet werden soll. Die Frequenz der Zündfunken läßt sich aus folgender Formel berechnen:

$$f = \frac{n}{30} \cdot \frac{Z}{T};$$

dabei ist
f = Frequenz (Hz)
n = Drehzahl des Motors (1/min)
Z = Zahl der Zylinder
T = Takte (Zwei- oder Viertaktmotor)

Die Schaltung wird zweckmäßig so ausgelegt, daß für beide Meßfunktionen die gleiche Skalenteilung verwendet werden kann. Die Schaltzeit des Monoflops muß dann

$$\tau = 3\ \text{ms} \cdot T/Z$$

betragen. Die Werte der maßgeblichen Bauelemente erhält man aus

$$\tau = 0{,}7 \cdot R3 \cdot C1.$$

Die Bauelemente des Eichoszillators berechnet man aus

$$10 \cdot f_{max} = \frac{1}{0{,}7 \cdot (2 \cdot R1 + R7) \cdot C6}$$

P 1, P 2 und P 3 werden als Teil von R 1, R 2 und R 3 so gewählt, daß eine Ab-

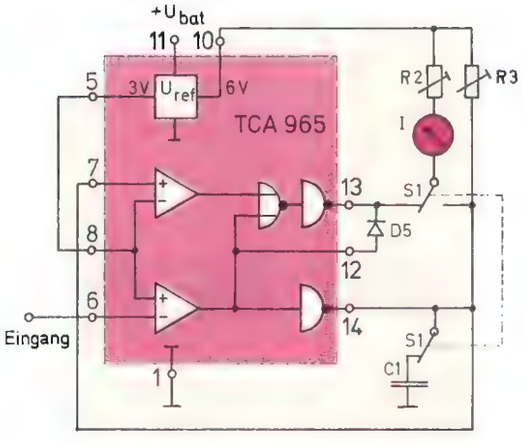


Bild 1. Funktionsschaltbild des Meßgerätes. S1 in Stellung

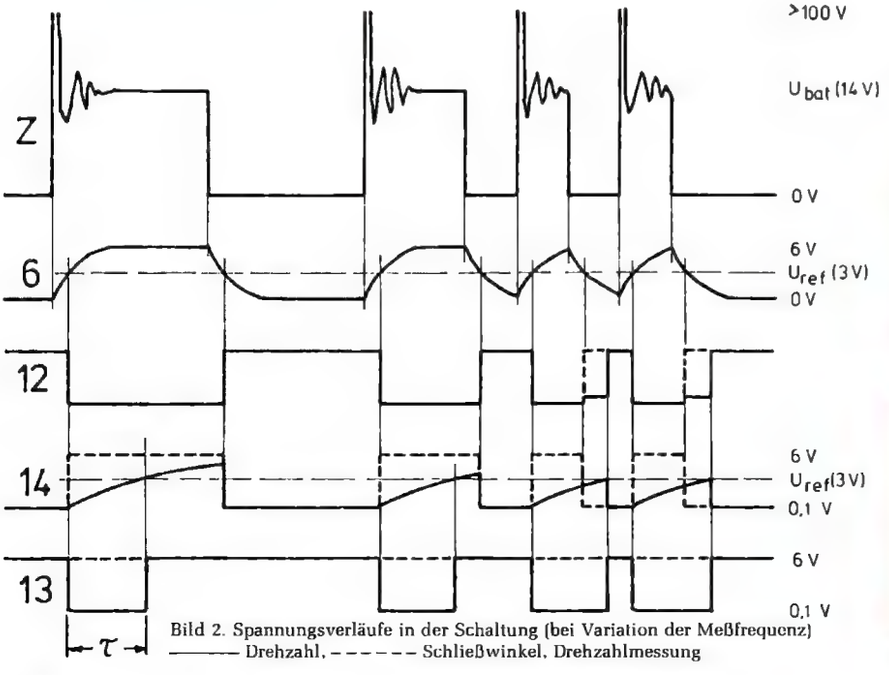
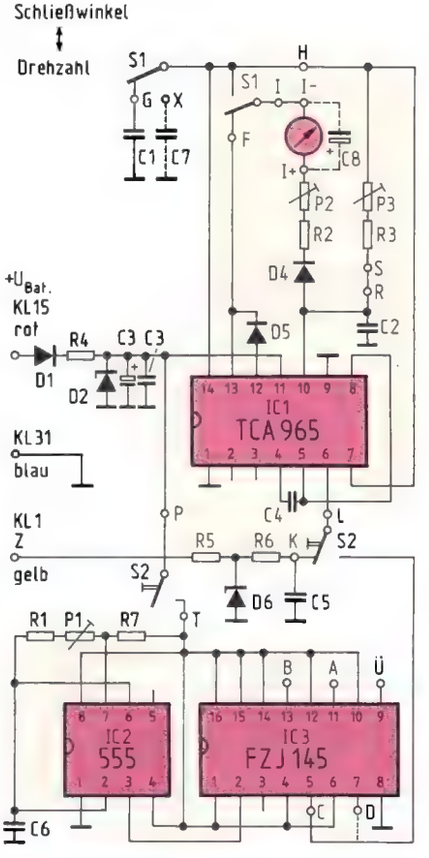


Bild 2. Spannungsverläufe in der Schaltung (bei Variation der Meßfrequenz)
——— Drehzahl, – – – – – – Schließwinkel, Drehzahlmessung

Bild 3. ▶ Gesamtschaltbild des Drehzahl- und Schließwinkelmessers (Standardausführung)



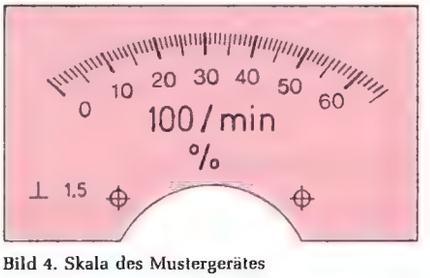
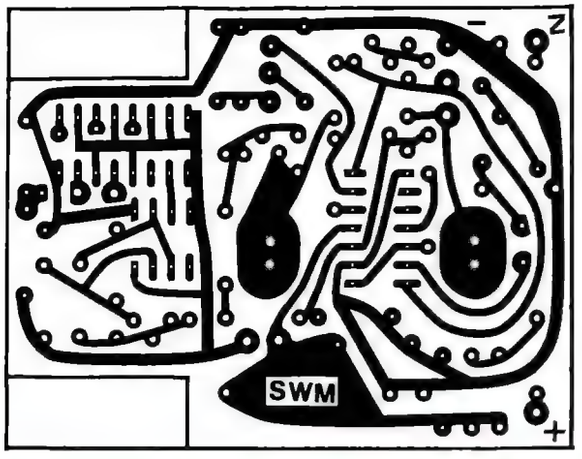
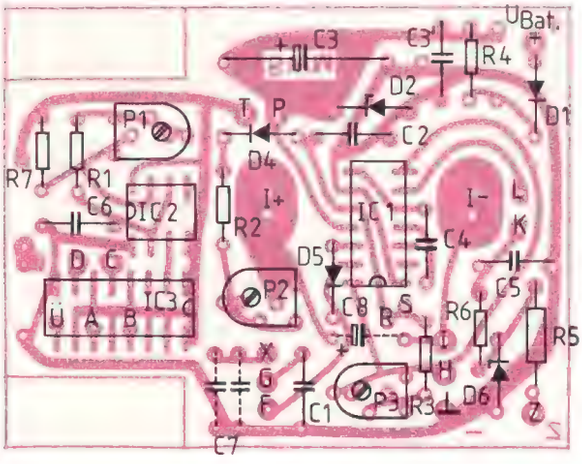
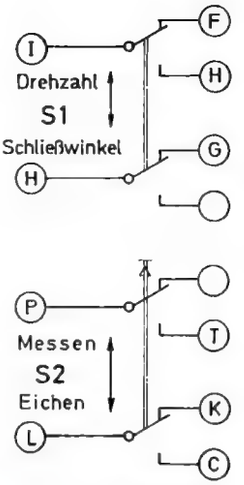


Bild 4. Skala des Mustergerätes







▲ Bild 6. Verdrahtung der Schalter S1 und S2 (Standardausführung)

◀ Bild 5. Gedruckte Platine und Bestückungsplan

stimmung von etwa 10% möglich ist. Der Widerstand des Instrumentenzweiges ergibt sich aus

$$R2_{ges} = (U_{ref} - U_{D4}) \left(\frac{\text{Schließwinkel}}{\text{Instr.-strom}}\right)$$

bei Vollausschlag

Als Instrument kommt ein 1 mA-Drehspulinstrument in Frage. Bei Instrumenten mit höherem Strombedarf (max. 10 mA) ist R2 entsprechend zu verkleinern. Dabei kann zur Temperaturkompensation des Kupferwiderstandes der Drehspule der Widerstand R2 durch eine weitere Si-Diode ersetzt und die Eichung allein mit P2 durchgeführt werden.

Aufbau des Gerätes (Standardausführung)

Im allgemeinen ist für ein Servicegerät für die üblichen Vierzylinder-Viertaktmotoren ein Meßbereich von 6000/min, bzw. 60% zweckmäßig (Vollausschlag 60). Damit ergibt sich eine maximale Meßfrequenz von 200 Hz und eine Schaltzeit des Monoflops von $\tau = 3$ ms. Der Oszillator muß dann mit 2 kHz schwingen. Die Werte der in der *Stückliste* aufgeführten Bauelemente wurden für diesen Fall berechnet. In Klammern sind die Werte für einen Vollausschlag von 80 angegeben. In diesem Fall wird der Eichanschluß D anstelle von C verwendet. Für andere Motoren lassen sich die Werte mit Hilfe obiger Formeln bestimmen oder aus der *Tabelle* entnehmen.

Die entsprechende Skala muß im allgemeinen selbst hergestellt werden. Sie erhält eine Eichmarke bei dem gewählten Vollausschlag (z. B. 60). Ein Muster für eine 100°-Skala zeigt *Bild 4*.

Die Platine nach *Bild 5* ist so ausgelegt, daß sie direkt auf die Anschlußschrauben eines Instruments geschraubt werden kann, wenn der Abstand der Anschlüsse etwa 28 mm beträgt. Wenn auf den Eichoszillator verzichtet werden soll, kann die Platine abgeschnitten werden. Das Instrument wird in ein passendes Gehäuse eingebaut. Daneben werden die Schalter und Kabeldurchführungen so angeordnet,

Tabelle: Werte für 8000/min und 1600/min und verschiedene Motortypen

Motortyp	4 Zyl./4takt 2 Zyl./2takt	5 Zyl./4takt	6 Zyl./4takt 3 Zyl./2takt
max. Meßfrequenz für 8000/min	266,7 Hz	333,3 Hz	400 Hz
Monoflop			
Zeitdauer τ	3 ms	2,4 ms	2 ms
R3	82 kΩ	68 kΩ	56 kΩ
P3	10 kΩ	10 kΩ	10 kΩ
C1	47 nF	(47 nF	(47 nF
C7 = 5 · C1	220 nF + 15 nF	220 nF + 15 nF)	220 nF + 15 nF)
C8 (siehe Text)			
Eichoszillator			
Eichfrequenz	533,3 Hz	(666,7 Hz	(800 Hz
R7	18 kΩ	18 kΩ	18 kΩ
R1	18 kΩ	12 kΩ	8,2 kΩ
P1	5 kΩ	5 kΩ	5 kΩ
C6	47 nF	47 nF)	47 nF)
S1–S3: Miniaturdrehschalter 2 x 3 Stufen			
Leuchtdiode rot und grün			

Weitere Bauelemente nach Stückliste

Werte für Vierzylinder-Viertaktmotor und Vollausschlag 6000/min (8000/min), Frequenz des Oszillators 2 kHz (2,667 kHz).

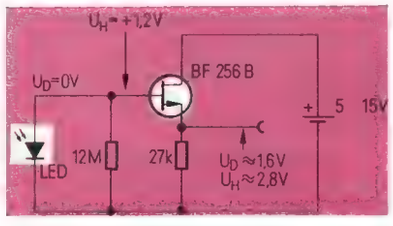
C1	0,1 µF	R1	22kΩ(15kΩ)
C2	0,1 µF	R2	2,2 kΩ
C3	10 µF + 0,22 µF	R3	39 kΩ
C4	100 pF	R4	15 Ω
C5	3,3 nF	R5	3,3kΩ/0,5W
C6	10 nF	R6	100 kΩ
		R7	22kΩ(18kΩ)
D1	1N4004		
D2	BZX83/C18	P1	5 kΩ
D4, D5	Si-Universal		
D6	BZX83/C6V2	P3	5 kΩ
IC1	TCA 965		
IC2	TDC 0555		
IC3	FZJ 145		
S1	Kippschalter 2 x UM		
S2	Taster 2 x UM		
Instrument 1 mA (63 x 87 mm)			

daß das Gehäuseunterteil unbehindert abgenommen werden kann. Die Anschlußkabel werden zweckmäßig aus Laborkabeln mit angeschweißten Bananensteckern in den Farben Rot, Blau und Gelb hergestellt. Nach Einbau des Instruments, der Schalter und Kabel werden die Teile nach *Bild 6* verdrahtet und anschließend die Platine auf das Instrument geschraubt. Alle Leitungen werden von der Cu-Seite her an die Platine gelötet. Schalter S1 ist so zu verdrahten, daß seine Funktion mit der auf der Skala angegebenen Bezeichnung übereinstimmt. Dann erübrigt sich eine Beschriftung.

(Fortsetzung folgt)

LED als lichtempfindliches Bauelement

Eine LED (Light emitting diode) hat eine im n-Gebiet eine sehr hohe und im p-Gebiet eine sehr niedrige Konzentration der Dotierung. Aus diesem Grunde wird der Stromfluß fast ausschließlich durch Elektronen erzeugt. Sie rekombinieren mit den Löchern des p-Gebietes. Bei diesem Vorgang erhalten die Elektronen durch Ändern des Valenzbandes ebenfalls eine Energieänderung, die sich außer durch Wärmeverluste als elektromagnetische Strahlung bemerkbar macht. Es sind das die Photonen, die je nach Schwingungszahl im Gebiet der sichtbaren Strahlung einen Farbton bilden.



Eine LED als Fotodiode liefert nicht gerade viel Strom, aber die Fotospannung läßt sich ohne weiteres mit einem FET nachweisen

Nun geht's aber auch umgekehrt: Fallen Photonen auf die p-n-Struktur, so wird elektromagnetische Strahlung in elektrische Spannung umgesetzt. Die LED wird zum Lichtempfänger.

Da dieser „Generator" sehr hochohmig ist, wird in der Schaltung ein Feldeffekttransistor als Impedanzwandler benutzt. Es ergeben sich folgende charakteristische Daten, wenn wir den Index D für dunkel und H für hell setzen. Die Diode selbst erzeugt bei hellem Licht (z. B. 100-W-Lampe in 40 cm Abstand) eine Spannung von 1,2 V. Demnach sind am Gate die Spannungen U_D = 0 V und U_H = 1,2 V anzutreffen. Der FET vom Typ BF 256 B (selbstleitend) hat bei U_D = 0 V eine Sourcespannung am 27-kΩ-Widerstand von ca. 1,6 V. Als Sourcefolger geschaltet ist im Hellzustand der Diode demnach die Sourcespannung U_H = 2,8 V. Der Sourceausgang ist niederohmig (< 500 Ω) und kann für Steuerzwecke benutzt werden.

Dieter Nührmann

Nf-Ringmodulator mit minimalem Aufwand

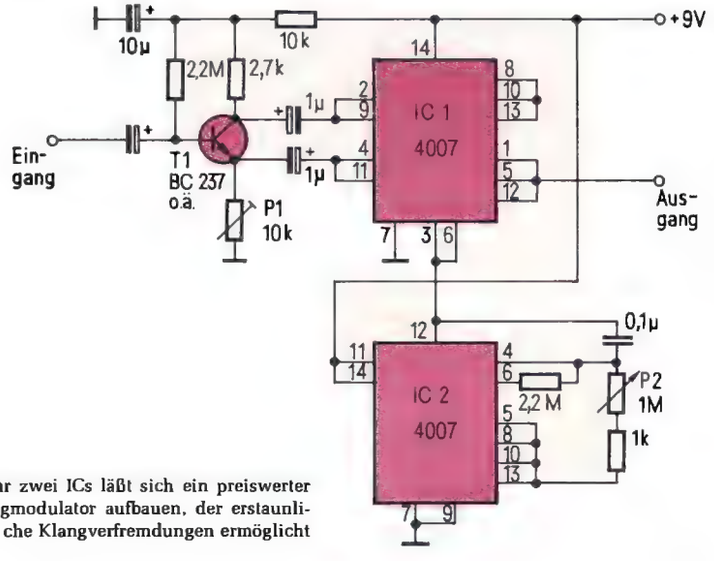
Die Schaltung dient zur Klangverfremdung von elektronischen Musikinstrumenten oder von Stimmen. Der damit behandelte Ton wird hohl, fast hallig, unharmonisch verzerrt, „roboterhaft" knarrend und bei bestimmten Tonhöhen ergeben sich Schwebungen. Die gewünschte Tonhöhe läßt sich einstellen.

Angelehnt ist die Schaltung an eine Veröffentlichung von H. Koppenhöfer in FUNKSCHAU 8/77, Seite 352 „Ein Ringmodulator für den Nf-Bereich". Die hier vorgestellte Schaltung arbeitet zwar nach dem gleichen Prinzip, zeichnet sich aber durch einen bedeutend einfacheren Aufbau aus.

Funktion:

Das Eingangssignal wird direkt und um 180° gedreht auf einen elektronischen Umschalter gegeben (IC1, 4007). Dieser schaltet, durch einen Rechteckgenerator (IC2, 4007) gesteuert, abwechselnd die beiden Signale auf den Ausgang. Dadurch entsteht ein Frequenzgemisch, das den charakteristischen Ringmodulator-Klang ergibt (f_{in} + f_{mod} und f_{in} – f_{mod}, wobei f_{in} und f_{mod} selbst unterdrückt werden). Durch Veränderung der Modulationsfrequenz (über P2) verändert sich die Tonhöhe. Diese könnte fest eingestellt bleiben oder von einer externen Quelle moduliert werden (z. B. über Tiefstfrequenz-Oszillator oder Vibrator), was sich durch LDR-LED-Kopplung erreichen ließe. Mit P1 läßt sich das Übersprechen der Modulationsfrequenz auf ein Minimum abgleichen; ein Vorteil, den manche Ringmodulatoren, bzw. Produktmischer nicht haben.

Hans-Joachim Andree



Mit nur zwei ICs läßt sich ein preiswerter Nf-Ringmodulator aufbauen, der erstaunliche Klangverfremdungen ermöglicht

Ingenieur (grad.) Michael Arnoldt

Frequenzzähler für VHF-Empfänger mit Frequenzregelschleife

1. Teil

Die vorliegende Bauanleitung beschreibt einen Frequenzzähler, der bei einem Arbeitsbereich bis 250 MHz aus der Oszillatorfrequenz eines Empfängers die Empfangsfrequenz ermittelt und anzeigt. Die Schaltung verfügt ferner über eine Frequenzregeleinrichtung, die es gestattet, eine einmal eingestellte Frequenz zu speichern und den Empfängeroszillator darauf abgestimmt zu halten.

Meßprinzip

In Superhetempfängern erfolgt die Umsetzung des Hf-Signals in die Zf-Ebene mit Hilfe eines Oszillators. Der Zusammenhang zwischen den beteiligten Frequenzen ist gegeben durch: $f_z = f_e \pm f_o$ bzw. $f_e = f_o \pm f_z$. Wenn also f_z bekannt (und ggf. konstant) ist und f_o gemessen werden kann, läßt sich f_e mit geeigneten Schaltungen auch elektronisch ermitteln.

Von den verschiedenen möglichen Rechenverfahren wird das hier verwendete anhand der Mischungsgleichung $f_e = f_o \pm f_z$ erläutert. Die dabei zu unterscheidenden Fälle sind:

1. $f_o < f_e$ d. h. $f_e = f_o + f_z$,
2. $f_o > f_e$ d. h. $f_e = f_o - f_z$.

Im ersten Fall ist der f_z-Wert zum f_o-Wert zu addieren. Dies geschieht durch Voreinstellung (Programmierung) des Frequenzzählers auf den Betrag von f_z. Im zweiten Fall muß der gemessene f_o-Wert um die Zf vermindert werden. Dies wird hier durch Einstellung des Zählers auf das Komplement realisiert, d. h. der Zähler startet jede Meßperiode nicht beim Zählerstand Null, sondern bei „$-f_z$". Erreicht er dann den Zählerstand Null, ist die Subtraktion der Zf bereits vollzogen.

Das IC MK 50395 N

Ein geeignetes IC, das über die erforderlichen Funktionen einschließlich der Komponenten zur Frequenzregelung verfügt, ist das IC MK 50395 N von Mostek. *Bild 1* zeigt das Blockbild der Innenschaltung.

Zählerteil

Der sechsstellige Dekadenzähler erhält die zu zählenden Impulse über den Takteingang (Anschluß 36). Der Zähler schaltet an der positiven Taktflanke weiter, sofern der Toreingang (37) L-Potential aufweist. Die Spannung am Vor-Rückeingang V/R (40) legt die Zählrichtung fest; vorwärts (aufwärts) mit H-Potential. Die Voreinstellung (Programmierung) des Zählers erfolgt über den Eingangs-Multiplexer (E-Mpx). Die 4 Daten-Eingänge Z_A...Z_D (19...16) werden – zyklisch vom Multiplex-Oszillator gesteuert – den Vorein-

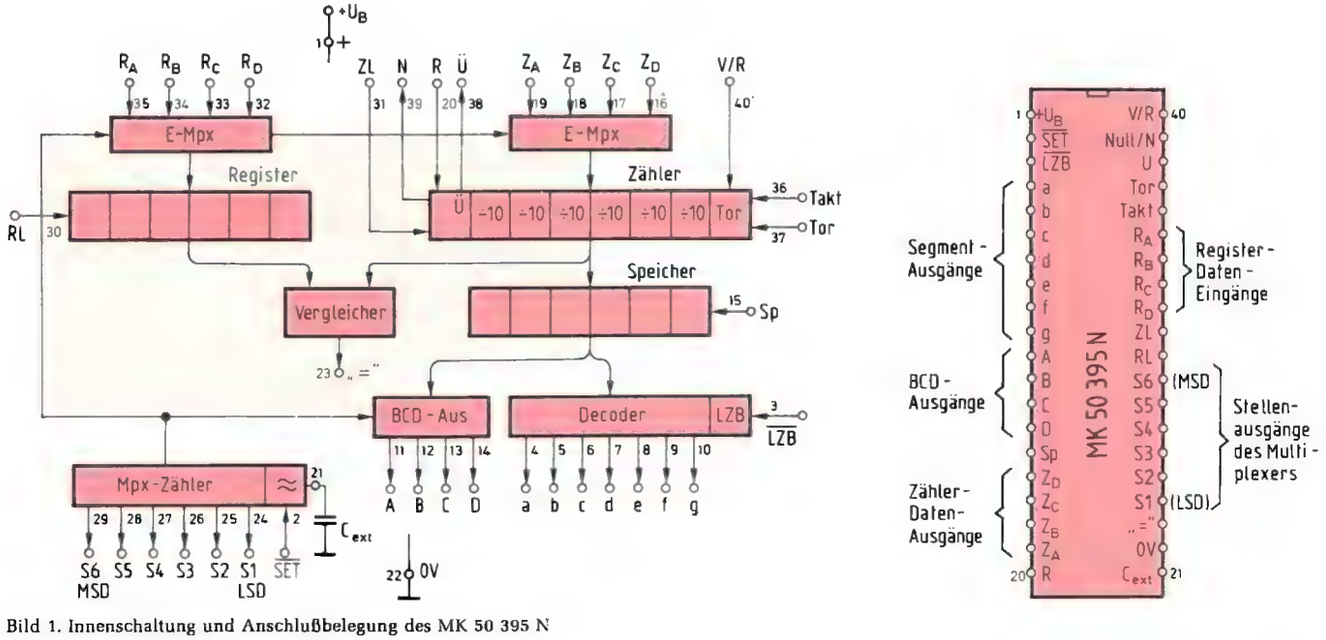


Bild 1. Innenschaltung und Anschlußbelegung des MK 50 395 N

stelleingängen der 6 Zählerstufen zugeschaltet. Die Multiplexfolge läuft immer von der höchsten (MSD = Most Significant Digit) zur niedrigsten Stelle (LSD = Least Significant Digit) ab *(Bild 2)*.

Außerhalb des ICs wird die Zuordnung der jeweiligen Daten-Information zur richtigen Zählerstelle durch eine Dioden-Matrix und eine Reihe von Kodierschaltern zwischen den BCD-kodierten Programmiereingängen Z_A...Z_D und den 6 Multiplex-Ausgängen S1...S6 (24...29) vorgenommen. Dabei bedeutet eine hergestellte bzw. durchgeschaltete Diodenverbindung, daß das jeweils angesteuerte Zähler-Flipflop auf H-Zustand geschaltet wird; eine fehlende (offene) Dioden-Verbindung bewirkt keine Änderung.

Die Übernahme der Programminformation an den Daten-Eingängen Z_A...Z_D erfolgt nicht automatisch, sondern erst mit H-Signal am Zähler-Lade-Eingang ZL (31). Da zu einem beliebigen Zeitpunkt jeweils nur einer der 6 Multiplex-Ausgänge auf H-Potential liegt (s. Bild 2), und folglich die Übernahme der Information nur in eine Zählerstufe bewirkt, muß der Steuereingang ZL für mindestens eine volle Multiplex-Periode, also 6 Einzelschritte auf H-Potential bleiben nach $T \geqq 6 \cdot t_{Mpx} = 6/f_{Mpx}$.

Bedingt durch die IC-Organisation, wird der Zähleingang durch den ZL-Impuls gesperrt. Zur Sicherung des Programmiervorgangs wird empfohlen, jeden Programmeingang über 150 pF nach $+U_{SS}$ zu schalten.

Zur Vielseitigkeit des ICs tragen bei:
– ein Null-Ausgang N (39), der H-Potential für die Dauer einer Eingangssignal-Periode liefert, wenn der Gesamt-Zählerstand Null ist,

– ein Übertragungsausgang Ü (38), der H-Zustand annimmt, wenn der Gesamt-Zählerstand 000 000 erreicht.

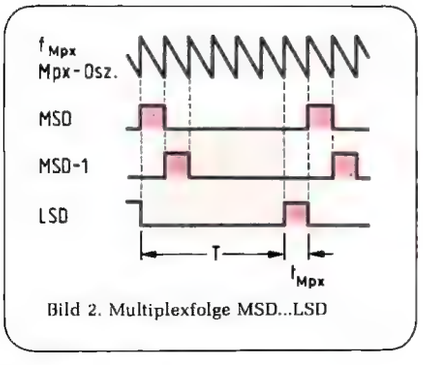


Bild 2. Multiplexfolge MSD...LSD

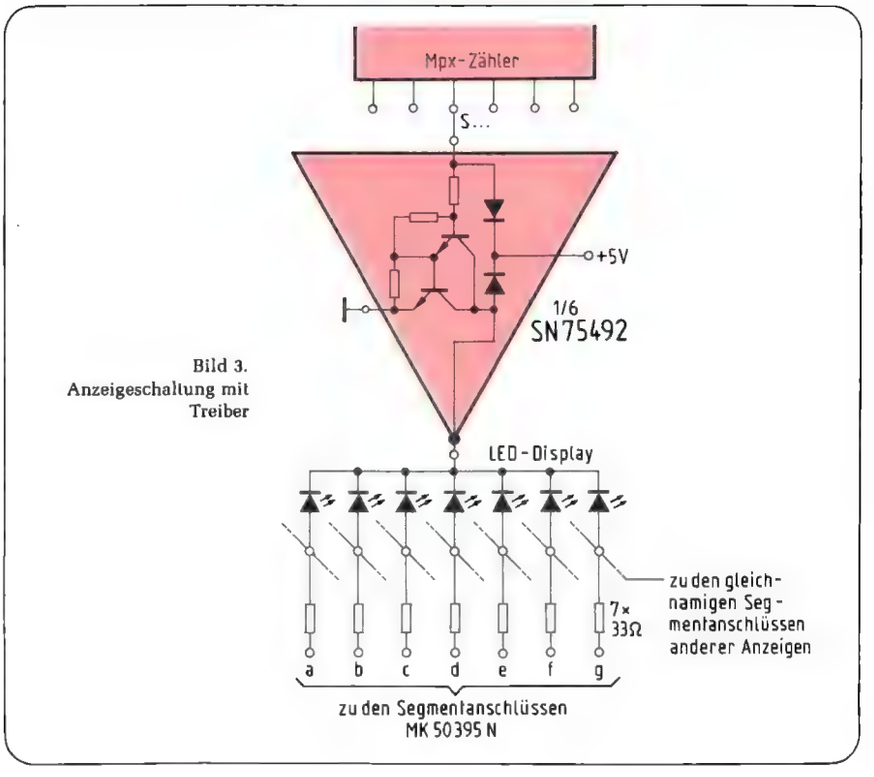


Bild 3. Anzeigeschaltung mit Treiber

Speicher und Decoder

Der sechsstellige Speicher übernimmt den Zählerstand, wenn am Speicher-Steuereingang Sp (15) L anliegt.

Die Übernahme erfolgt für alle Stufen gleichzeitig, also nicht im Multiplexbetrieb. Vom Speicher erhält ein Ausgangs-Multiplexer nacheinander (entsprechend der Eingangs-Multiplex-Schaltung) die Sp-BCD-Ausgänge zugeschaltet, sodaß am Multiplex-Ausgang A...D (11...14) nacheinander die Inhalte der Stellen MSD...LSD im BCD-Code erscheinen.

Parallel zum Ausgangs-Multiplexer erfolgt die Ansteuerung des 7-Segment-Decoders mit den Ausgängen a...g (4...10). Der Ausgangsstrom von je mind. 10 mA genügt zur Ansteuerung moderner LED-Anzeigen mit geringem Strombedarf wie TIL 313. Die Unterdrückung vorlaufender Nullen (Leading Zero Blanking, LZB) bewirkt H-Potential am LZB-Anschluß (3).

Register und Vergleicher

Das sechsstellige Register des ICs wird wie der Zähler im Multiplexbetrieb über die Register-Dateneingänge R_A...R_D (35...32) voreingestellt. Ein H-Signal löst am Register-Steuereingang RL (Register Laden; 30) die Übernahme aus. Es muß für wenigstens eine Multiplex-Periode anliegen.

Da sich das Register nicht direkt löschen läßt, kann die Nullstellung nur durch Anlegen der Daten-Information Null (L) an alle Daten-Eingänge erreicht werden. Ein digitaler Vergleicher (Komparator) vergleicht die Zählerstände der 6 Register- und der 6 Zählerstufen und liefert bei Gleichheit H-Signal am Gleich-Ausgang „=" (23).

Die Multiplexer

Die Multiplexer haben die Aufgabe, einerseits die IC-Anschlüsse zur Programmierung von Zähler bzw. Register auf die Zähler- bzw. Registerstufen zu verzweigen, andererseits die BCD-Ausgänge der Speicher auf die entsprechenden IC-Anschlüsse zusammenzufassen. Ohne die integrierten Multiplexer müßte das IC weitere 89 Anschlüsse aufweisen!

Der Multiplexer wird vom Mpx-Oszillator gesteuert. Zur Festlegung der Mpx-Frequenz muß der Oszillator mit einem externen Kondensator C_{ext} beschaltet werden. Nach Herstellerangaben liegen die erzielbaren Frequenzbereiche in folgenden Grenzen:

820 pF: 1,4 kHz...4,8 kHz,
470 pF: 2,0 kHz...6,8 kHz,
120 pF: 7,0 kHz...20 kHz.

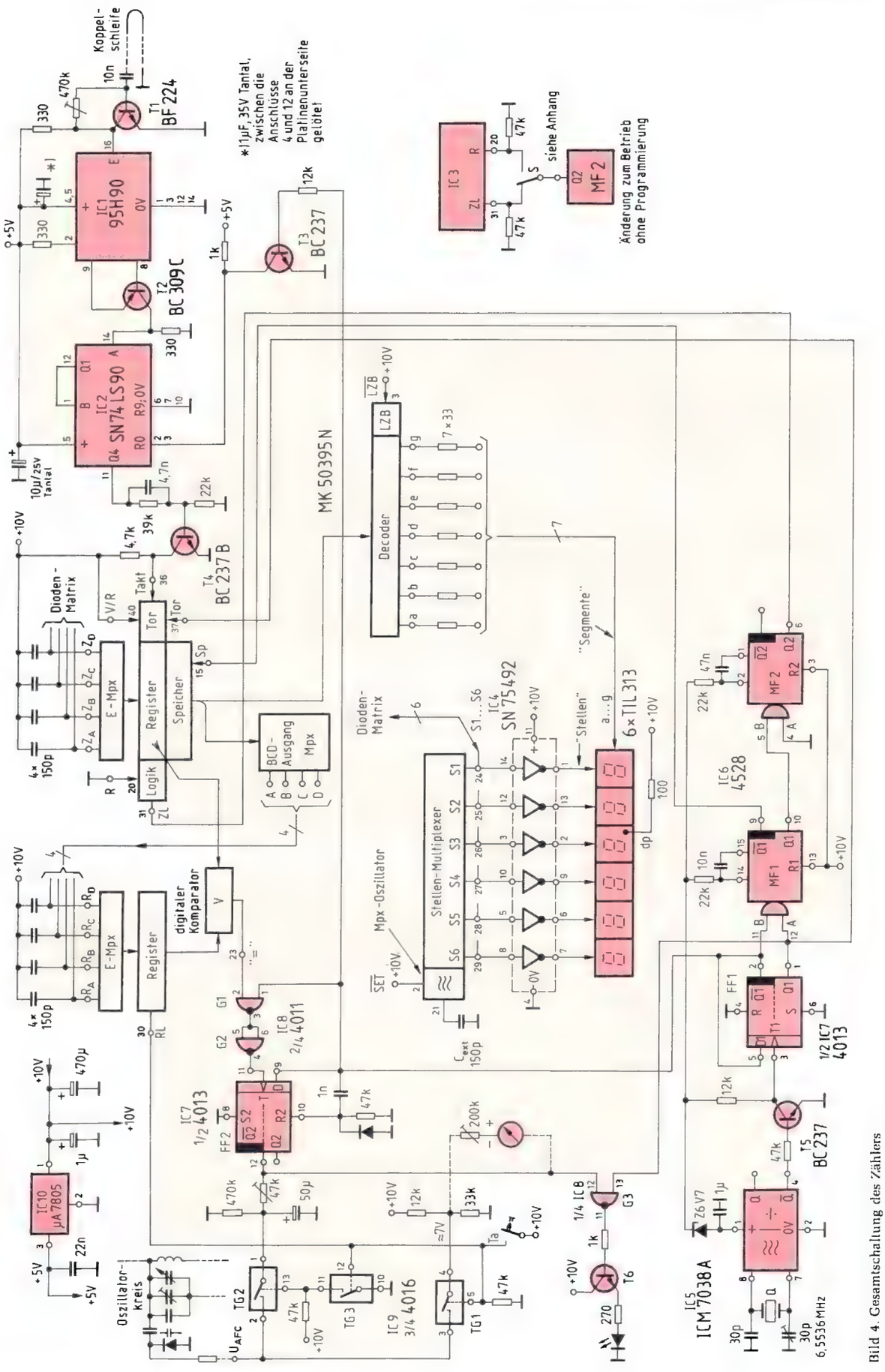


Bild 4. Gesamtschaltung des Zählers

Der Mpx-Oszillator kann auch durch einen äußeren Oszillator gesteuert werden, dessen Spannung dem Anschluß 21 zuzuführen ist. Grundsätzlich ist bei der Festlegung der Mpx-Frequenzen zu beachten, daß sie höher liegen muß, als die sechsfache vom Auge noch auflösbare Frequenz von ca. 25 Hz, um eine flimmerfreie Anzeige zu erzielen.

Zum Einspeichern der Daten in Zähler und Register wird die Zeitdauer von mindestens 6 Mpx-Impulsen benötigt. Der Ausgangsimpuls vom MF 2 (s. u.) ist danach zu bemessen.

Die Anzeige

Die Anzeige erfolgt ebenfalls im Multiplexbetrieb. Sobald der integrierte Dekoder durch den Ausgangs-Multiplexer auf eine Speicherstelle geschaltet ist, legt der Dekoder Segmente nach H. Die betreffende Stelle wird durch gleichzeitige Aktivierung eines der Stellenausgänge S1...S6 angezeigt. Der Inverter mit Darlington-Eingang 1/6 SN 75492 zieht den zugehörigen Stelleneingang der Anzeige(-platine) nach 0 V. Die Widerstände 7 x 33 Ω dienen zur Strombegrenzung (*Bild 3*).

Die Eingangsschaltung

Die obere Grenzfrequenz des MK 50395 N liegt bei max. 2 MHz. Dadurch wird zum Betrieb an einer höheren Frequenz eine Vorteilerschaltung (IC 1, IC 2) erforderlich, die in *Bild 4* rechts dargestellt ist.

Die Ankopplung an den Oszillator des Empfängers erfolgt für VHF-Anwendungen über eine Koppelschleife mit einer Windung. Als Verstärker arbeitet ein Transistor BF 224, dessen Arbeitspunkteinstellung mit dem 470-kΩ-Trimmer vorzunehmen ist.

Das ECL-IC 95 H 90 (IC 1) teilt die Eingangsfrequenz durch 10. Die obere Grenzfrequenz dieses IC liegt bei 250 MHz, so daß IC 2 (SN 74 LS 90) eine maximale Frequenz von 25 MHz zu verarbeiten hat. Zur Anpassung des ECL-Pegels mit 0,8-V-Spannungshub an TTL-Pegel wird der Transistor BC 309 C (PNP) eingesetzt.

Der zweite Zehnerteiler SN 74 LS 90 kann über die R_o-Eingänge auf Null gesetzt werden (bei R_o = H). Wenn das Nullsetzen während der Zählpause erfolgt, dient IC 2 zugleich als getakteter Vorteiler. Für den praktischen Betrieb ergibt sich daraus der Vorteil einer wesentlich größeren Ruhe in der niedrigstwertigen Stelle LSD. Der Eingang

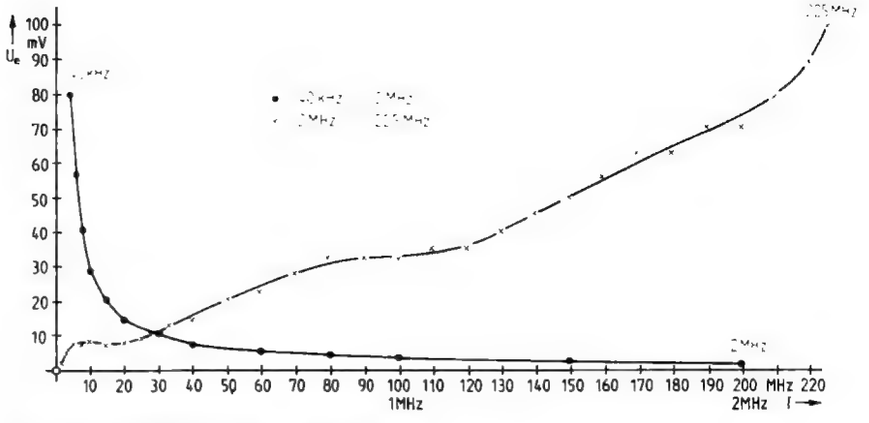


Bild 5. Empfindlichkeit der Eingangsschaltung

des als Inverter und Verstärker arbeitenden Transistors T3 wird mit dem $\overline{Q}$-Ausgang des FF 2 (1/2 4013) verbunden.

Da die Betriebsspannung von IC 2 5 V beträgt, ist schließlich noch eine Pegelanpassung an den MK 50395 durch die zusätzliche Transistorstufe T4 erforderlich. Die Empfindlichkeit der Eingangsschaltung zeigt *Bild 5*.

Die Quarzzeitbasis

Die Quarzzeitbasis (QZB) hat die Aufgabe, die Steuersignale für

- Torschaltung,
- Speicher- und
- Rücksetz- bzw. Ladevorgänge zu liefern.

Die Referenzfrequenzerzeugung und -teilung mit geringem Aufwand ermöglicht das IC ICM 7038A. Der Aufbau dieses IC ist in *Bild 6* dargestellt. Eine Kombination aus P- und N-Kanal-FET mit integriertem 22-MΩ-Widerstand zur Arbeitspunktregulierung bildet die Oszillatorschaltung. Über einen Treiber wird eine Binärteilerkette aus 16 Stufen mit einem Gesamtteilerverhältnis von 2^{16} = 65536 angesteuert. Zwei komplementäre Ausgänge der letzten Teilerstufe sind über Treiber herausgeführt. Sie liefern bei Verwendung eines 6,5536-MHz-Quarzes eine Ausgangsfrequenz von 100 Hz. (Zusätzlich steht vom Ausgang des 13. Teilers die 8fache Frequenz für andere Zwecke zur Verfügung.)

Das IC ist zum Betrieb an einer 3-V-Spannungsquelle vorgesehen. Dadurch werden eine Z-Diode 6,7 V und der Ausgangsspannungsverstärker T 5 erforderlich, um die Ausgangsspannung auf den CMOS-Pegel für 10 V Betriebsspannung anzuheben.

Das nachgeschaltete FF 1 (1/2 4013, IC 7) erzeugt durch Binärteilung (Verbindung D-$\overline{Q}$) Ausgangssignale von je 10 ms langen H- und L-Phasen. Während der H-Phase des Ausgangs $\overline{Q1}$ (2) läuft der Zählvorgang ab. Die Verbindung von Q (1) nach Tor (37) von IC 3 ermöglicht die Torsteuerung, über $\overline{Q}$ (2) wird T3 zur getakteten Steuerung von IC 2 betrieben. Darüberhinaus liefert FF 1 Signale für die Frequenzregelschaltung. An das FF 2 schließt sich ein Monoflop MF 1 (1/2 4528) an, das am Ausgang $\overline{Q1}$ (9) die Speicherimpulse erzeugt. MF 2 triggert über Q1 (10) das MF 2, dessen Ausgang Q2 (6) das Laden des Zählers einleitet.

Schluß folgt

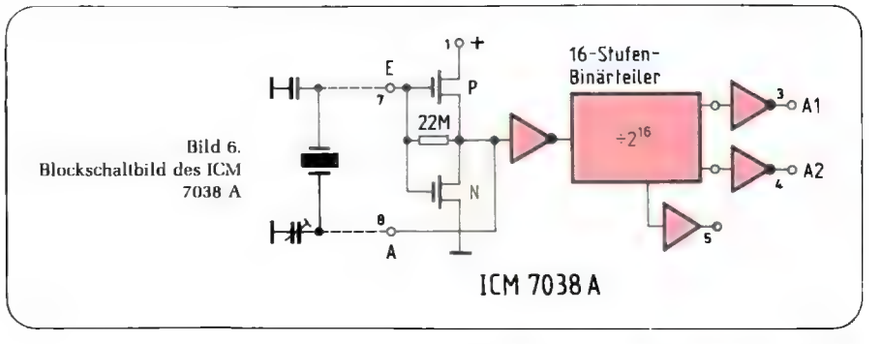


Bild 6.
Blockschaltbild des ICM 7038 A

Hubert Ihringer

Drehzahl- und Schließwinkelmesser

2. Teil

Der zweite Teil der Bauanleitung beschreibt die Erweiterungsmöglichkeit um einen zweiten Drehzahlmeßbereich und die dafür erforderlichen Änderungen. Um Schwierigkeiten beim Aufbau und der Anwendung von vornherein zu vermeiden, werden Tips zum Nachbau und Abgleich gegeben.

Erweiterung des Gerätes für allgemeinen Service

Bei einer aufwendigeren Ausführung des Meßgerätes kann ein zweiter Drehzahlmeßbereich eingebaut werden, der im Verhältnis 1: 5 zum ersten steht und mit dem gleichen Eichoszillator eingestellt werden kann, der dann auf $2 \cdot f_{max}$ schwingen muß. Es empfiehlt sich, anstelle mehrerer Kippschalter zwei Miniaturdrehschalter einzubauen, die nach *Bild 7* verdrahtet werden. Der Platz für den zusätzlichen Kondensator C7 ist auf der Platine bereits vorgesehen. Der Kondensator setzt sich aus zwei Werten zusammen, die so ausgesucht werden sollen, daß sich möglichst genau der fünffache Wert von C1 ergibt. Wenn verschiedene Motortypen mit dem Gerät gewartet werden sollen, und man nicht mehrere Skalen zeichnen will, ist ein weiterer Schalter S3 erforderlich. Dazu sind die Punkte R und S auf der Platine vorgesehen. Ihre Verbindung wird entfernt und nach Bild 7 werden weitere Widerstandszweige R3' und R3" eingefügt. Die Potis können an den Schalter gelötet werden. Der Eichoszillator wird auf die niedrigste der in Frage kommenden Frequenzen eingestellt.

Die Skala nach *Bild 8* muß an den Zeigerradius des Instruments angepaßt werden. Sie besitzt mehrere Eichmarken. Die Bauelemente für die Drehzahlbereiche 8000, bzw. 1600/min sind für verschiedene Motortypen in der *Tabelle* angegeben. Wird die Umschaltung zwischen den angegebenen Motortypen mit S3 eingebaut, entfallen die in Klammern gesetzten Bauelemente. Die Eichfrequenz beträgt dann 533,3 Hz, die Eichmarken liegen auf der Skala bei 80. 64 und 53,3. Zur Unterscheidung der Betriebszustände Messen/Eichen lassen sich zwei LEDs wie gezeigt anschließen. Einen Vorschlag für die Frontplattenbeschriftung zeigt ebenfalls Bild 8.

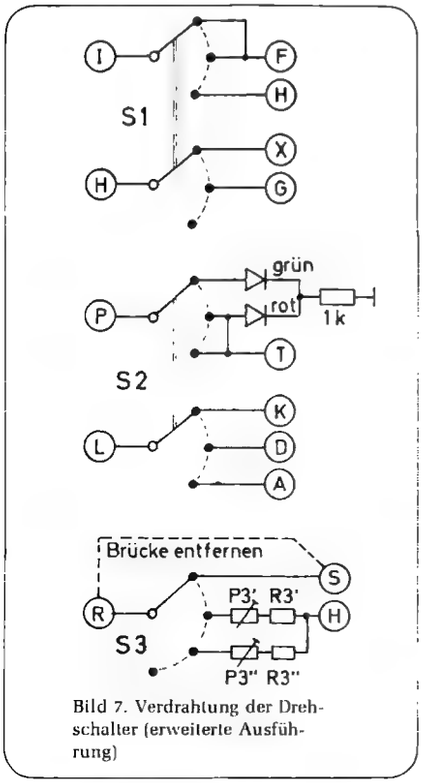


Bild 7. Verdrahtung der Drehschalter (erweiterte Ausführung)

Abgleich des Gerätes

Zuerst muß die Frequenz des Eichoszillators eingestellt werden. Dazu benötigt man einen Frequenzzähler oder ein Oszilloskop mit genauer Zeitbasis, evt. einen bereits geeichten Drehzahlmesser. Da der Eichoszillator einen engeren Betriebsspannungsbereich als die Meßschaltung hat, ist die Eichung nur bei einer Spannung von 12...18 V zulässig. Folgende Reihenfolge ist beim Abgleich einzuhalten:

Standardausführung

Bei gedrückter Eichtaste S2 wird die Frequenz des an der Meßschaltung liegenden Signals mit P1 auf den gewünschten Wert (z. B. 200 Hz) eingestellt. Zur Erhöhung der Auflösung kann die Frequenz auch am Timerausgang (Pin 3 von IC2) auf den 10 fachen Wert eingestellt werden. Anschließend wird in Stellung „Schließwinkel" der Ausschlag des Instruments mit P2 auf die Eichmarke (z. B. 60) eingesfellt. Zuletzt wird in Stellung „Drehzahl" der Ausschlag mit P3 auf die Eichmarke eingestellt. Damit ist der Abgleich beendet, er kann auch während des Betriebs jederzeit kontrolliert werden.

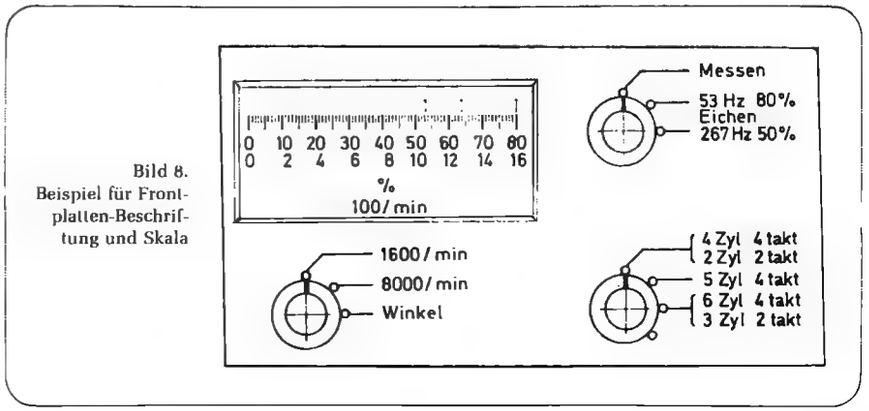


Bild 8. Beispiel für Frontplatten-Beschriftung und Skala

Abgleich bei weiteren Meßbereichen

Die Eichung erfolgt im Prinzip wie bei der Standardausführung. Es stehen jedoch zwei Eichsignale mit verschiedenen Tastverhältnissen zur Verfügung. Wurde die Umschaltung mit S3 auf mehrere Motortypen eingebaut, muß für jeden Typ eine Eichmarke auf der Skala vorhanden sein. Nach Einstellen der Eichfrequenz von 533,3 Hz für einen 4-Zylinder-Viertaktmotor mit P1 wird in der Betriebsart „Schließwinkel" der Ausschlag mit P2 auf die entsprechenden Werte eingestellt. In der Betriebsart „Drehzahl" wird dann im hohen Meßbereich der Ausschlag mit den Potis P3, P3' und P3" auf die zugehörigen Marken eingestellt. Anschließend wird die Eichfrequenz und der Meßbereich auf niedrig umgeschaltet. Stimmen die Ausschläge mit den Eichmarken nicht überein, muß C7 verändert werden. Die Potis dürfen nicht mehr verdreht werden.

Tips für den Nachbau

Die Referenzspannung an Pin 5 von IC1 muß möglichst genau zwischen 0 V und der Zenerspannung von D6 liegen. Wenn das durch Aussuchen von D6 nicht erreicht werden kann, tritt bei der Schließwinkelmessung ein kleiner Fehler auf, der weiter verkleinert werden kann, indem C5 verkleinert wird. Die Störsicherheit wird dadurch geringfügig verschlechtert. Die Messung der Spannungen an D6 und Pin 5 ist nur mit einem hochohmigen Instrument durchzuführen ($R_e >> R6$).

Bei festem Einbau in ein Fahrzeug sollte die an Klemme 1 (Unterbrecher) angeschlossene Eingangsleitung abgeschirmt werden, da sie sonst Radiostörungen verursachen kann. Der Eingang ist so hochohmig, daß bei freihängender Eingangsleitung die Brummeinstreuung einen Ausschlag hervorruft, der einer Meßfrequenz von 50 Hz entspricht (z. B. 1500/min). Sollte beim niedrigen Meßbereich die Integration durch das Instrument selbst nicht ausreichen, kann ein kleiner Tantal-Elko (C8) eingebaut werden. Das ist jedoch nur zulässig, wenn der Widerstand des Instruments klein gegen den Widerstand R2 + P2 ist, da sonst der Ausschlag nicht mehr dem arithmetischen Mittelwert der Rechteckspannung entspricht.

Literatur

Siemens bauteile report 2/78
Siemens Technische Mitteilung: Fensterdiskriminator TCA 965

Wasser-Alarmgerät

Der Druckschlauch der Waschmaschine platzt oder wird undicht, während die Hausfrau in der Küche arbeitet. Nach kurzer Zeit schreit die Mieterin von unten – zu spät, der Schaden ist schon entstanden.

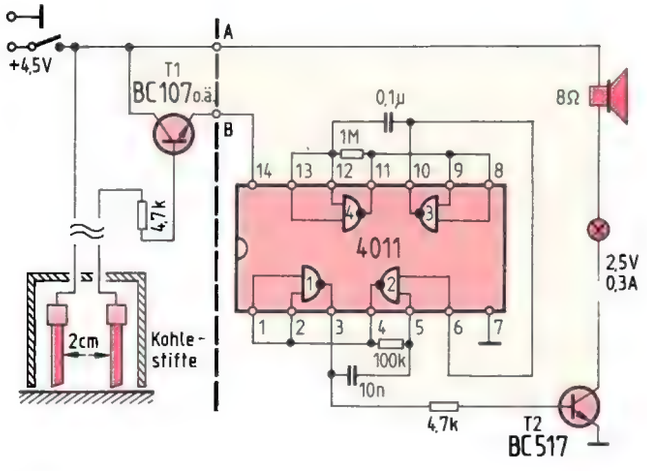
Mit wenigen preisgünstigen Bauteilen kann ein Warner nach *Bild* 1 aufgebaut werden. T1 (ein beliebiger npn-Transistor) dient als Schalter für die Spannungsversorgung des ICs 4011, der als zweifacher, astabiler Multivibrator arbeitet. Der Tongenerator (Gatter 1 und 2) wird von einem Taktgeber (Gatter 3 und 4) mit 4 Hz angesteuert. T2 (ein Darlington-Transistor) treibt einen Lautsprecher, der je nach Impedanz durch eine Lampe vor Überlast geschützt wird.

Als Kontaktfühler dienen zwei Kohlestifte aus einer verbrauchten Trokkenbatterie. Diese werden in ein Kunststoffrohr eingegossen und an der Waschmaschine mit einem Abstand von etwa 0,5 mm vom Fußboden befestigt.

Weitere Verwendungsarten

a. Camping (*Bild 2a*): Ich will mich waschen oder rasieren – der Wassertank ist leer. Ein Fühler – auf 5 Liter Wasserreserve eingestellt – meldet es rechtzeitig. Bei Stahltanks genügt ein rostfreier Fühler, der zweite Anschluß liegt am Gehäuse.
b. Da will doch einer in mein Zelt bei dunkler Nacht – mein Urlaubsfreund? Einer mit unehrlichen Absichten?
Ein Stolperdraht vor oder im Zelt meldet dies rechtzeitig. (*Bild 2b*).
c. Tiefkühltruhenausfall: Inhalt schon leicht warm – der Dackel freut sich. Der LDR wird einfach lichtdicht mit schwarzem Klebeband auf die Netz-Kontroll-Lampe aufgeklebt (*Bild 2c*).

Michael Wagner



◄ Bild 1. Schaltbild für ein einfaches Wasser-Alarmgerät

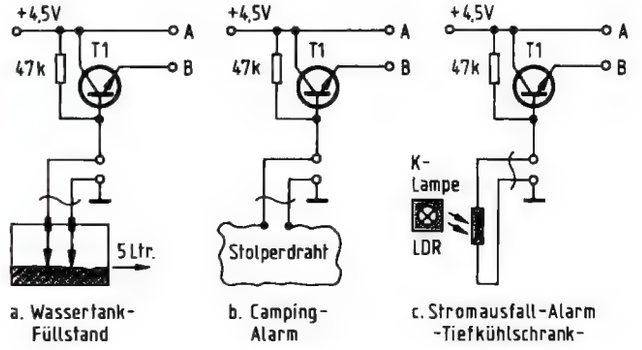


Bild 2. Drei Anwendungen als Beispiel für viele denkbare Einsatzmöglichkeiten

Ingenieur (grad.) Michael Arnoldt

Frequenzzähler für VHF-Empfänger mit Frequenzregelschleife

2. Teil

Eine Besonderheit des hier beschriebenen Frequenzzählers für UKW- oder VHF-Empfänger ist die Möglichkeit, den Oszillator quarzgenau auf die Sollfrequenz nachzustimmen. Der Schluß des Beitrags beschreibt Aufbau und Abgleich von Zähler und Nachstimmlogik.

Die Dauer der Impulse von MF 1 und MF 2 ist durch die RC-Kombination 22k/10nF bzw. 22k/47nF mit 0,7 ms bzw. 2,5 ms festgelegt. *Bild 7* zeigt den Ablauf des Steuerungsvorgangs in den Diagrammzeilen „Kollektor T 5" „FF 1 $\overline{Q1}$ (2)", „R_o (IC 2)"„„Sp" und „ZL". (Die Erläuterung des gesamten Ablaufdiagramms erfolgt im Zusammenhang mit der Frequenzregelschaltung.)

Das Programmieren (Zähler laden)

Die eingangs gegebene Darstellung zeigte, daß sich die Empfangsfrequenz f_e durch Addition oder Subtraktion eines festen Werts f_z zu oder von der gemessenen Oszillatorfrequenz f_o vornehmen läßt. Dabei ist es gleichgültig, ob die Addition oder Subtraktion vor oder nach dem eigentlichen Zählvorgang erfolgt.

Im Fall der Addition wird der Zähler auf die Zf (f_z) geladen (programmiert), im Fall der Subtraktion wird der f_z-Wert von Null abgezogen, so daß das Komplement entsteht. Am Beispiel der Zf von 10,7 MHz ergibt sich folgendes Komplement:

0000,00 MHz
− 0010,70 MHz
9989,30 MHz (Komplement).

Die Programmierung der einzelnen Stufen ist im BCD-Code vorzunehmen. d. h. den Eingängen Z_A...Z_D sind die Wertigkeiten 1, 2, 4. 8 zuzuordnen.

Die Programmierung ohne Verwendung von Codierschaltern mit fester Einstellung des Zf-Werts durch Dioden zeigt *Bild 8*. Die Programmierung auf das Komplement der Zf (also 9989,30 MHz) erläutert *Bild 9*. Beide Möglichkeiten lassen sich auch kombinieren. Wenn der Zähler z. B. an einem Empfänger mit fester Zf und gleichbleibendem Vorzeichen der Umsetzungsrichtung ($+f_z$ oder $-f_z$) betrieben wird, können die Codierschalter entfallen.

Die Frequenzregelschleife

Der Einsatz eines Frequenzzählers in einem Empfänger ermöglicht die genaue Ermittlung der Empfangsfrequenz, zeigt aber auch deutlich, daß der Empfänger durch Erwärmung oder andere Effekte einer Frequenzdrift unterliegt, die ein Nachstimmen erfordern kann. Die Frequenzregelschleife hat im Zusammenhang mit einem Empfänger die Aufgabe, eine einmal eingestellte Frequenz mit Hilfe der AFC-Schaltung zu halten.

An dieser Stelle erscheint es angebracht, darauf hinzuweisen, daß es sich hier nicht um eine Phasenregelschleife handelt. Im Gegensatz zu dieser zeigt die Frequenzregelschleife eine schlechtere Genauigkeit und Konstanz, kommt jedoch mit wesentlich geringerem Aufwand aus als die Phasenregelschleife.

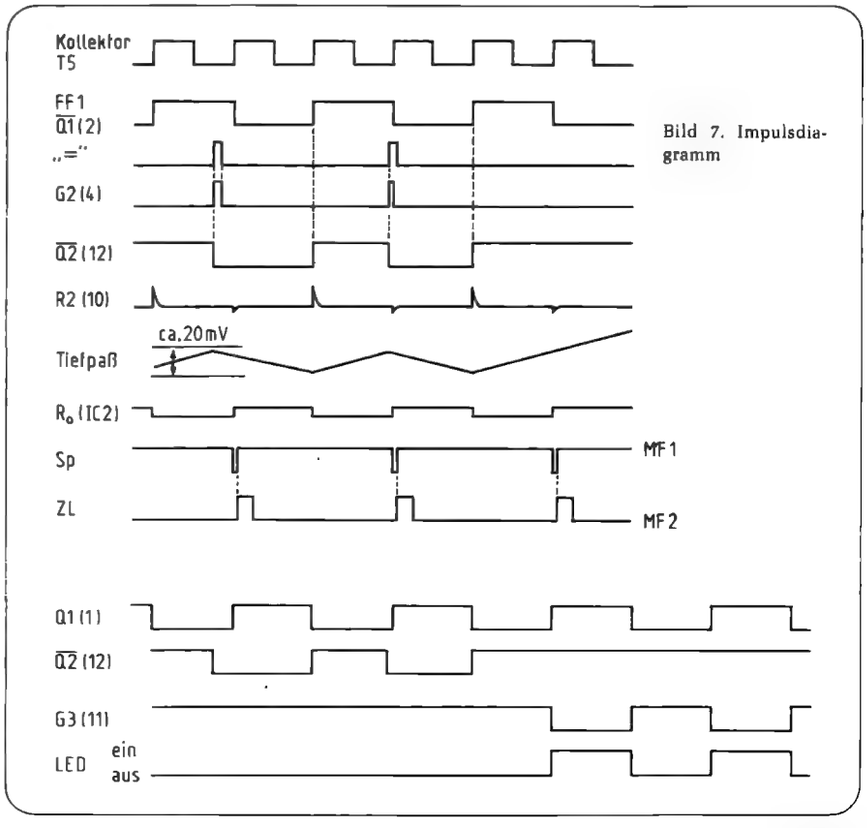


Bild 7. Impulsdiagramm

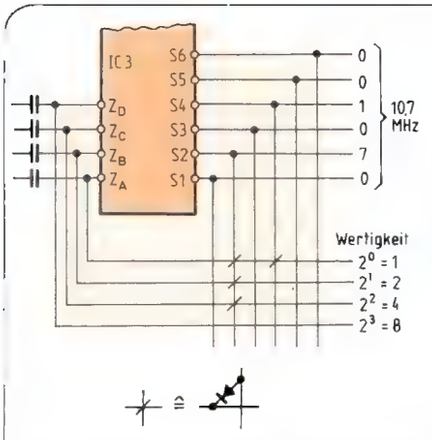


Bild 8. Programmierung der Zf = 10,7 MHz mit Dioden

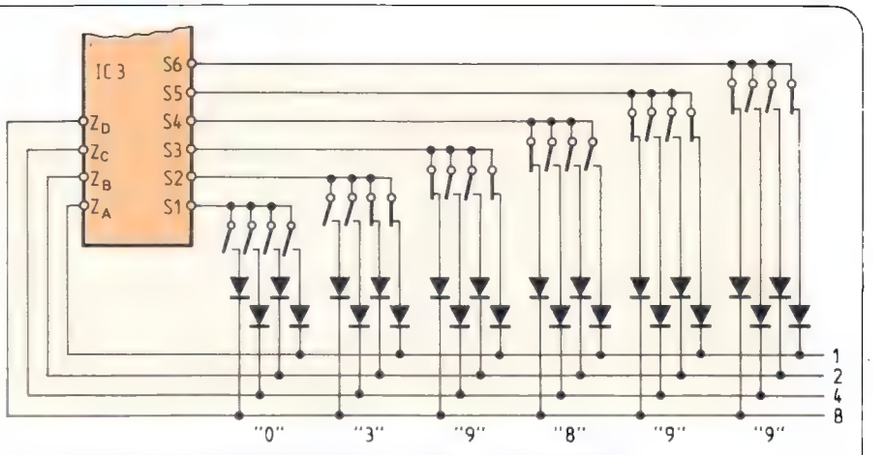


Bild 9. Programmierung des Komplements mit Dioden und Codierschaltern

Eine Voraussetzung für die Realisierung der Frequenzregelschleife in dem beschriebenen Gerät stellt das in IC 3 integrierte Register dar. In dieses Register wird durch Öffnen der Taste Ta am Ende des Abstimmvorgangs automatisch der f_e-Wert (also f_o +/– f_z) eingespeichert.

Wird anschließend der Oszillator durch Erwärmung oder andere Einflüsse verstimmt, so kann der digitale Vergleicher während jeder Meßperiode feststellen,

– daß der Speicherwert n vom Sollwert abweicht und
– ob er darüber oder darunter liegt.

Für $f_e > f_{soll}$ liefert der „=“-Ausgang vor Ablauf der 10-ms-Meßperiode ein „=“-Signal H, andernfalls bleibt das Signal aus.

Diese „Entscheidungsfähigkeit“ begründet das Funktionieren der Frequenzregelschleife, deren Aufbau ebenfalls Bild 4 zeigt. Im Prinzip bildet die Schaltung einen Frequenzdiskriminator.

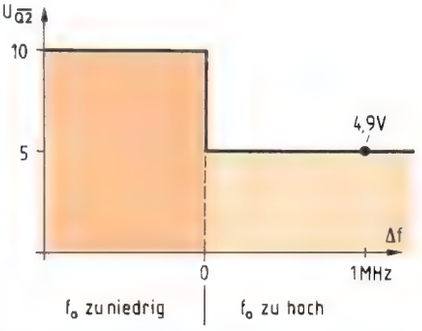


Bild 10. Diskriminator-Kennlinie der Frequenzregelschleife

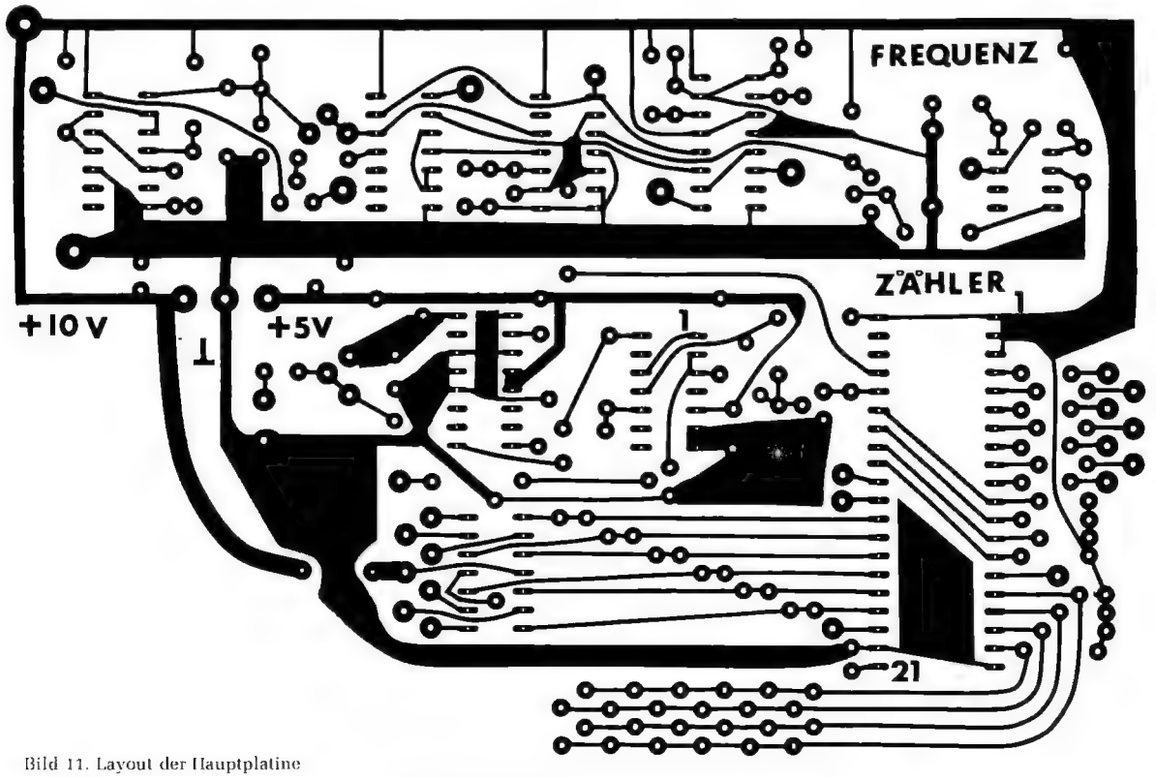


Bild 11. Layout der Hauptplatine

Anzumerken ist hier noch, daß die Frequenzregelschleife letztlich die AFC des Empfängers steuert. Dabei wird an den AFC-Eingang eine (schwankende) Gleichspannung gegeben, die sich – je nach Verstimmung gegen den Sollwert im Register – zwischen einem Maximal- und einem Minimalwert bewegen kann. Um während des Abstimmvorgangs eine Nachregelung zu vermeiden, wird durch Betätigen der Taste Ta über den bidirektionalen Schalter (Transmission Gate TG 1) $^1/_4$ 4016 (3, 4, 5) die feste Spannung des Spannungsteilers 12k/33k an die Kapazitätsdiode der AFC-Schaltung geführt. Sie liegt etwa in der Mitte des AFC-Abstimmbereichs.

Der Einsatz bidirektionaler Schalter als Analogschalter bietet sich hier an. Ein IC 4016 oder 4066 enthält 4 dieser Analogschalter (TG). Die Funktion läßt sich vereinfacht so darstellen: Liegt H am Steuereingang, dann wird der Schalter geschlossen und stellt (für Gleichstrom) einen Widerstand von ca. 100 Ω dar. Im anderen Fall (L) steigt der Durchgangswiderstand auf $> 10^3$ MΩ. Während TG 1 und TG 2 als Analogschalter arbeiten, stellt TG 3 einen Inverter dar. Der Steuereingang von TG 2 (13) erhält damit über TG 3 das umgekehrte Potential des Steuereingangs von TG 1. Je nach Stellung des Tasters Ta wird also entweder die Spannung des Spannungsteilers 12k/33k oder die Ausgangsspannung der Frequenzregelschleife an die Kapazitätsdiode durchgeschaltet.

Zur Frequenzregelung dient im wesentlichen FF 2 (1/2 4013) als Abtastdiskriminator: Das Ausgangssignal (H) des Vergleichers von IC 3 gelangt an G 1. Der andere Eingang von G 1 ist mit dem Torsignal von FF 1 verbunden. Dadurch ist sichergestellt, daß nur „="-Impulse weitergeleitet werden, die während der Zählperiode auftreten. Die Funktion des Abtastdiskriminators erläutert das Diagramm *Bild 10*.

Wenn der „="-Impuls während der Zählperiode $\overline{Q1}$ = H auftritt, entsteht am Ausgang von G 2 (4) ein gleicher H-Impuls, der über den Takteingang T von FF 2 das Kippen des Flipflops bewirkt. Dieser Fall liegt vor für $f > f_c$.

Da zu Beginn jeder Zählperiode das Rücksetzen von FF 2 über den R2-Eingang und die positive $\overline{Q1}$-Flanke von FF 1 vorgenommen wird (s. Diagrammzeile „R2 (10)"), kippt $\overline{Q2}$ von FF 2 bei Auftreten des H-Impulses am Ausgang von G 2 jeweils in den L-Zustand, andernfalls bleibt er H (s. Ende der Diagrammzeile „$\overline{Q2}$ (12)").

Das Rücksetzen von FF 2 erfolgt dynamisch über das Differenzierglied 1 nF/47kΩ. Die Diode parallel zum Widerstand schließt negative Impulse kurz, die von der fallenden Flanke des Ausgangs $\overline{Q1}$ (FF 1) herrühren.

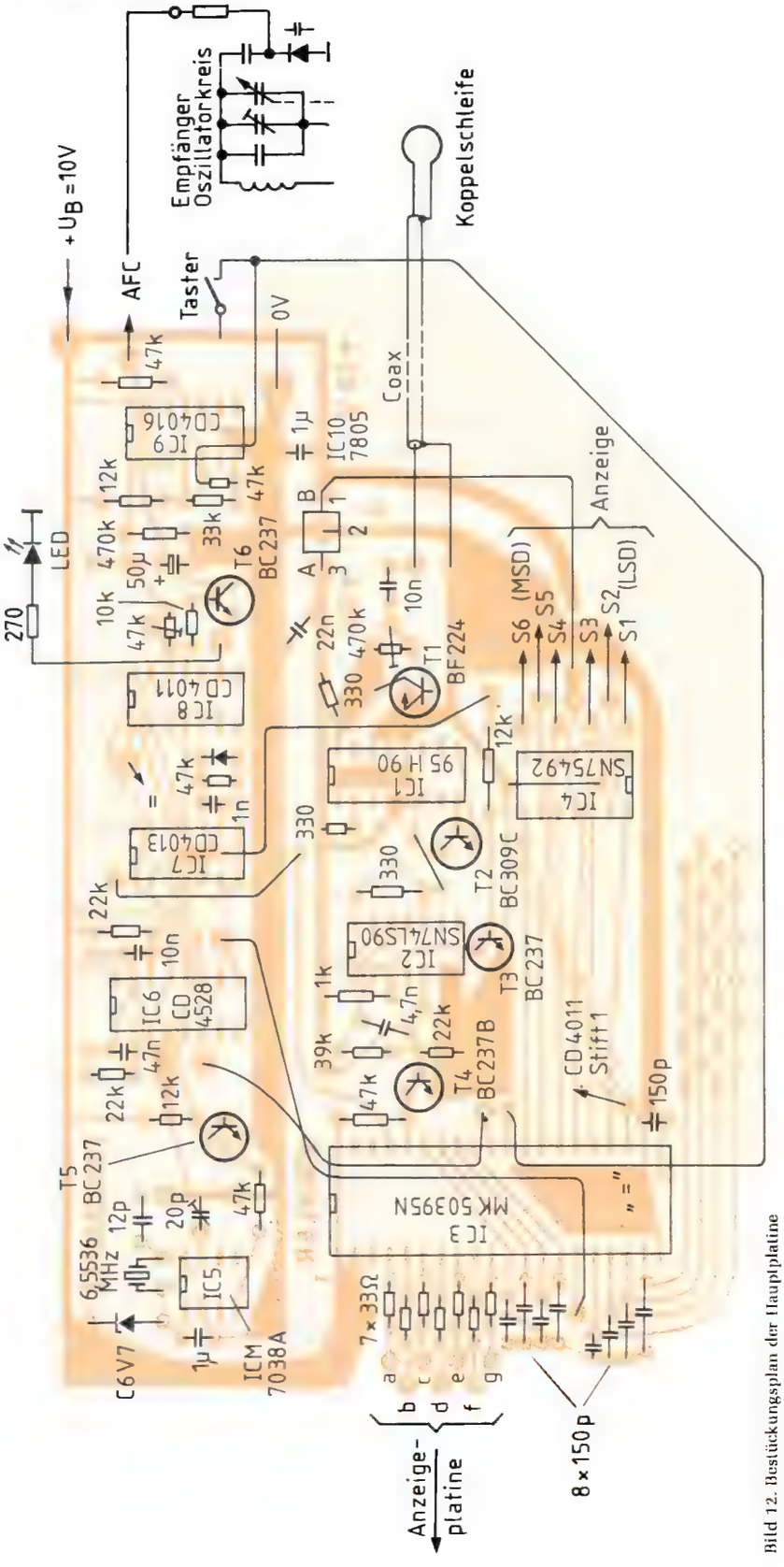


Bild 12. Bestückungsplan der Hauptplatine

Der Ausgang $\overline{Q2}$ (12) liefert die Steuerspannung für die AFC-Schaltung des Oszillators. Allerdings kann die Rechteckspannung nicht direkt verwendet werden, da sie eine Frequenzmodulation des Oszillators bewirken und den Empfänger-Oszillator zwischen 2 festen Frequenzwerten umtasten würde. Das wiederum riefe bei FM-Empfang am Nf-Ausgang ein störendes Brummen hervor. Da die Ausgangsfrequenz von $\overline{Q2}$ nicht konstant ist, läßt sich kein Filter, sondern nur ein Tiefpaß zur Unterdrückung der Wechselspannung einsetzen.

Der Ausgang $\overline{Q2}$ läuft daher auf ein RC-Glied mit der Ladekonstante $\tau = 47\ k\Omega \cdot 50\ \mu F = 2{,}35$ s. Der Widerstand 470 kΩ hat die Aufgabe, bei gedrücktem Taster Ta zu verhindern, daß sich ein zu hoher Ladezustand am Kondensator einstellt.

Die Spur „Tiefpaß" stellt im Diagramm Bild 7 den Verlauf der AFC-Spannung vergrößert dar. Die Frequenz beträgt max. 50 Hz, der Hub der dreieckähnlichen Spannung ca. 20 mV. Die AFC-Spannung bewegt sich zwischen Grenzwerten, die gegeben sind durch:

- Minimum: laufende Wechsel an $\overline{Q2}$, Tastverhältnis $\approx 1:1$, $U_{TP} \approx 0{,}9 \cdot 1/2 \cdot U_B = 4{,}5$ V und
- Maximum: konstant $\overline{Q2}$ = H, $U_{TP} \approx 0{,}9 \cdot U_B = 9{,}0$ V.

(Der Faktor 0,9 rührt her vom Spannungsteiler 47k/470k; der Faktor 1/2 ist bei laufenden Wechseln an $\overline{Q2}$ gegeben. U_B stellt die Betriebsspannung 10 V dar.)

Die AFC-Spannung bewegt sich also zwischen 4,5 V und 9,0 V; ihr Mittelwert liegt bei 7 V. Der Spannungsteiler am Eingang von TG 1 wurde daher so gewählt, daß die abgegebene Spannung ca. 7 V beträgt.

Kontrolle des Regelzustands

Im praktischen Einsatz erweist sich die Kontrolle des Regelzustands als nützlich. Hierzu dient G 3, das einen Vergleich zwischen den Ausgängen von FF 2 ($\overline{Q2}$) und FF 1 (Q1) vornimmt. Spur „G 3 (11)" des Diagramms Bild 7 veranschaulicht den Ablauf:

- G 3 (11) bleibt durchgehend H, solange der „="-Impuls vor Ablauf der Meßperiode auftritt (Q1 oder $\overline{Q2}$ immer in L-Zustand).
- Sobald $\overline{Q2}$ H-Potential annimmt (kein „="-Impuls), $f_{soll} > f_e$, schaltet G 3 nach L. Über T 6 wird eine Leuchtdiode angesteuert. Der Regelzustand ist durch Flackern der LED gekennzeichnet.

Durch ein Meßinstrument mit Zeiger-Mittellage, das zwischen den Ausgang $\overline{Q2}$ und den Spannungsteiler 12k/33k geschaltet wird, läßt sich der Regelzustand ebenfalls darstellen. Im Gegensatz zur Anzeige mittels LED ist hier das Nachregeln deutlich zu verfolgen und ggf. leichter zu erkennen, ob der Regelbereich überschritten wurde.

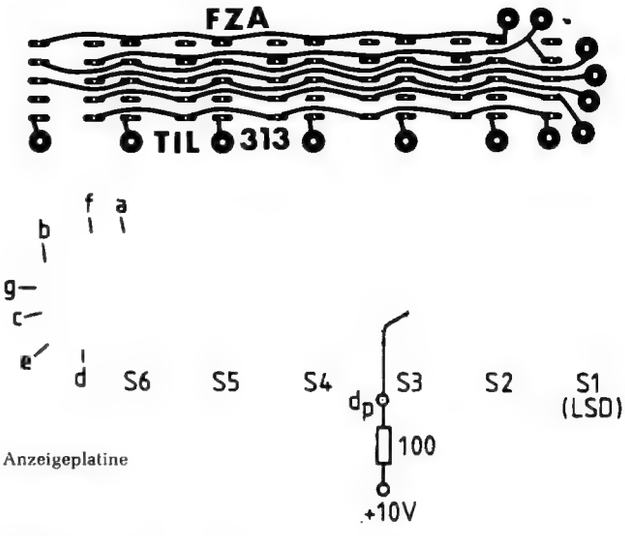


Bild 13. Layout der Anzeigeplatine

Bild 14. Bestückungsplan der Anzeigeplatine

Spannungsversorgung und Aufbau

Die Betriebsspannung der CMOS-IC wurde mit 10 V auf den günstigsten Arbeitszustand von IC 3 festgelegt. IC 10 (μA 7805 o. ä.) erzeugt daraus die 5-V-Spannung für die TTL-ICs. Die Stromaufnahme liegt bei 300 mA.

Bild 11 zeigt die Platinenvorlage der Zählerplatine, *Bild 12* die Bestückungszeichnung, *Bild 13* ist die Vorlage der Anzeigeplatine für TIL 313, *Bild 14* die zugehörige Bestückungszeichnung.

Die Ansteuerung der Codierschalter geht aus Bild 9 hervor. Im praktischen Aufbau hat es sich als nützlich erwiesen, die Dioden zwischen die Lötanschlüsse der Codierschalter und – als Stützpunkt – ein Stück Lochrasterplatine zu legen, wie in der Ansicht der fertig aufgebauten Platinen zu sehen ist (*Bild 15*).

Anhang

In der beschriebenen Form ist der Zähler im Bereich von ca. 0,5...225 MHz einsetzbar. Dabei arbeitet er ohne Voreinstellung, wenn entweder

- der Wert der Codierschalter auf „000000" gestellt oder
- der Impuls von MF 2 an den Rücksetzeingang R (20) von IC 3 statt an ZL (31) geführt wird. Falls diese Variante mit einem Umschalter realisiert werden soll, sind die Eingänge R und ZL zusätzlich je über einen Widerstand 47k nach 0 V zu legen, um ihnen ein definiertes L-Potential zu geben, wenn der Schalter den MF 2-Impuls an den jeweils anderen Eingang leitet.

Um den Frequenzbereich unter etwa 0,5 MHz abzudecken, kann IC 3 über T4 direkt angesteuert werden. Die Verbindung zu IC 2 (11) ist dann zu lösen, der Spannungsteiler 39k/22k ggf. zu ändern.

Literatur

[1] *Arnoldt, M.:* Voreinstellbarer Zähler für VHF-Empfänger. FUNKSCHAU 15/76.

[2] *Mostek:* MK 50395 N Series Counter - Datenblatt.

Bild 15. Gesamtaufbau von Haupt- und Anzeigeplatine mit Codierschaltern

Herbert Sax

IC-Verstärker mit 12 W Nf-Leistung für Kfz-Einsatz

Im 3. Teil der IC-Verstärker-Serie wird der Leistungsverstärker TDA 2003 vorgestellt, der besonders für den Einsatz in Autoradios konzipiert wurde. Er kann bei der heute üblichen Bordspannung eines Kfz im Fahrbetrieb bis zu 12 W Nf-Leistung abgeben.

Konzeption des ICs

Die Entwickler moderner Autoradios stehen vor dem Problem, in einem genormten, relativ kleinen Gehäuse eine Vielzahl von Funktionen unterzubringen. Die daraus resultierende Pakkungsdichte der Elektronik gestattet nur eine Nf-Endstufe mit geringstem Bauteileaufwand – trotz der heute geforderten hohen Ausgangsleistung. Das eigens hierfür entwickelte Pentawatt-Gehäuse leitet die entstehende Verlustwärme genügend gut ab, ohne durch seinen konstruktiven Aufbau zu viel Raum zu beanspruchen. Da eine hohe Ausgangsleistung aufgrund der begrenzten Versorgungsspannung von ca. 14 V nur durch Parallelschalten von Lautsprechergruppen zu erzielen ist, müssen Lastimpedanzen von 2 Ω und kleiner möglich sein. Dies bedingt eine hohe Strombelastbarkeit der Ausgangstransistoren des TDA 2003. Es treten Spitzenströme bis 4 A auf, wenn man das IC in Brückenschaltung oder mit dem minimal zulässigen Lastwiderstand von 1,6 Ω betreibt, bei dem auch die höchste Ausgangsleistung zu erwarten ist (*Bild 1*).

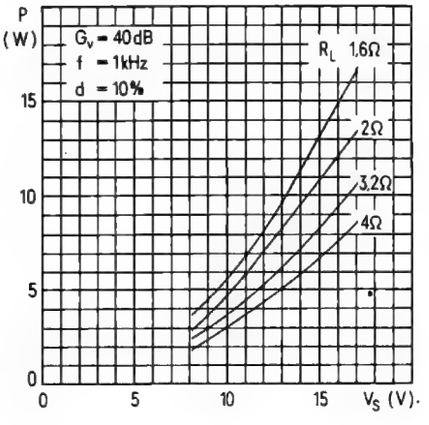
Funktionen wie dump-protection, AC und DC short circuit protection, thermal shut down, internal compensation, sowie low saturation und low noise[1]), erleichtern die Anwendung und bieten Schutz vor Zerstörung durch äußere Einflüsse.

Außenbeschaltung und Funktion

Bild 2 zeigt die nachbausichere Standardschaltung. Im IC sind bereits alle Stufen und Bauelemente zur Arbeitspunkt- und Mittenspannungseinstellung vorhanden, so daß nur noch ein Elektrolytkondensator C 1 zur Nf-Einkopplung und C 2 zur Wechselspannungsgegenkopplung erforderlich sind. Die gewünschte Verstärkung wird durch das Verhältnis der Spannungsteiler-Widerstände R 1 und R 2 nach der Funktion $\frac{u_{aus}}{u_{ein}} = 1 + \frac{R\,1}{R\,2}$ eingestellt, wobei maximal 52 dB möglich sind.

Die erforderliche Störunterdrückung der Versorgungsspannung, die bei den bisher vorgestellten Schaltungen durch einen zusätzlichen Siebkondensator erreicht wurde, übernimmt der Widerstand R 2 in Verbindung mit dem Elektrolytkondensator C 2 in einer Doppelfunktion. Von Pin 2, dem Gegenkopplungseingang aus betrachtet, liegen beide Bauelemente in Reihenschaltung nach Masse. Der Scheinwiderstand dieses RC-Gliedes bildet mit der Impedanz einer im IC integrierten Stufe einen Spannungsteiler, dessen Teilungsfaktor der Höhe der zu erreichenden Störunterdrückung entspricht.

Das übliche Boucherot-Glied (R 3/C 4) sowie der Kondensator C 3 an der Versorgungsspannung verhindern Schwingerscheinungen.



◄ Bild 1. Abhängigkeit der Ausgangsleistung von der Versorgungsspannung und dem Lastwiderstand bei 1 kHz und 10 % Klirrfaktor

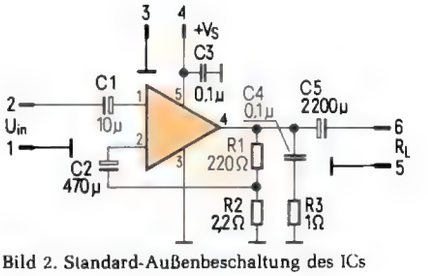


Bild 2. Standard-Außenbeschaltung des ICs

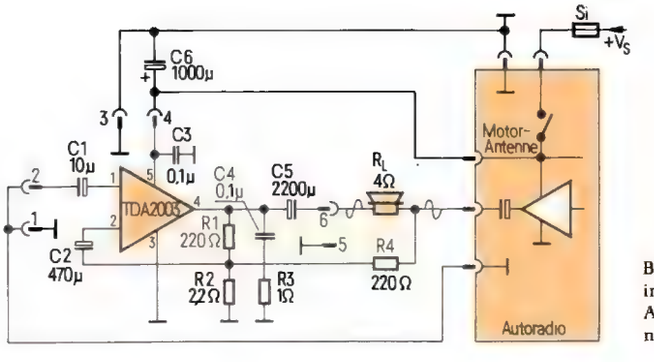


Bild 3. Erweiterung der internen Endstufe eines Autoempfängers zu einer Brückenschaltung

[1]) Die aufgezählten Begriffe wurden in dem einleitenden Aufsatz zu dieser Reihe in Heft 20 eingehend erläutert.

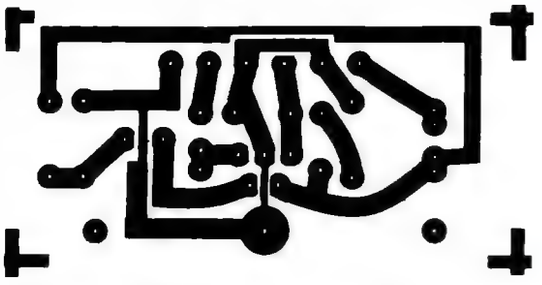


Bild 4. Layout der Endstufenschaltung nach Bild 2

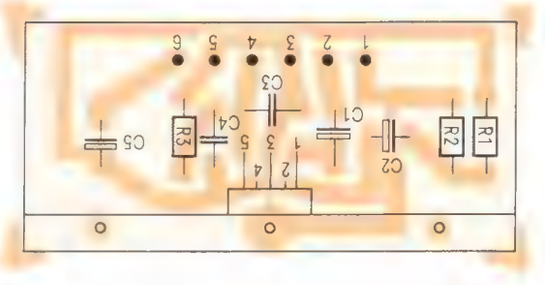


Bild 5. Bestückungsplan der Endstufenschaltung nach Bild 2

Anwendungsbeispiel

Bild 3 zeigt die Standardschaltung in einer geringfügigen Abwandlung. Sie ermöglicht, die Ausgangsleistung bereits vorhandener Autoradios etwa zu verdreifachen. Über den Widerstand R 4 steuert die Endstufe des Autoradios den invertierenden Eingang des ICs an, dessen gegenphasiges Ausgangssignal an Pin 4 in Verbindung mit dem beidseitig hochliegenden Lautsprecher eine Brückenschaltung bildet. Um eine eventuelle Überlastung der Autoradioendstufe zu vermeiden, muß diese im Normalbetrieb mit minimal 2 Ω belastbar sein. Die Versorgungsspannung des ICs, die möglichst nah an der Platine mit einem 1000 µF Elektrolytkondensator abgeblockt werden soll, kann man z. B. am Steuerausgang für die Motorantenne entnehmen. Wegen der größeren Belastung ist eventuell die Versorgungsspannung höher abzusichern.

Aufbau

Bild 4 zeigt das Layout der Endstufenschaltung, *Bild 5* den Bestückungsplan. Der Wärmewiderstand des Kühlkörpers sollte nicht über 6 °K/W liegen. *Tabelle 1* enthält die technischen Daten, *Tabelle 2* die Stückliste nach Bild 2. Im nächsten Beitrag wird der Duale-Leistungsverstärker TDA 2004, der ebenfalls für Autoradioendstufen vorgesehen ist, vorgestellt.

Tabelle 1: Technische Daten.

Versorgungs-spannung:	8...18 V
Lastwiderstand:	min. 1,6 Ω
Ausgangsleistung:	siehe Bild 1
Verstärkung:	40 dB (Änderung durch R 1)
Ruhestrom:	42 mA (Vs = 14 V)

Tabelle 2: Stückliste

IC TDA 2003	C1 10 µF/3 V
R1 220 Ω	C2 470 µF 3 V
R2 2,2 Ω	C3 0,1 µF
R3 1 Ω	C4 0,1 µF
R4 220 Ω (Bild 3)	C5 2200 µF 16 V C6 1000 µF 16 V (Bild 3)

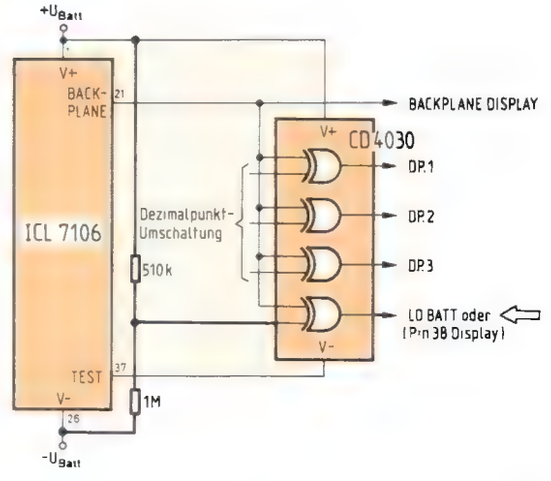
DVM-Batteriekontrolle

Digitalvoltmetermodule, die mit dem ICL 7106 und einer LCD-Anzeige arbeiten, haben einen sehr geringen Stromverbrauch von ca. 1 mA bei 9 V. Sie werden daher gerne in batteriebetriebenen Geräten eingesetzt. Eine Überwachung der Batteriespannung ist dabei sehr zu empfehlen, da bei zu niedriger Versorgungsspannung Meßfehler auftreten, die man gar nicht als solche erkennt. Mit nur zwei zusätzlichen Widerständen läßt sich eine solche Überwachung in die Schaltung einbauen. Sie zeigt auf dem Display an, wenn die Batteriespannung einem Grenzwert nahekommt, ohne die Messung zu beeinträchtigen.

Zur Ansteuerung der Dezimalpunkte des Displays wird üblicherweise ein CMOS-Baustein vom Typ 4030 verwendet, der vier Exklusiv-Oder-Gatter beinhaltet. Davon werden jedoch nur drei Gatter für die Dezimalpunkte verwendet, das vierte ist frei. Ein Eingang dieses Gatters ist mit dem „Blackplane"-Anschluß (Pin 21) des 7106 verbunden, der andere wird mit einem Spannungsteiler beschaltet (*Bild*). Der Ausgang wird an Pin 38 des Displays (3. Anschluß von Links, oben bei Draufsicht auf das Display) gelegt. Je nach Typ des Displays ist dies der Anschluß für die Anzeige „LO BATT" (was man als „Batterie leer" interpretieren kann). Der Spannungsteiler teilt die Batteriespannung auf ca. $^2/_3$ ihres Wertes herunter.

Der Masseanschluß des Gatterbausteins liegt an Pin 37 des 7106. Dieser Ausgang „Test" oder „Digital Ground" wird von einer internen Stabilisierungsschaltung auf 5 V unter der positiven Versorgungsspannung gehalten. Damit ergibt sich am Gattereingang bei einem Absinken der Batteriespannung von 10 V (frische 9-V-Batterie) auf 7 V ein Spannungsanstieg gegenüber „Digital Ground" von ca. 1,6 V auf 2,64 V. Die H-Schwelle des Gatters wird somit überschritten, und die Warnung erscheint auf der Anzeige. Der zusätzliche Stromverbrauch beträgt bei der angegebenen Dimensionierung ca. 6 µA! Die genaue Schaltschwelle, bei der die Anzeige erscheint, ist Exemplarstreuungen unterworfen; sie liegt bei ca. 7,2 V was noch einige Stunden einwandfreien Betrieb garantiert.

Ing. (grad.) C. Hoesle



Für die Betriebsspannungsüberwachung beim ICL 7106 sind nur noch die stark eingezeichneten Teile einzubauen – alles andere ist bereits im DVM-Modul enthalten

Ing. (grad.) Michael Arnoldt

Nf-Generator für Sinus in Treppenform

Mit dem IC FX-205 kann eine Nf-Spannung erzeugt werden, die durch eine Treppenkurve der Sinusform angenähert ist. Diese Methode wird selten angewandt, da man der Treppenkurve schon optisch einen hohen Oberwellengehalt zutraut. Daß dem unter Beachtung einiger Kriterien nicht so sein muß, zeigt der folgende Beitrag anhand des PMOS-Tonfrequenzgenerators FX-205. Merklich ins Gewicht fallen erst die 7. und die 9. Harmonische.

Das IC verfügt u. a. über elektronische Schalter, die verschiedene, exakt bemessene Stromstufen einzustellen gestatten. *Bild 1* zeigt den Verlauf der Treppenkurve, die in dieser Darstellung folgende Zustände anzunehmen vermag:

$-U$; $-0{,}7071 \cdot U$; 0; $+0{,}7071 \cdot U$; $+U$.

Das mathematische Hilfsmittel der Fourier-Analyse zeigt bei Anwendung auf diese Treppenkurve einige bemerkenswerte Resultate:

- Zunächst werden alle geradzahligen Harmonischen zu Null, also 2f, 4f, 6f usw. und fallen somit heraus.
- Die Amplituden der ungeradzahligen Harmonischen werden minimal bei Einstellung der Zwischenstufen auf $U \cdot \sin 45° = 0{,}7071 \cdot U$. Die (hier nicht ausgeführte) Berechnung zeigt, daß nur die Harmonischen mit den Ordnungszahlen $m \cdot 8 \pm 1$ erscheinen und daß ihre Amplituden entsprechend den Ordnungszahlen abnehmen. So liegen – zunächst rein rechnerisch – die ersten ins Gewicht fallenden Harmonischen 7f und 9f um den Faktor 7 (17 dB) bzw. 9 (19 dB) unter der Grundwelle. In der Praxis läßt sich die Realisierung des Wertes 0,7071 nur mit gewissen Einschränkungen erreichen. Deshalb ist eine Unterdrückung der jeweiligen Oberwelle mit > 60 dB nicht immer zu erwarten.

Aufbau des FX-205

Bild 2 zeigt das interne Funktionsbild und die äußere Beschaltung des FX-205. Die Stromstufen werden von den Ausgängen Q1...Q4 angesteuert. Da die mit den Widerständen $R_{a1}...R_{a4}$ gebildete Schaltung einen konstanten Ausgangsstrom liefert, verläuft die Ausgangsspannung als Funktion von R_L weitgehend proportional zu R_L (siehe *Tabelle 1*). Der Zähler Z erhält das Taktsignal vom astabilen Multivibrator AMV und teilt durch 8. Durch eine externe RC-Kombination (R 1, C1n) schwingt der AMV. Er kann auch von außen angesteuert werden (Umschaltung durch S 1). Unabhängig davon las-

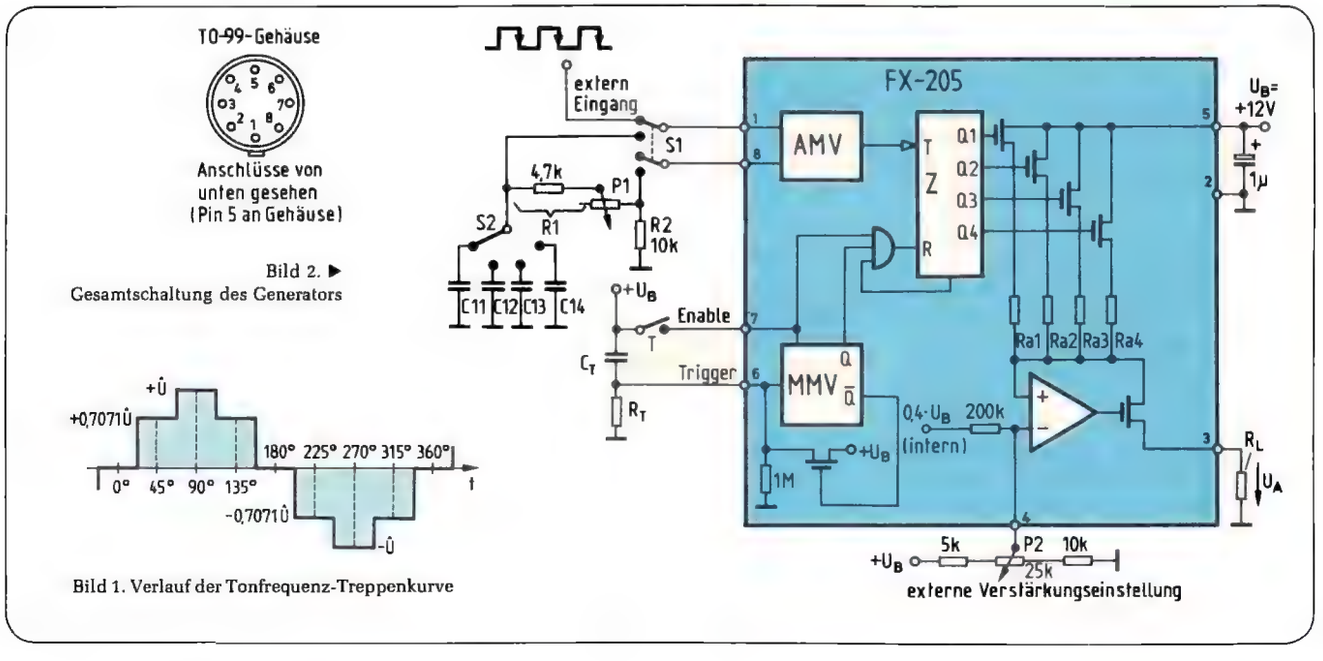


Bild 1. Verlauf der Tonfrequenz-Treppenkurve

Tabelle 1: Zusammenhang zwischen R_L und U_A

R_L/Ω	U_{Ass}/V
2,2 k	4,5
560	1,2
200	0,43
100	0,22
15	0,04

Tabelle 2: Ausgangsspannung in Abhängigkeit von P 2, R_L = 2 kΩ

U_{Ass}/V	U_{P2}/V
5,4	6,3
4,8	7,0
3,9	8,0
3,0	9,0
2,1	10,0

sen sich mit dem monostabilen Multivibrator (MMV) Tonlängen einstellen. Die Verknüpfung nimmt ein NAND-Glied vor. Die Ausgangsschaltung verfügt über einen mit P2 einstellbaren Verstärker (siehe *Tabelle 2*). Der AMV liefert eine Ausgangsfrequenz nach folgender Formel:

$$f = \frac{1}{K \cdot (R2 + 2R1) \cdot C1n}$$

Darin sind K = 5...6; R1 und R2 in MΩ; C1n in µF; f in Hz (R1, Potentiometer ≦ 1 MΩ; R2 = 10 kΩ). Bei einer Betriebsspannung von 12 V ± 2 V läßt sich mit Hilfe verschiedener Werte von R1 und C1n ein Bereich von etwa 1 Hz...15 kHz überstreichen.

Der Frequenzbereich bei externen Ansteuerung ist größer (etwa 50 kHz); er wird nach oben nur durch die Anstiegs- und Abfallzeiten der Flanken zwischen den einzelnen Treppenstufen von ca. 1 µs begrenzt. Eine untere Frequenzbegrenzung durch das IC existiert nicht.

Zu beachten ist immer, daß der Zähler durch 8 teilt, da sich jede Schwingung aus 8 Einzelstufen zusammensetzt und die Eingangsfrequenz das 8fache der gewünschten Ausgangsfrequenz sein muß. Das extern ansteuernde Taktsignal muß kein bestimmtes Tastverhältnis aufweisen, vielmehr genügen bereits kurze Impulse. Der Amplitudenhub der Ansteuerspannung sollte von 0 V bis + U_B reichen. Daher sind besonders CMOS-ICs geeignet.

Bei Verwendung des MMV muß Eingang 6 mit einem RC-Glied beschaltet werden. Die durch R_T und C_T einstellbare Zeitspanne errechnet sich nach $t = 0{,}7 \cdot C_T R_T$. Nach Schließen des Tasters T bewirkt der MMV, daß für die Zeit t eine Schwingungsfolge abgegeben wird. Die Verknüpfung vom Zähler Z zum NAND-Glied läßt die Ausgangsspannung immer mit dem unteren Scheitelwert der Treppenspannung beginnen und nach Ablauf des Enable-Signals jeweils mit dem negativen Scheitelwert enden.

Wird der MMV nicht benutzt, dann hält die Ausgangsschwingung so lange an, wie das Enable-Signal H vorliegt. Bei Verwendung des MMV läßt sich der Vorgang durch einen positiven Impuls am Enable-Eingang starten. Er endet nach der Zeit t, wobei ebenfalls noch die letzte Schwingung beendet wird.

Anwendungen

Die auf einfachem Weg erreichte gute Oberwellenfreiheit eröffnet in Verbindung mit AMV und MMV sowie externer Frequenzansteuerung einen weiten Anwendungsbereich, vor allem im Tonfrequenzgebiet. Die Verwendung des internen AMV in Verbindung mit umschaltbaren Kondensatoren C1n und einem 100-(200-)kΩ-Potentiometer erlaubt den Aufbau eines Tonfrequenzgenerators, der in 4 Schalterstellungen den Bereich 1 Hz bis 10 kHz problemlos überstreicht (siehe *Tabelle 3, 4*).

Spannungsversorgung

Der im garantierten Betriebsspannungsbereich (10...15 V) aufgenommene Strom beträgt im Mittel 7 mA und ist weitgehend unabhängig von der Frequenz und von R_L. Die Frequenzabhängigkeit von der Betriebsspannung liegt zwischen 8 V und 14 V bei ca. $7 \cdot 10^{-3}$/V. In *Bild 3* ist dargestellt, welche Ausgangsspannungswerte für die Grundfrequenz 1 kHz und die Oberwellen bis 19 kHz mit einem selektiven Pegelmesser ermittelt wurden. Die Ausgangsspannung der Grundwelle betrug dabei (effektiv) 2,0 V (= 0 dB). Bemerkenswert ist die gute Übereinstimmung der gemessenen und errechneten Harmonischen 7f, 9f, 15f, 17f usw. Der daraus bestimmte Klirrfaktor ergibt sich zu 21%.

Tabelle 3: Frequenzbereiche bei P1 = 200 kΩ

C1	Frequenzbereich
680 pF	550 Hz...11 kHz
8,2 nF	45 Hz...1,1 kHz
8 nF	6 Hz...166 Hz
0,47 µF	0,9 Hz...20 Hz

Tabelle 4: Frequenzbereiche bei P1 = 100 kΩ

C1	Frequenzbereich
680 pF	0,9 kHz...11 kHz
8,7 nF	90 Hz...1,1 kHz
0,1 µF	8 Hz...110 Hz
1 µF	0,7 Hz...10 Hz

Literatur

Ginsbury Electronic, Ahornstr. 10, D-8012 Ottobrunn: Datenblatt Product Information FX-205

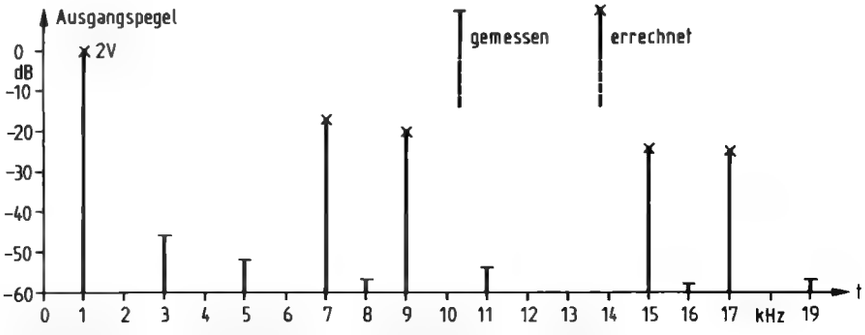


Bild 3. Spektrum der Ausgangsspannung, Grundschwingung 1 kHz, 2 V_{eff}

Herbert Sax

Stereo-Verstärker mit 2 x 12 W

In Ergänzung zum TDA 2003 beschreibt dieser Teil den ebenfalls für Autoempfänger gedachten dualen Leistungsverstärker TDA 2004, mit dem 2 x 12 W oder 25 W in Brükkenschaltung erreichbar sind.

Konzeption des ICs

Wie im vorausgegangenen Beitrag in Heft 24/79 bereits erwähnt, erwartet man von Leistungsverstärker-ICs für Autoempfänger eine geringe Außenbeschaltung bei möglichst hoher Ausgangsleistung. Daß der Anteil der Stereogeräte kontinuierlich ansteigt, gab den Anlaß zur Entwicklung des TDA 2004. In dem hierzu neu entwickelten 11-Pin-SIL-Gehäuse befinden sich auf einem Chip zwei vollkommen getrennte Leistungsverstärker, die nur den Masse- und Versorgungsspannungsanschluß sowie die Störunterdrückungsschaltung gemeinsam haben. *Bild 1* zeigt die Ausgangsleistung pro Kanal im Stereobetrieb, *Bild 2* in der Brückenschaltung. Umfangreiche Schutzfunktionen wie dump protection, AC und DC short circuit protection, thermal shut down (s. Heft 20, S. 1145), vermindern die Zerstörungsgefahr bei kritischen Betriebszuständen. Internal compensation, low noise und low saturation gehören ebenfalls zum Standard.

Außenbeschaltung und Funktion

Betrachten wir zuerst die Standardschaltung für die 2-Kanal-Version (*Bild 3*) und anschließend die Brückenschaltung. Da beide Verstärkerteile identisch sind, kann sich die Beschreibung auf Teil A beschränken. Für diejenigen, die die vorausgegangenen Beiträge verfolgt haben, ist es nichts Neues mehr, daß auch der TDA 2004 eine interne Mittenspannungs- und Gleichspannungs-Gegenkopplungsschaltung beinhaltet, so daß lediglich C2 zur Nf-Einspeisung und C6 zur Wechselspannungs-Gegenkopplung erforderlich sind.

Die Verstärkung, die maximal 52 dB sein darf, wird von den Widerständen R1 und R2 bestimmt ($v = 1 + \frac{R1}{R2}$). Der Bootstrapelko C3 verbessert durch Spannungsaufstockung die Aussteuerfähigkeit der oberen Treiberstufe, um eine möglichst niedrige Sättigungsspannung des Endstufentransistors zu erreichen. Die Siebung der internen mittenspannungserzeugenden Schaltung von Störanteilen auf der Versorgungsspannung erfolgt für beide Verstärkerteile gemeinsam durch C7 an Pin 3. Der Widerstand R4 korrigiert die Mittenspannung an Pin 8, da diese für die einfache Variante ohne Bootstrapelko dimensioniert wurde, bei der Pin 7 und 11 auf $+V_s$ liegen. Eventuelle Schwingneigung wird durch die Kondensatoren C5 und C8 vermieden. R3 und C4 bilden das bereits bekannte Boucherot-Glied.

Die Brückenschaltung

Bei der Brückenschaltung (*Bild 4*) wird zur Erzielung zweier gegenphasiger Ausgangssignale der invertierende Eingang (Pin 2) des Verstärkerteils B angesteuert. Der nichtinvertierende Eingang Pin 1 liegt dabei über C14 an Masse. An Pin 2 ist praktisch kein Wechselspannungssignal, weil Pin 1 Nf-mäßig auf Masse liegt. Dadurch schaltet sich der Verbindungswiderstand R5, vom Verstärker A aus gesehen, parallel zu R2. Die Verstärkung von Teil A berechnet sich somit:

$$V = 1 + \frac{R1}{R2 \| R5} = 92\text{fach} \approx 39\ \text{dB}.$$

Durch die Gegenkopplung ist die Impedanz des Nf-Signals am invertierenden Eingang des Verstärkerteils A nahe Null, so daß der Verstärkerteil B über R5 extrem niederohmig angesteuert wird. Für die Verstärkungsberechnung gilt dann:

$$V = \frac{R7}{R5} = 100\text{fach} = 40\ \text{dB}.$$

An den Ausgängen Pin 8 und 10 liegen somit zwei gegenphasige Signale annähernd gleicher Amplitude, die sich am Lastwiderstand R_L addieren und gegenüber einer einfachen Stufe nahezu eine Leistungsvervierfachung bewirken.

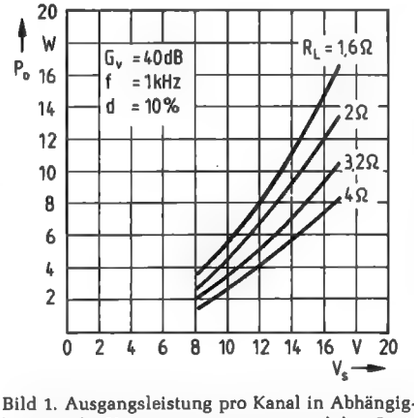


Bild 1. Ausgangsleistung pro Kanal in Abhängigkeit von der Versorgungsspannung und dem Lastwiderstand bei 1 kHz und 10 % Klirrfaktor

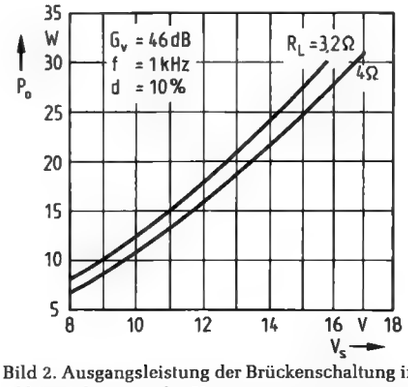


Bild 2. Ausgangsleistung der Brückenschaltung in Abhängigkeit von der Versorgungsspannung und dem Lastwiderstand bei 1 kHz und 10 % Klirrfaktor

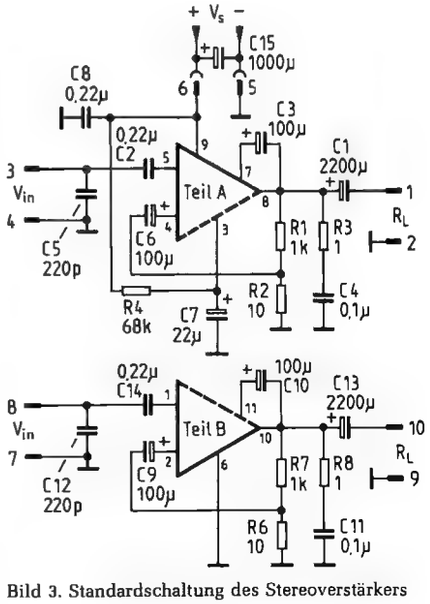
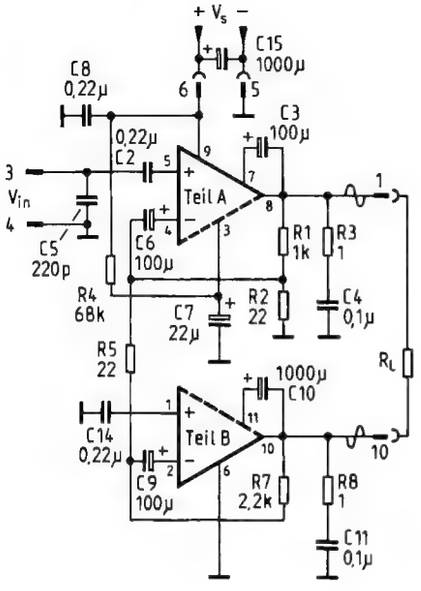


Bild 3. Standardschaltung des Stereoverstärkers



◀ Bild 4. Standardschaltung des Brückenverstärkers

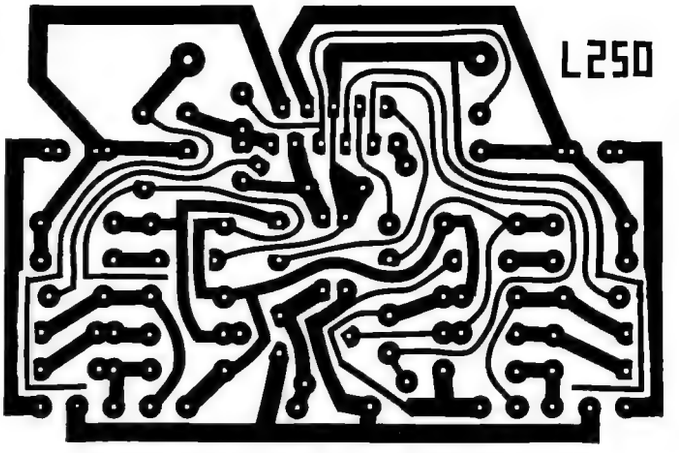


Bild 6. ▶ Layout des Stereo- und Brückenverstärkers

Anwendungsbeispiel

Wer die Brückenschaltung für sein bereits vorhandenes Autoradio als Nachbrenner benutzen möchte, muß das Ausgangssignal des Autoradios ca. 50fach herunterteilen, da die Gesamtverstärkung der Brücke etwa 46 dB beträgt. Bringt man die Platine unmittelbar am Autoradio an und erdet sie direkt am Empfängerchassis, sind außer dem Spannungsteiler für die Nf (470 Ω/10 Ω) keine weiteren Maßnahmen erforderlich. Die Versorgungsspannung kann dann mit einer möglichst kurzen und dicken Leitung direkt dem Autoradio nach dem Einschalter oder am Motorantennenkontakt entnommen werden, gegebenenfalls muß die Sicherung verstärkt werden.

Ist die Platine aus Platzgründen weit vom Empfängerteil entfernt, z. B. in einer Box auf der hinteren Ablage, sind noch zusätzliche schaltungstechnische Maßnahmen nach *Bild 5* erforderlich, um überlagerte Störsignale zwischen unterschiedlichen Karosserieteilen zu unterdrücken.

Hinweise zum Aufbau

Bild 6 zeigt das Platinen-Layout, das sowohl für die Zweikanal-Version als auch für die Brückenschaltung gilt. Die beiden Schaltungsvarianten ergeben sich durch unterschiedliche Bestükkung der Platinen. Zum Stereoverstärker gehört der Bestückungsplan nach *Bild 7*, zur Brückenschaltung der nach

Tabelle 1: Typische Daten der Verstärker

	Stereo	Brücke
Versorgungsspannung:	6...18 V	6...18 V
Lastwiderstand:	min. 1,6 Ω	min. 3,2 Ω
Ausgangsleistung:	siehe Bild 1	siehe Bild 2
Verstärkung:	40 dB, Änd. durch R2/R6	46 dB
Ruhestrom:	65 mA	60 mA

Tabelle 2: Stückliste

	Stereo		Brücke
IC	*TDA 2004*		*TDA 2004*
R1/7	1 kΩ	R1	1 kΩ
R2/6	10 Ω	R2/5	22 Ω
R3/8	1 Ω	R3/8	1 Ω
R4	68 kΩ	R4	68 kΩ
		R7	2,2 kΩ
C1/13	2200 µF 16 V Elko	C2/14	0,22 µF
C2/14	0,22 µF	C3/10	100 µF 16 V Elko
C3/10	100 µF 16 V Elko	C4/11	0,1 µF
C4/11	0,1 µF	C5	220 pF
C5/12	220 pF	C6/9	100 µF 6 V Elko
C6/9	100 µF 6 V Elko	C7	22 µF 16 V Elko
C7	22 µF 16 V Elko	C8	0,22 µF
C8	0,22 µF	C15	1000 µF 16 V Elko
C15	1000 µF 16 V Elko		

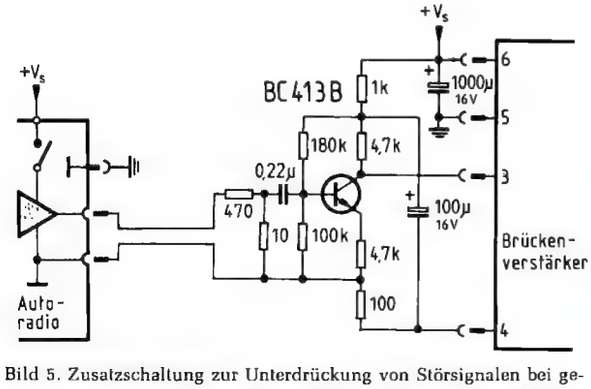


Bild 5. Zusatzschaltung zur Unterdrückung von Störsignalen bei getrennten Erdungspunkten zwischen Empfangsteil und Verstärkerplatine

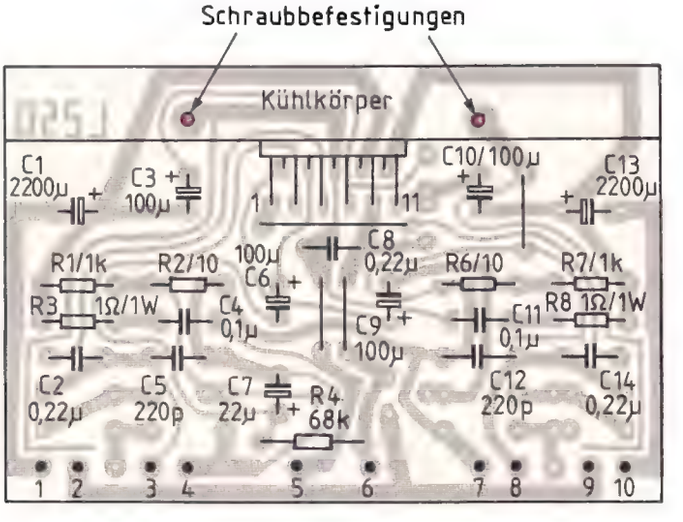


Bild 7. ▶ Bestückungsplan des Stereoverstärkers

Bild 8. Um eine überhöhte Temperatur zu vermeiden, sollte der Wärmewiderstand des Kühlkörpers nicht mehr als 4 °K/W betragen. Die beiden Schraubbefestigungen Bild 7/8 müssen, wenn sie nicht bereits miteinander über den Kühlkörper kontaktiert sind, auf der Platinen-Leiterseite verbunden werden. Der Siebelko C15, der sich außerhalb der Platine befindet, sollte möglichst nahe am Versorgungsspannungsanschluß plaziert werden. In der *Tabelle 1* sind die wichtigsten technischen Daten aufgeführt, *Tabelle 2* beinhaltet die Stückliste.

Im nächsten Beitrag wird der 20-W-Hi-Fi-Leistungsverstärker TDA 2030 beschrieben.

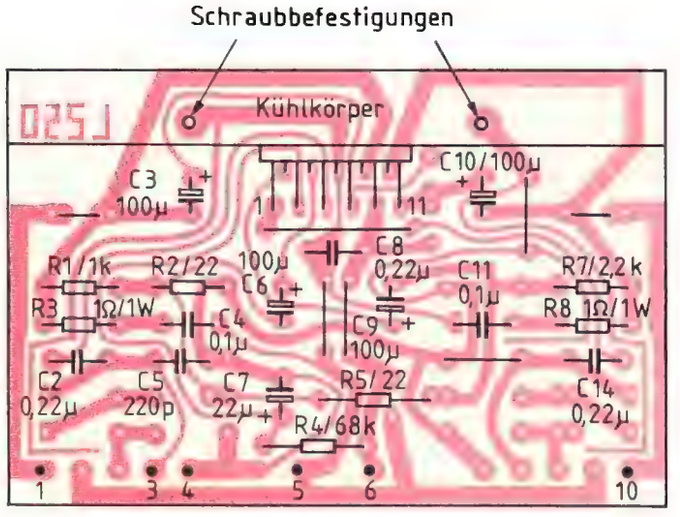


Bild 8. Bestückungsplan des Brückenverstärkers

Digitaler Mehrphasengenerator

Die beschriebene Schaltung erzeugt bezogen auf eine Phase Φ_1 im Raster von 12° wählbare phasenverschobene Spannungen.

Die Spannungserzeugung erfolgt durch einen 4-bit-Vor-Rückwärts-Zähler (IC1), der durch ein FF (IC2) in der Zählrichtung bei Erreichen seiner Extremwerte LLLL und HHHH umgeschaltet wird. Nach der D/A-Wandlung durch ein R-2R-Netzwerk steht am Ausgang ein symmetrisches Dreiecksignal zur Verfügung. Bei Bedarf kann hier ein geeigneter Wandler (Diodenwandler) angeschlossen werden.

Die Synchronisierung der einzelnen Phasen erfolgt durch die Bezugsphase Φ_1 (*Bild 1*). Gatter N 7 detektiert jeweils den Maximaldurchgang (15 ≙ HHHH) des Zählers IC1 und gibt über das Differenzierglied C2, R2 ein Presetsignal für die folgenden Stufen ab; dieses setzt die Zähler und Richtungsflipflops. Zur Ermittlung der Zahlen, mit der die Zähler programmiert werden, wird ein Diagramm mit den gewünschten Phasenverläufen gezeichnet. *Bild 2* zeigt ein Beispiel für einen Phasenwinkel von 120°. Am oberen Scheitelpunkt von Φ_1 (also bei $\varphi = 0$) können an der U_A-Achse die Zahlen für die Programmierung der Zähler abgelesen werden, in unserem Beispiel die Zahl 5. Diese Zahl wird durch das Presetsignal in den Zähler übernommen. Gleichzeitig werden die Richtungsflipflops gesetzt, die festlegen, ob mit dem nächsten Clockimpuls die Amplitude steigt oder fällt. Für ein Ansteigen der Amplitude muß das ent-

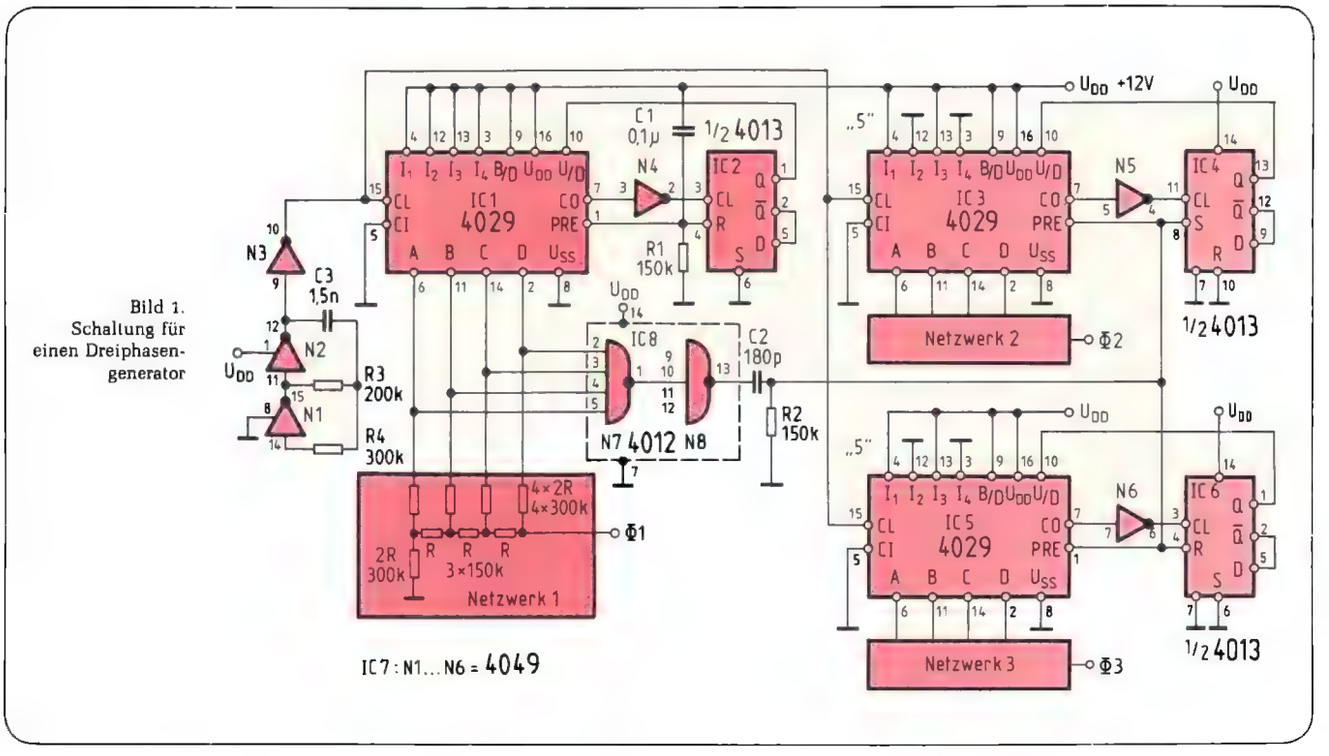


Bild 1. Schaltung für einen Dreiphasengenerator

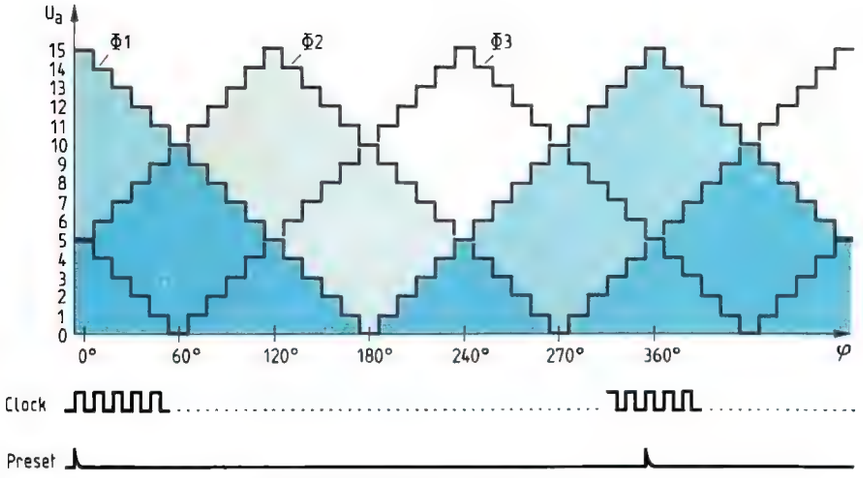


Bild 2. Ausgangsspannungen des Drehstromgenerators nach Bild 1

sprechende FF gesetzt und für ein Abfallen der Amplitude rückgesetzt werden. Für definierte Anfangsbedingungen beim Einschalten sorgt das RC-Glied R1, C1.

Drehstromgenerator

Bild 1 zeigt einen nach dem beschriebenen Prinzip aufgebauten Drehstromgenerator mit den in Bild 2 dargestellten Ausgangsspannungen. Bei der hier gewünschten Phasenverschiebung von jeweils 120° muß die Vorsetzzahl für Φ_2 und Φ_3 jeweils „5" betragen, wenn Φ_1 ihr Maximum erreicht. Die Amplitude von Φ_2 muß danach ansteigen, somit

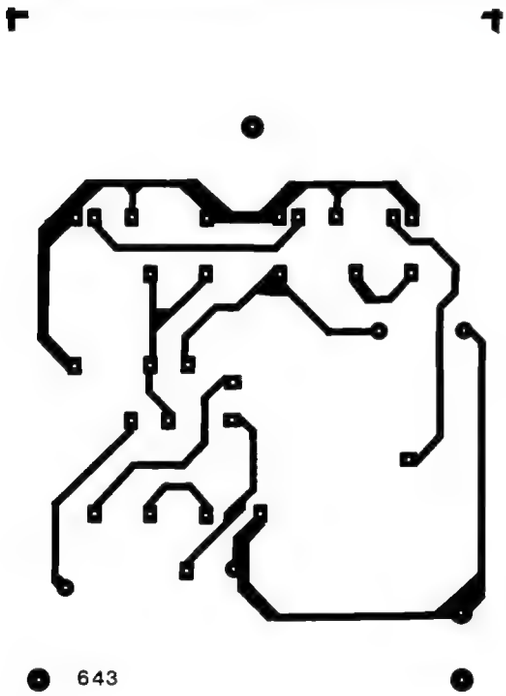
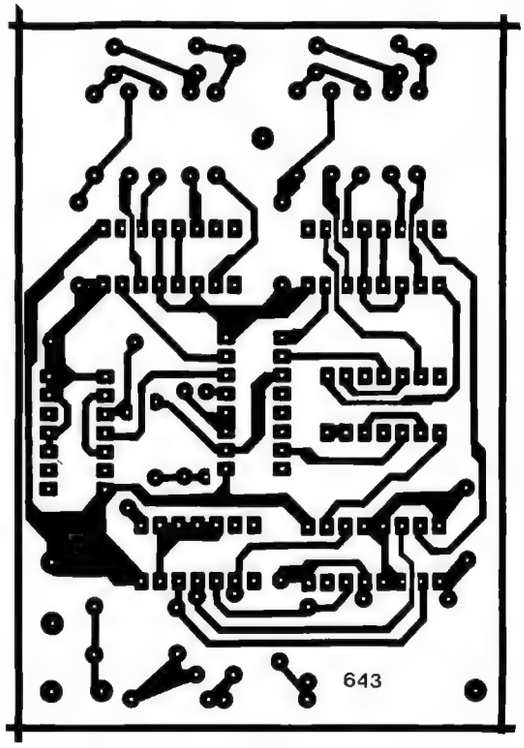


Bild 3. Platine für die Schaltung nach Bild 1



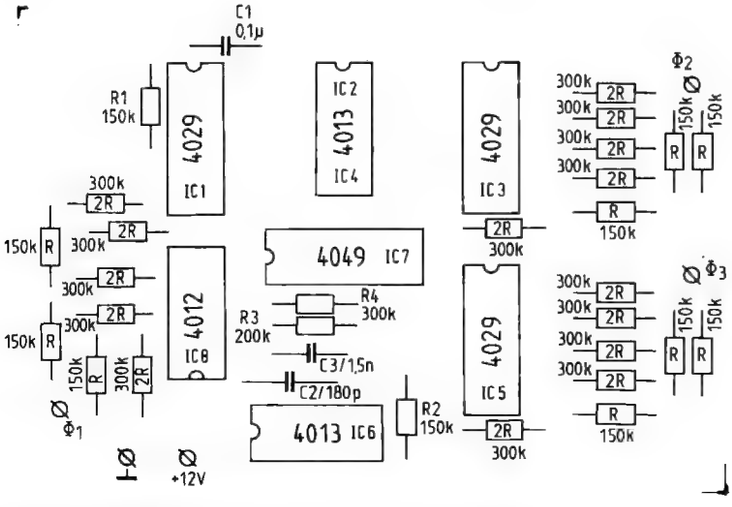


Bild 4. Bestückungsplan für die zweiseitig kaschierte Platine

wird das zugehörige Richtungsflipflop gesetzt und für Φ_3 entsprechend rückgesetzt.

Entsprechend der Teilung durch die einzelnen Zähler muß die Clockfrequenz das 30fache der gewünschten Ausgangsfrequenz betragen. Die Clockfrequenz für 50 Hz Ausgangsfrequenz wird durch einen mit Invertern (IC7) aufgebauten Oszillator erzeugt, der mit 1500 Hz schwingt. Eine zweiseitig kaschierte Platine, auf der die Schaltung nach Bild 1 untergebracht ist, zeigt *Bild 3*; *Bild 4* ist der zugehörige Bestückungsplan. *Hans-Jürgen Probst*

Michael Lass, DJ 3 VY

Monolithische Quarzfilter, nachträglich eingebaut

Seit einiger Zeit gibt es sehr kleine, im HC-18-U-Gehäuse untergebrachte monolithische Quarzfilter. Dabei sind vorerst besonders die zweipoligen Filter (Dual) interessant, weil sie sich nachträglich in vorhandene Empfänger einbauen lassen, um das Breitbandrauschen des Zf-Verstärkers zu beseitigen, oder als Quarzdiskriminator einsetzbar sind.

FM-Demodulator

Ein bisher mit einem Schwingkreis hoher Güte versehener FM-Demodulator mit dem Plessey-IC SL640 brachte bei Schmalband-FM nur gerade ausreichend Niederfrequenz. Um die gesamte Printplatte nicht ändern zu müssen, wurde versucht, ein Dual-Filter mit nur einem Kreis einzusetzen. Die Schaltung zeigt *Bild 1*.

Der Schwingkreis soll eine möglichst hohe Güte haben, so daß sich die Verwendung eines Ringkernes anbot. Wird ein Trimmer mit dem TK N750 parallel geschaltet, ergibt sich ausreichende Temperaturkompensation.

Der Abgleich erfolgt am besten mit einem Wobbler, wobei sich ein Höckerabstand von 18,5 kHz einstellt. Die an Mp abzunehmende Demodulator-Kennlinie verläuft trotz des geringen Aufwandes absolut gerade. Es ist auch möglich, den Kreis auf maximale Nf mittels eines FM-modulierten 9-MHz-Signals abzugleichen. Dabei werden 5 kHz Hub noch gut verarbeitet. Zur Messung des Klirrfaktors waren keine Geräte vorhanden; subjektiv beurteilt klingt Sprache jedoch einwandfrei.

Dual-Filter als Rauschfilter

In modernen Empfängerkonzepten wird die Hauptselektion direkt hinter den Mischer gelegt. Der nachfolgende Zf-Verstärker ist in seiner Bandbreite nur durch die Spulenfilter begrenzt; an den Demodulator wird daher ein dieser Bandbreite (50–100 kHz auf 9 MHz) entsprechendes Breitbandrauschen geliefert.

Es ist leicht möglich, hier auf der Niederfrequenzseite durch den Einsatz von Filtern, die nur den Sprachfrequenzbereich passieren lassen, eine Verbesserung zu erzielen. In der Praxis dürfte es jedoch wesentlich einfacher sein, das Breitbandrauschen direkt vor dem Demodulator durch ein Dual-Filter zu beseitigen.

In einen Zf-Verstärker wurde das Filter XF 910, *Bild 2* zeigt die Schaltung, nachträglich zwischen dem Verstär-

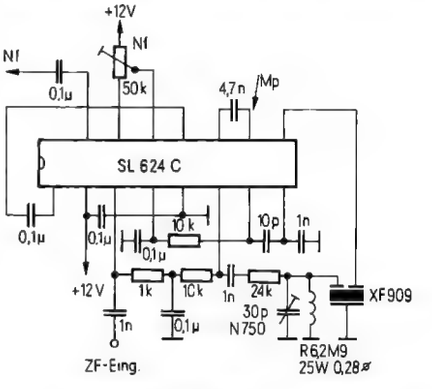


Bild 2. XF 910 als Rauschfilter in einem 9-MHz-Zf-Verstärker

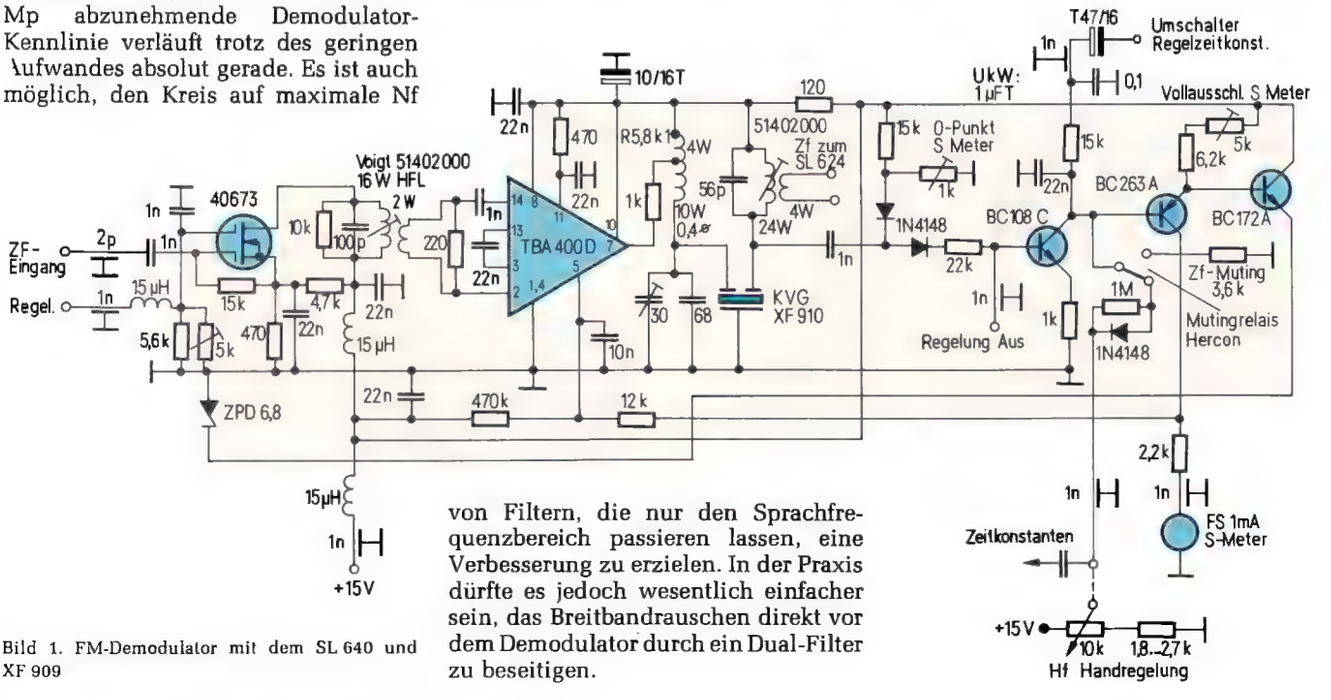


Bild 1. FM-Demodulator mit dem SL 640 und XF 909

ker-IC TBA 400 und der Demodulation/Regelspannungserzeugung eingesetzt. Dabei macht die sich beim Abregeln des IC veränderte Ausgangsimpedanz bemerkbar: Die vorher gerade eingestellte Durchlaßkurve des Quarzfilters verschiebt sich und wird unsymmetrisch. Wird auch die Feldstärkeanzeige (S-Meter) hinter dem Filter angeschlossen, ist dieser Effekt unerwünscht. In der angegebenen Dimensionierung bleibt die Durchlaßkurve auch beim völligen Durchfahren der Regelung gerade. Der Aufwand ist so gering, daß ein nachträglicher Einbau auch hier leicht möglich ist.

Da bereits ein Nf-Filter vorhanden war, ist die hörbare und natürlich auch meßbare Verbesserung nicht gravierend. Das S-Meter zeigt jedoch wesentlich weniger Grundrauschen an und es können daher auch sehr schwache Signale einwandfrei abgelesen werden.

Technische Daten

Für die von Kristall-Verarbeitung Nekkarbischofsheim hergestellten Filter XF 910 werden die folgenden Daten angegeben:

Bandmittenfrequenz	9,0 MHz
Bandbreite	> ± 7,5 kHz (–3 dB)
Welligkeit	< 1 dB
Durchlaßdämpfung	< 0,5 dB
Sperrdämpfung	> 25 dB bei ± 30 kHz
	> 30 dB bei ± 45 kHz
Weitabselektion	> 40 dB
Polzahl	n = 2
Abschluß Eingang Abschluß Ausgang	6 kΩ||0 pF

Literatur:

[1] *Neubig, B.*: Monolithe Quarzfilter, Funkschau 1978, Heft 10, Seite 438...441.

Taschenrechner löst Gleichungssysteme

Hewlett-Packard kündigte einen neuen programmierbaren Rechner für technisch-wissenschaftliche Anwendungen an. Das Modell HP-34C bietet die vorprogrammierten Funktionen „Solve" und „Integrate", die sonst nur bei großen Rechnern vorhanden sind.

Es soll knapp 400 DM kosten und ist mit einem Permanentspeicher ausgestattet, d. h. Programme und Daten bleiben auch bei abgeschaltetem Rechner erhalten.

Der HP-34C enthält einen dynamisch gesteuerten Speicher, in dem der Benutzer zwischen 20 Datenspeicherregistern oder 210 Programmzeilen wählen kann. Jede Programmzeile nimmt bis zu 4 Tasteneingaben auf, so daß die Speicherkapazität mit etwa 370 Eintastungen für ein spezielles Programm ausreicht.

Die Funktion „Integrate" berechnet den Bereich einer Funktion f (x) zwischen oberer und unterer Grenze einschließlich bisher kaum berechenbarer Stellen im Kurvenverlauf. Die Funktion „Solve" findet die reelle Wurzel einer sehr großen Zahl von Gleichungen mit wenigen Tastendrücken, eine Aufgabe, die bisher ein komplexes Computerprogramm erforderte. „Gamma" ist eine wertvolle Erweiterung der Funktion „n!", mit der Faktoren für nichtganzzahlige Werte errechnet werden können.

Die Programmierung umfaßt zwei vom Benutzer definierbare Tasten A und B, 10 numerische Kennsätze, sechs Ebenen für Unterroutinen, vier Kennzeichen, acht Wertvergleichsprüfungen und ein indirektes Register für Verzweigung, Unterprogramme, Speicherung, Wiederaufruf, Programmschleifen und Gestaltung des Anzeigeformates.

Der HP-34C enthält spezielle Funktionen für das Lösen von Gleichungssystemen, für das Ermitteln eines Kurvenverlaufes und für die Berechnung der Gamma-Funktion

Head-up-Displayröhren

Katodenstrahlröhren zur Blickfelddarstellung in Flugzeugen bietet jetzt die ITT Bauelemente Gruppe aus dem Programm von Rank Electronic Tubes an. Mit Hilfe dieser neuen hochqualifizierten Baureihe ist eine hochintegrierte Informationsdarstellung möglich.

Über eine Optik wird hierbei der Informationsinhalt des Bildschirms in das Blickfeld des Piloten gespiegelt. So können die wichtigsten Daten, wie z. B. Fluglage, Steuerkurs, Fluggeschwindigkeit, Höhe, Vertikalgeschwindigkeit, Anstellwinkel, schnell erfaßbar dargeboten werden. Der Mangel an Platz im Cockpit, große Informationsdichte und große Umgebungshelligkeit (Sonnenlicht) erfordern von den HUD-Röhren (Head-up-Display) eine besonders kleine Bauform, robusten Aufbau für Beschleunigungen von ≧ 20 g und brillante Helligkeit.

Einige charakteristische Angaben zur HUD-Serie G08.../J2: magnetische Ablenkung, elektrostatische Fokussierung, 62 mm Durchmesser des nutzbaren Schirmes, 34 300 cd/m² Helligkeit, 24,5 g Beschleunigung über 6 ms.

▼ Diese Head-up-Displayröhre liefert eine scharf gezeichnete Darstellung von Informationen mit der enormen Leuchtdichte von 34 300 cd/m²

Eugen Haag

Funkuhr mit Mitternachtsdetektor

1. Teil

Das Gerät übernimmt in Verbindung mit einer digitalen Uhr selbsttätig das Nachstellen der richtigen Zeit. Die Korrektur erfolgt im 24-Stunden-Rhythmus um Mitternacht. Das dazu erforderliche „Mitternachtssignal MNS" wird aus der Codierung des Normalzeitsenders DCF 77 abgeleitet.

Die Funktionsweise

Sekundengenaue Zeit können auch Quarzuhren nur vorübergehend anzeigen. Der unvermeidliche Gangfehler ergibt u. U. schon nach wenigen Tagen sichtbare Abweichungen. Funkuhren dagegen, die zwar prinzipiell keinen Gangfehler aufweisen und auch nicht auf die richtige Zeit gestellt werden müssen, sind ständig von einem ungestörten Empfang abhängig. Die Kombination von Quarz- und Funkuhr vereinigt die Vorteile beider Arten.

Die beschriebene Schaltung geht davon aus, daß der Gangfehler einer Quarzuhr innerhalb von 24 Stunden vernachlässigbar klein ist. Es genügt dann, das Stellen mit einem Funksignal nicht jede Minute – wie durch die senderseitige Codierung möglich – sondern lediglich alle 24 Stunden durchzuführen.

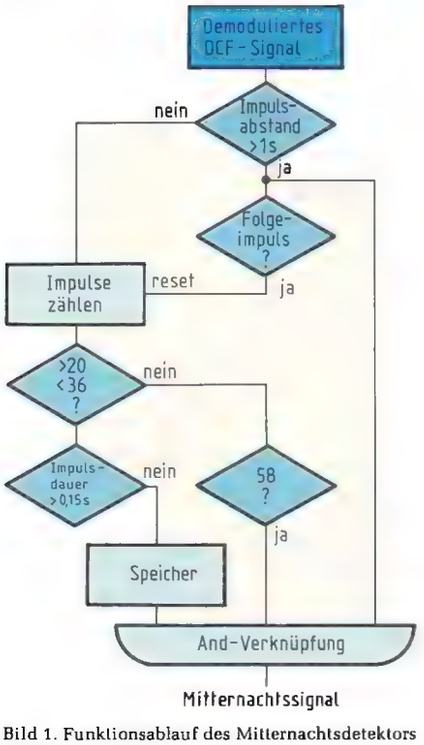


Bild 1. Funktionsablauf des Mitternachtsdetektors MND

Diese Arbeitsweise ermöglicht mit einer verhältnismäßig einfachen Logikschaltung das Ausnützen aller in der Codierung vorgesehenen Maßnahmen zur Datensicherung. Im Gegensatz zu Funkuhren mit direkter Anzeige des empfangenen Signals treten hier selbst bei Empfangsstörungen keine Unterbrechungen oder Fehler bei der Zeitanzeige auf. Hinzu kommt, daß um Mitternacht meist eher ein störungsfreier Empfang möglich ist als am Tage, da die als häufigste Störquelle auftretenden elektrischen Verbraucher üblicherweise abgeschaltet sind.

Die Codierung des Normalzeitsenders DCF 77 wurde in der FUNKSCHAU bereits mehrfach beschrieben. Der Signalzustand während der letzten Minute vor Mitternacht hat von Sekunde 21 bis 36 für jeden Sekundenimpuls den logischen Zustand L. In allen anderen Minuten entsprechen während der Sekunden 21...36 mindestens zwei Sekundenimpulse dem logischen Zustand H.

Es gilt also, zunächst den Beginn der Minute zu erkennen, die Sekundenimpulse zu zählen und sie auf den logischen Zustand zu untersuchen. Ferner ist festzustellen, ob während der Sekunden 21 bis 36 ein H-Signal auftritt. Dieses Ergebnis ist bis zum Ende der laufenden Minute zu speichern. Hat der Sekundenzähler den Stand 58 erreicht, und bleibt der 59. Sekundenimpuls aus, dann ist mit dem nächsten Sekundenimpuls die Zeit 00.00.00, wenn im Zustandsspeicher kein H-Signal registriert ist.

Der beschriebene Funktionsablauf ist in *Bild 1* dargestellt. Das Signal am Ausgang des Nand-Gatters wird benutzt, um den Reset-Eingang einer Digitaluhr anzusteuern. Eine so aufgebaute Schaltung kann ein gesichertes Mitternachtssignal abgeben, wenn folgende Kriterien erfüllt sind:

1. Bei den Sekundenimpulsen müssen zwei Impulslücken im Abstand von 60 s auftreten.

Stückliste für den Geradeaus-Empfänger (Bild 2):

IC µA 741
T 1 BF 245
T 2 BCY 58
D 1, D 2 AA 119
C 1 30...60 pF, Trimmer
C 2 330 pF, Styroflex
C 4 2,7 nF, Styroflex
C 3 47 µF, Elko
C 5, C 6 1 µF, Tantal
R 1 27 Ω
R 3, R 5, R 6 1 Ω
R 2 2,7 kΩ
R 4 18 kΩ
L 1 200 Wdg. 0,2 CuL auf Ferritstab, 200 mm lang
L 2 70 Wdg. 0,2 CuL mit Mittenanzapfung auf Ferrit-Schalenkern RM 5 A_L 315, L = 1,55 mH

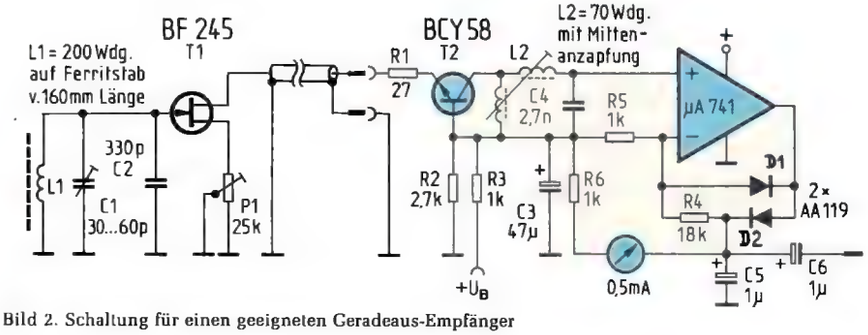


Bild 2. Schaltung für einen geeigneten Geradeaus-Empfänger

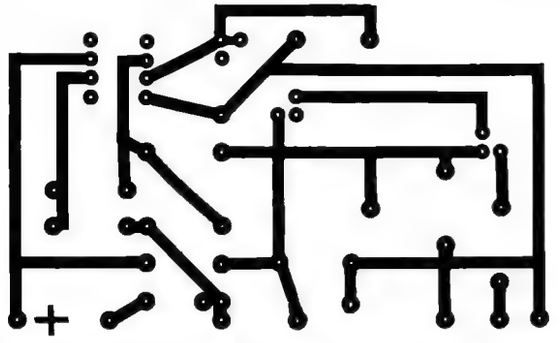


Bild 3. Print-Layout für den Empfänger nach Bild 2

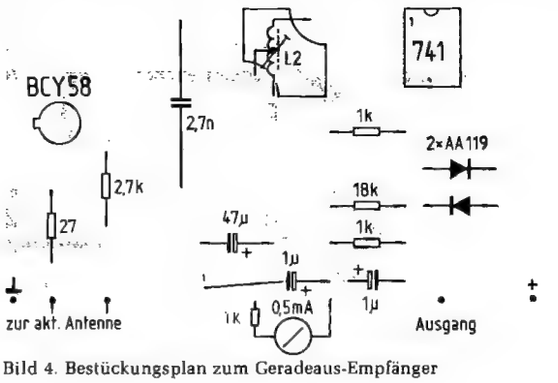


Bild 4. Bestückungsplan zum Geradeaus-Empfänger

2. Bei Auftreten der zweiten Impulslücke muß der Zählerstand des Sekundenzählers 58 aufweisen.
3. Während des Zählerstandes 21 bis 36 dürfen keine ‚H'-Signale auftreten.

Ein durch äußere Störungen verursachtes gleichzeitiges Auftreten der drei Kriterien zu einem falschen Zeitpunkt ist praktisch ausgeschlossen.

In der *Tabelle* ist das Verhalten bei typischen Störungen aufgezeigt. In keinem dieser Fälle tritt ein falsches Mitternachtssignal MNS auf.

Es ist dagegen durchaus denkbar, daß in der letzten Minute vor Mitternacht auftretende Störungen die Bildung des Mitternachtssignals verhindern. In einem solchen Falle bleibt lediglich der in der Quarzuhr seit der letzten Korrektur aufgelaufene Fehler bestehen.

Empfangsschaltungen

Einen mit einer Ferrit-Stab-Antenne ausgestatteten erprobten Geradeausempfänger zeigt *Bild 2*. Der Antennenkreis ist an eine Cascode-Schaltung, bestehend aus dem Feldeffekttransistor T 1 und dem npn-Transistor T 2, angekoppelt. Diese Verstärkerschaltung ermöglicht sowohl eine rückwirkungsfreie Verstärkung, als auch eine beliebige Entfernung zwischen Antenne und Empfänger. Die Verbindung zur Antenne und dem Feldeffekttransistor geschieht über ein abgeschirmtes Kabel. Der Wellenwiderstand des Kabels ist dabei ohne Bedeutung, da bei der niedrigen Frequenz des DCF 77 keine störenden Reflektionen auftreten. Die Stromversorgung des Feldeffekttransistors erfolgt ebenfalls über das abgeschirmte Kabel.

Im Kollektorkreis des Transistors T 2 liegt ein auf 77,5 kHz abgestimmter Schwingkreis L 2, C 4. An ihn angekoppelt ist der Operationsverstärker 741. Dieser wird als aktiver Gleichrichter betrieben. Diese Schaltung bietet neben der Verstärkung der Empfangsfrequenz den Vorteil, daß die Signalgleichrichter-Diode auch bei kleinsten Signalen immer mit der Durchlaßspannung der Diode beaufschlagt wird. Auf diese Weise wird ein erheblicher Gewinn an Empfindlichkeit erreicht. Eine Anpassung der Verstärkung an die Empfangsfeldstärke wird durch das Potentiometer P 1 bewirkt.

Das demodulierte Empfangssignal steht am Kondensator C 5. Es ist möglich von dort zu Punkt R 3/R 5 ein Drehspulinstrument (500 µA, 1 kΩ) zur

Stückliste für Überlagerungsempfänger (Bild 5):

IC TCA 440
D 1 AA 118
C 1 430 pF, Styroflex
C 3, C 4, C 5 33 nF, Keramik
C 6, C 9 10 nF, Styroflex
C 7 0,33 µF, Kunststoff
C 10 0,68 µF/6 V, Tantal
C 8 10...47 µF/16 V, Tantal
C 11 47 µF/6 V, Tantal
R 1 33 kΩ
R 2 120 kΩ
L 1 200 Wdg., L 2 16 Wdg. 0,2 CuL auf Plastikrohr wickeln; Abgleichen durch Verschieben des Ferritstabes
L 3 110 Wdg. 0,2 CuL auf Ferrit-Schalenkern RM 5 A_L 315, L = 3,8 mH

Tabelle: Verhalten bei Störungen

Erscheinung	*Auswirkung*
Impulslücke tritt nicht bei Sekunde 59 auf	Sekundenzähler steht nicht auf 58
Impulslücke tritt gar nicht auf	Minuten-Detektor spricht nicht an
Durch Störung wird ein H-Impuls zu L	Prüfbit bleibt H
Durch Störung wird ein Sekunden-Signal gespalten	Zähler zählt doppelt und steht zur Sekunde 58 bereits auf 59

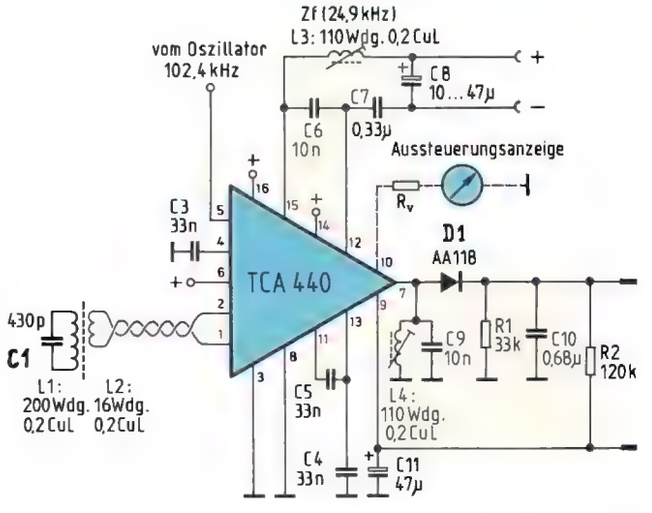


Bild 5. Schaltung eines Überlagerungs-Empfängers

Stückliste für Signalformung und Logikteil (Bild 8):

1 4011
1 4013
2 4017
2 4081
1 LM 339
C 2, C 3, C 6, C 11 33 nF, Keramik
C 4 0,33 µF, Kunststoff
C 1 47 µF/6 V, Tantal
C 5 2,2 µF/6 V, Tantal
C 7 10 µF/10 V, Tantal
5 33 kΩ
1 100 kΩ
1 120 kΩ
1 680 kΩ
1 1 MΩ
1 10 MΩ

Oszillator (nur bei Überlagerungs-Empfänger bestücken):

1 4011
2 4040
C 8 470 pF, Keramik
C 9 15 pF, Keramik
C 10 4...20 pF, Keramiktrimmer
1 15 kΩ
1 33 kΩ
1 10 MΩ
1 Quarz 3,2768 MHz

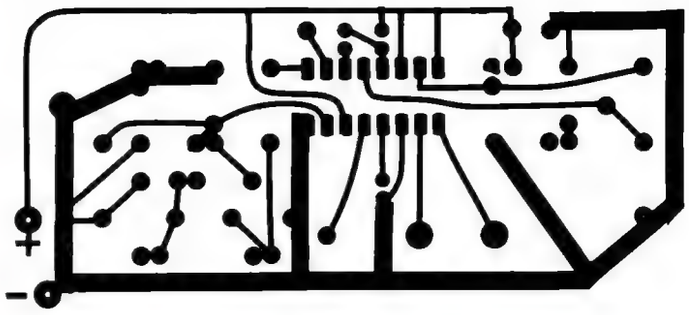


Bild 6. Print-Layout für den Überlagerungs-Empfänger

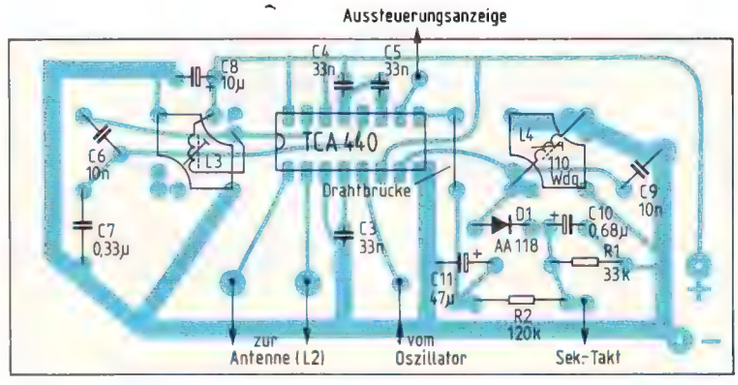


Bild 7. Bestückungsplan für den Überlagerungs-Empfänger

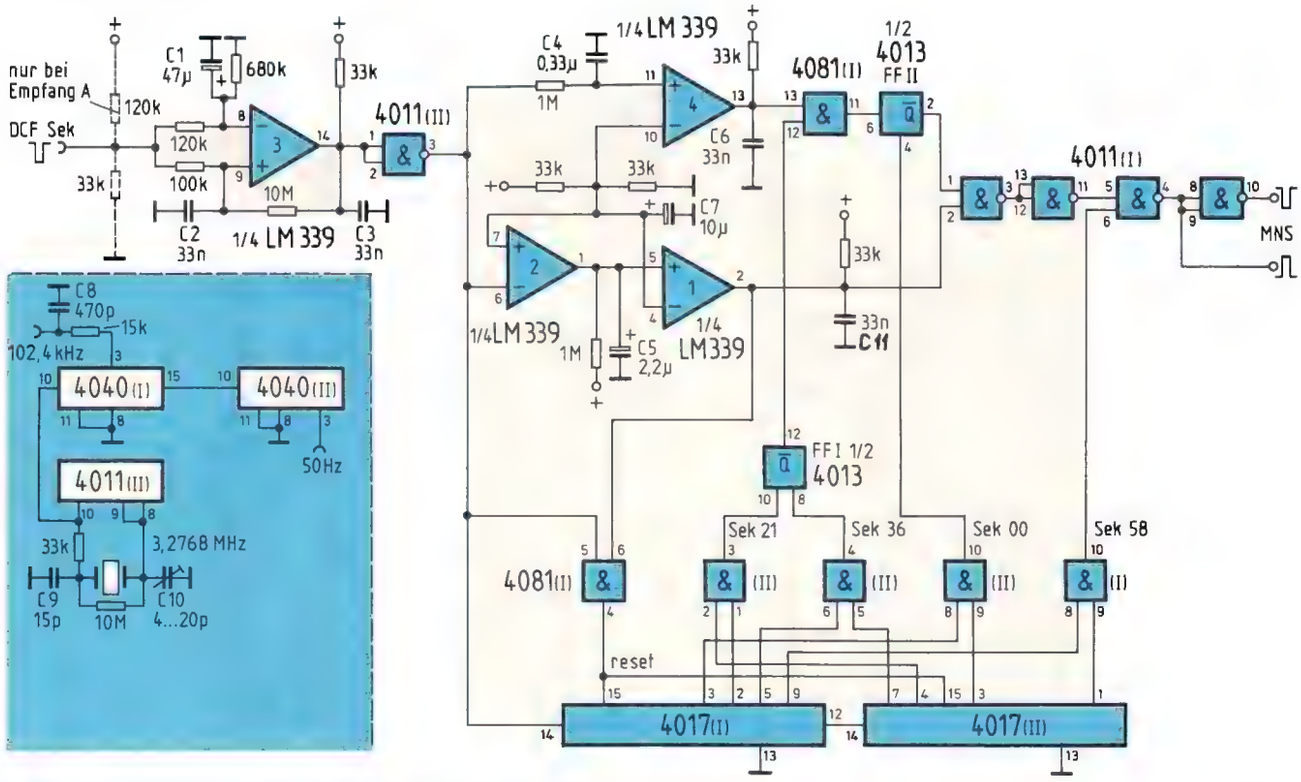


Bild 8. Schaltung für die Signalformung und Logik sowie Oszillator des Überlagerungs-Empfängers

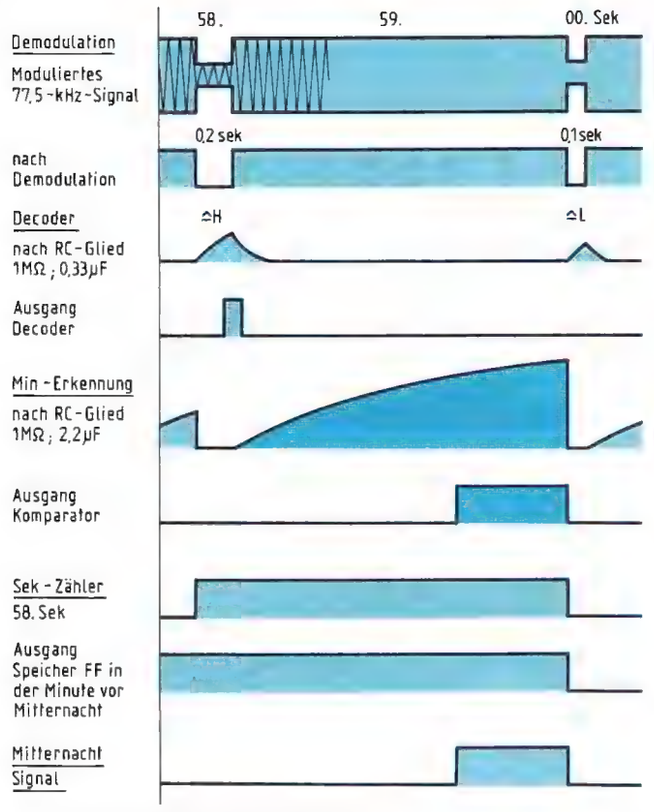
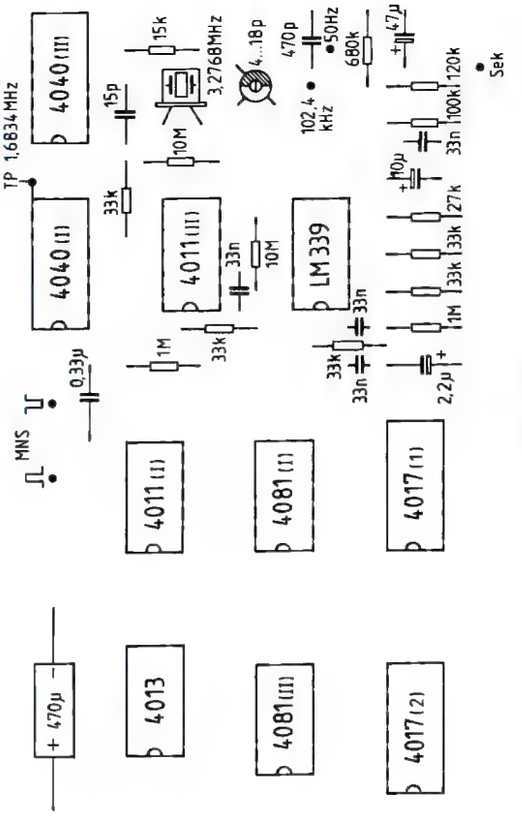
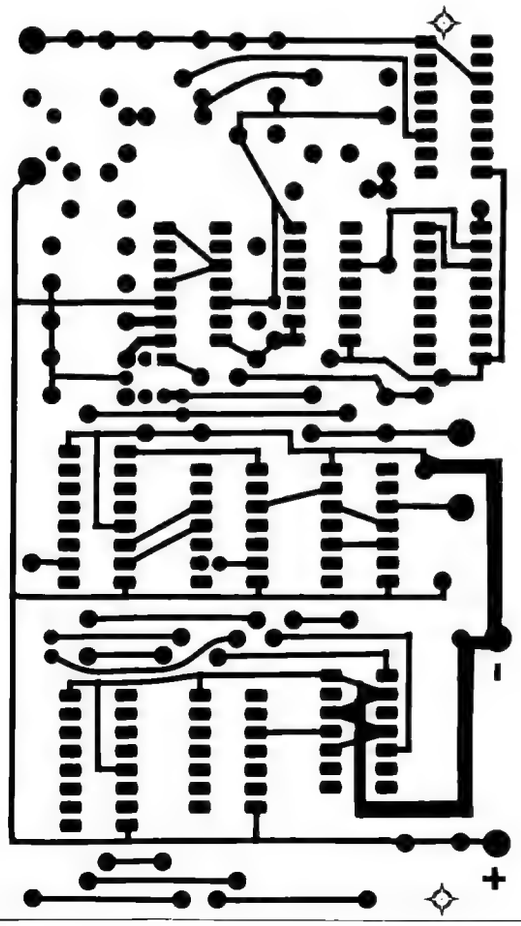


Bild 9. Impulsplan der wichtigsten Signale





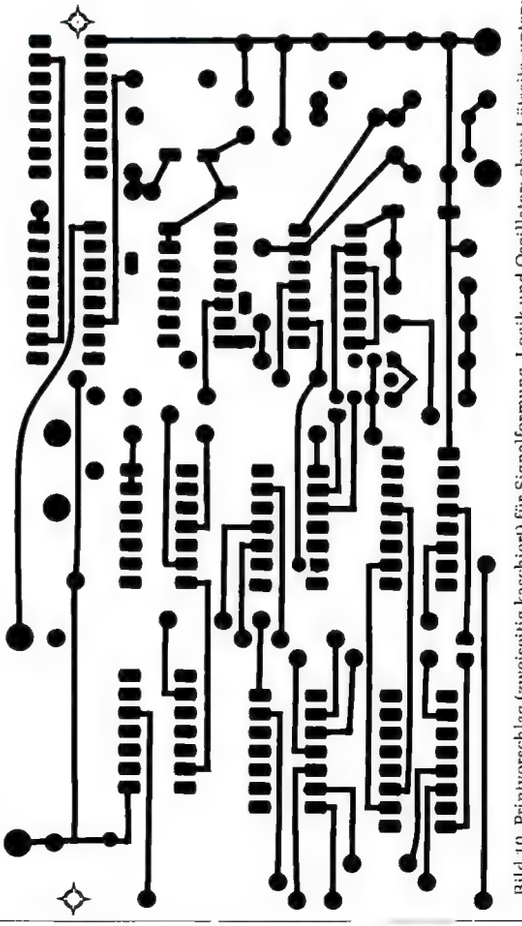


Bild 10. Printvorschlag (zweiseitig kaschiert) für Signalformung, Logik und Oszillator: oben: Lötseite, unten: Bestückungsseite

Bild 11. ▶
Bestückungsplan für Platine in Bild 10

Feldstärkeanzeige anzuschließen. *Bild 3* zeigt die Leiterplatte und *Bild 4* den Bestückungsplan.

Ein Überlagerungsempfänger, dessen Schaltung in *Bild 5* gezeigt ist, bietet eine Reihe von Vorteilen. Er ist vor allem dort zu empfehlen, wo eine eigene Zeitbasis für die Quarzuhr vorgesehen ist. In diesem Fall kann über eine Teilerschaltung eine als Oszillator geeignete Frequenz ausgekoppelt werden. Es ist nicht empfehlenswert, einen LC-Oszillator einzusetzen, da dessen Frequenzkonstanz den Anforderungen nicht genügt. Bei Verwendung eines Uhrenquarzes von 3,2768 MHz läßt sich mit zwei CMOS-Frequenzteilern 4040 eine Oszillatorfrequenz von 102,4 kHz und eine Taktfrequenz von 50 Hz erzeugen, wie sie von vielen Uhrenschaltungen verwendet wird. Wird dagegen eine Taktfrequenz von 1 Hz benötigt, geht man besser von einer Quarzfrequenz von 4,194 MHz aus:

Quarzfrequenz/[MHz]	4,194304	3,2768
Oszillator-frequenz/kHz	65,536	102,4
Zwischen-frequenz/kHz	11,96	24,9
Taktfrequenz/Hz	1,0	50,0

Die Vorteile des Überlagerungsempfängers liegen einmal in der vollständigen Entkopplung der Antenne von der Empfängerschaltung, so daß die bei Geradeausempfängern auftretende Rückkopplung beim Nähern der Antenne nicht auftreten kann sowie in der Wahl einer niedrigen Zwischenfrequenz. Dadurch können mit zwei Zf-Kreisen schon sehr hohe Selektionswerte erreicht werden. Ein weiterer Vorteil ist schließlich darin zu sehen, daß es preiswerte integrierte Schaltkreise wie den TCA 440 gibt, die die Probleme des Empfängerbaus sehr vereinfachen. *Bild 6* zeigt eine geeignete Leiterplatte, *Bild 7* die Bestückungsseite.

Signalformer und Logik

Die am Ausgang des Empfängers anstehenden Sekundenimpulse müssen zunächst auf den Logik-Signalpegel verstärkt werden. Dies erfolgt mit dem System 3 des 4fach-Komparatorbausteins LM 339 (*Bild 8*). Über den 10-MΩ-Widerstand erfolgt eine positive Rückkopplung; sie bewirkt ein Hystereseverhalten. Damit wird bei verrauschten und leicht gestörten Signalen die Störsicherheit verbessert.

Die Decodierung des Signals geschieht mit dem Komparatorsystem 4. Durch das RC-Glied 1 MΩ/0,33 µF wird die Flanke des Sekundenimpulses so verschliffen, daß ein Dreiecksignal entsteht, dessen Amplitude von der Impulsdauer abhängt (siehe Diagramm in *Bild 9*). Die Komparatorschwelle ist nun über die Widerstände 33 kΩ und 27 kΩ so eingestellt, daß die Sekundenimpulse mit L-Signal diese Schwelle noch nicht erreichen, die H-Signale sie dagegen überschreiten. Sollte der Komparator entweder überhaupt kein oder bei jedem Sekundenimpuls ein Signal abgeben, ist es zweckmäßig, nur den 1-MΩ-Widerstand zu ändern, nicht dagegen den Spannungsteiler, der ja auch die Vorspannung für das Komparatorsystem 1 liefert.

Die Funktion der Minutenerkennung übernehmen die Komparatoren 1 und 2. Die Funktion „Impulse zählen" wird von den beiden in Kaskade geschalteten Dezimalzählern 4017 übernommen. Zusammen mit den vier an die Ausgänge angekoppelten UND-Gattern werden in den Sekunden 00, 21, 36 und 58 H-Signale abgegeben. Das H-Signal der Sekunde 00 setzt das Speicher-Flipflop FFII ($^1/_2$ 4013) am Ausgang $\overline{Q}$ auf L sowie die beiden Zählerbausteine 4017 auf Null. Das H-Signal der Sekunde 21 setzt das Speicher-Flipflop FFI ($^1/_2$ 4013 am Ausgang $\overline{Q}$ auf H. Dadurch wird von dieser Sekunde an der Weg für vom Decoder eintreffende H-Sekundensignale zum FFII freigegeben.

Das H-Signal der Sekunde 36 setzt FFI wieder zurück. Damit können vom Decoder kommende Signale nicht mehr zum Speicher FFII gelangen. Das H-Signal der Sekunde 58, das vom Beginn der Sekunde 58 bis Beginn der Sekunde 00 andauert, wird in dem Nand-Baustein mit dem Ausgang des FFII und dem Minutensignal verknüpft. Bei gleichzeitigem H-Pegel aller drei Signale wird das Mitternachtssignal gebildet. Es steht sowohl als positives als auch als negatives Signal zur Verfügung. Ein geeignetes Platinenlayout und den Bestückungsplan für den Logikteil zeigen die *Bilder 10* und *11*.

Als Stromversorgung werden 9 V benötigt. Bezüglich der Störsicherheit ist es vorteilhaft, aber nicht Bedingung, diese Spannung zu stabilisieren. Bei Verwendung des Überlagerungsempfängers reichen auch 5 V aus. In vielen Fällen kann die Spannung von der gesteuerten Uhr entnommen werden. Die Gesamtstromaufnahme des Empfängers einschließlich der Logik liegt bei 15 mA. (*Fortsetzung folgt*)

Fernschreiber-Ansteuerung

Zahlreiche Beiträge in der FUNKSCHAU-Mikrocomputer-Rubrik befaßten sich in letzter Zeit mit dem Ausdruck von Texten und Programmen mittels eines Baudot-Fernschreibers (TTY). Über die dafür notwendige Hardware wurde dabei meist wenig gesagt. Hier also einige Tips zur Schaltungsauslegung.

Uns interessiert hier natürlich vor allem der Drucker-Teil des Fernschreibers. Er kann mit einer zweiadrigen Leitung angesteuert werden, über die er die seriellen 5-bit-Baudot-Signale z. B. vom Mikrocomputer erhält. Diese Leitung führt zu einem kleinen Elektromagneten im Fernschreiber, der einen Gleichstrom-Innenwiderstand von meist unter 100 Ω und eine ganz beträchtliche Induktivität aufweist. Normalerweise muß man etwa 40 mA durch ihn schicken, damit die Mechanik einwandfrei funktioniert. Nach Georg Simon Ohm wären also 4 V ausreichend, um den Fernschreiber anzusteuern; das entspräche etwa dem TTL-Pegel.

Leider macht uns hier die Magnet-Induktivität einen Strich durch die Rechnung. *Bild 1* zeigt den Verlauf des Stromes in Abhängigkeit von einer getakteten Spannung, wie sie bei direkter Ansteuerung mit seriellen Baudot-TTL-Signalen auftritt. Der Strom erreicht erst nach einiger Zeit den vollen Wert. Dies kann zu Problemen führen, weil der Fernschreiber nahezu rechteckförmige Stromimpulse erwartet.

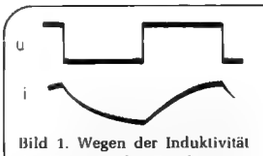
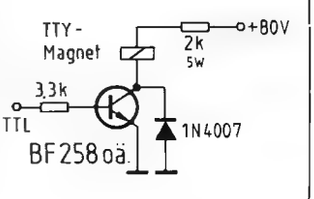


Bild 1. Wegen der Induktivität des Fernschreiber-Empfangsmagneten folgt der Strom dem Spannungsverlauf nur langsam und ist nicht mehr rechteckförmig

Bild 2. ▶ Diese bisher oft verwendete Schaltung erfordert einen Transistor mit hoher Durchbruchspannung und eine hohe Versorgungsspannung. Am Vorwiderstand tritt eine erhebliche Verlustleistung auf, und ein defekter Transistor kann katastrophale Folgen für die TTL-Treiberschaltung haben



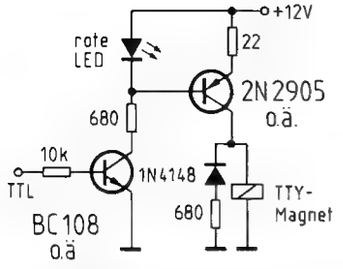


Bild 3. Mit nur noch 12 V Versorgungsspannung ermöglicht diese Schaltung einen ausreichend steilen Stromverlauf am Empfangsmagneten des Fernschreibers

Eine Abhilfemöglichkeit zeigt *Bild 2*. Ein entsprechend belastbarer Vorwiderstand sorgt zusammen mit einer hohen Leerlaufspannung des Netzteils dafür, daß dem Empfangsmagneten sozusagen mit Gewalt ein nahezu konstanter Strom von rund 40 mA aufgeprägt wird, wenn der Transistor durchschaltet. Die Diode dient dazu, den negativen Rückschlagimpuls beim Ausschaltvorgang zu vermindern und damit den Transistor zu schützen. Statt des Transistors ist übrigens auch ein Optokoppler entsprechender Belastbarkeit verwendbar, um eine gleichstrommäßige Trennung vom steuernden Gerät zu erreichen; wie die Erfahrung zeigt, ist diese Vorsichtsmaßnahme nicht erforderlich, wenn man auf einwandfreie Masseverhältnisse achtet.

Natürlich ist es nicht jedermanns Sache, mit derart hohen Spannungen umzugehen und außerdem eine Menge Leistung unnütz in einem Vorwiderstand zu „verbraten". Eine alternative Schaltung zeigt daher *Bild 3*. Die Versorgungsspannung beträgt hier nur noch 12 V, und die Stromeinprägung übernimmt ein als Konstantstromquelle geschalteter Niedervolt-PNP-Transistor, wobei als Referenzspannungsquelle die Durchlaßspannung einer roten (!) LED von ca. 1,7 V verwendet wird. Der sich dabei ergebende Strom- und Spannungsverlauf ist in *Bild 4* dargestellt. Der Strom sieht einem Rechteck schon deutlich ähnlicher als in Bild 1, und ein ausgiebiger Praxistest führte zu keinerlei Fehlschriften des Fernschreibers. Fe.

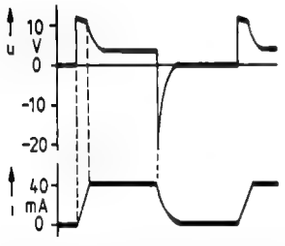
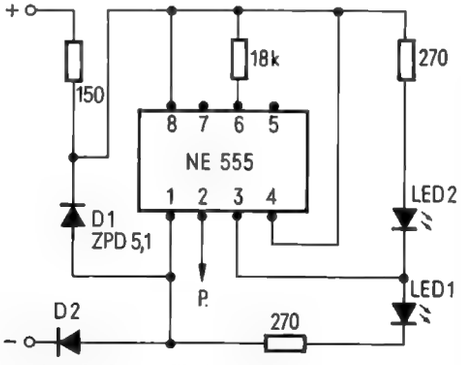


Bild 4. Strom- und Spannungsverlauf der Schaltung in Bild 3 bei Ansteuerung mit einem 50-Bd-Rechtecksignal. Während des Stromanstiegs liefert die Konstantstromquelle nahezu die volle Betriebsspannung

Logiktester mit eindeutiger Anzeige

Der Tester eignet sich für die Potentialanzeige bei TTL- und MOS-Digitalschaltungen sowie für Leitungsprüfungen. Er kann in einen handlichen Prüfstift eingebaut werden.

Das Herz der Schaltung ist das IC NE 555. Der Triggereingang ist so empfindlich, daß eine Umschaltung schon bei Handberührung erfolgt, d. h., der Trigger nimmt praktisch keinen Strom auf Die zu prüfende Schaltung wird kaum belastet. Ein weiterer Vorteil ist, daß das IC bei 1/3 U_B eindeutig auf L oder H schaltet. Die Anzeige erfolgt mit zwei LEDs von unterschiedlicher Farbe. Der geringe Triggerstrom (0,5 µA) und die einfache Anwendung machen den Tester zu einem nützlichen Prüfgerät.



Logikprüfstift mit LED-Anzeige

Das Gerät wird über zwei Leitungen an die Betriebsspannung angeschlossen. Die Schaltschwelle wird an Pin 6 mit R = 18 KO eingestellt. An Pin 2 wird der Prüfstift P angeschlossen, mit dem der Test duchgeführt wird. Ist der Ausgang (Pin 3) auf L, leuchtet LED 2, LED 1 ist gesperrt; bei Pin 3 auf H leuchtet LED 1, und LED 2 ist gesperrt. Die Zenerdiode mit Vorwiderstand verhindert eine Überlastung der LEDs bis etwa 10 V, D 2 bietet Schutz bei falscher Polung.

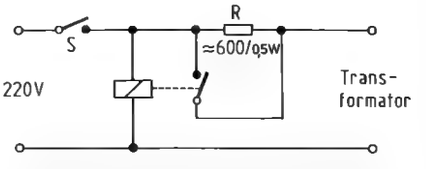
Eduard Osterwick

Schaltungskniff

Einschaltstrombegrenzung bei Regeltransformatoren

Regeltransformatoren ziehen beim Einschalten einen sehr hohen Strom, was häufig dazu führt, daß die Sicherung auslöst. Das dann erforderliche lästige Laufen zum Sicherungskasten kann man mit einer kleinen Schaltung (*Bild*) ersparen.

S ist der Netzschalter des Gerätes. Nach dem Einschalten liegt der Trafo eine kurze Zeit mit dem Widerstand in Reihe. Der Strom wird von diesem stark begrenzt. Schaltet dann das Relais den Widerstand verzögert kurz (die normale Ansprechverzögerung des Relais reicht hierfür aus), so hat sich im Trafo bereits ein Strom eingestellt, der jetzt nur noch auf seinen endgültigen Stand angehoben wird.



Ein Reihenwiderstand verhindert den hohen Einschaltstrom eines Regeltransformators

Ich habe diese Schaltung in meinen Regeltrafo eingebaut und seit dem keine Schwierigkeiten mehr gehabt. Den Widerstand habe ich experimentell ermittelt. Da er nur sehr kurz in Betrieb ist, reicht eine Belastbarkeit von 0,5 W aus. *Wolfgang Uhr*

B 3108 DX

Funkschau 1

Zeitschrift für Radio- und Fernsehtechnik, Hi-Fi und Elektronik

50. Jahrgang
30. Dezember 1977
DM 3.50
öS 30.– sfr 4.–

1978

Unterdrücken von Festzielen beim Radar
Stand der optischen Nachrichtenübertragung

Lautsprecher mit ebener Membranscheibe
Bauanleitung: Elektronisches Variometer

In der Abteilung „Die nachbausichere Bauanleitung" des diesjährigen FUNK-SCHAU-Preisausschreibens erhielt der nachfolgende Beitrag den dritten Preis. Obwohl es sich dabei um ein recht ausgefallenes Thema handelt, glauben wir doch, daß – trotz allen mechanischen Aufwandes – die hier gewählte Realisation des Meßprinzips recht interessant ist.

Max Zaus

Elektronisches Variometer für Drachenflieger

Um optimale Flugleistungen zu erreichen, benützen Hochleistungs-Drachenflieger zum Nachweis von Steig- oder Sinkzustand ein Variometer. Im Handel sind verschiedene Geräte erhältlich, das Arbeitsprinzip ist jedoch immer gleich: Je nach Höhenunterschied (und damit statischem Druckunterschied) strömt Luft in oder aus einem Behälter, dem Ausgleichsgefäß. Diese Luftströmung kann entweder mechanisch (Dosen- oder Stauscheiben-Variometer) oder elektronisch gemessen werden.

Da bisher keine Baubeschreibung eines elektronischen Variometers zu finden war, wurde versucht, mit einfachen Mitteln ein zufriedenstellendes Gerät mit optischer und akustischer Anzeige zu konstruieren. Die Prinzipschaltung des elektronischen Variometers zeigt *Bild 1*. Durch eine besondere Anordnung zweier PTC-Widerstände (Kaltleiter) als Meßwertgeber wird erreicht, daß bei Druckanstieg die durch das Ausgleichsgefäß strömende Luft hauptsächlich einen der selbstgeheizten PTC-Widerstände abkühlt, bei Druckabfall den entgegengesetzt angeordneten PTC-Widerstand. Beide Widerstände sind in einer mit konstanter Spannung gespeisten Brücke angeordnet. Die auftretende Brückenspannungsänderung wird verstärkt und als Gleichspannungsänderung auf einem Instrument als Abweichung von der eingestellten Zeigermitte angezeigt.

Dieselbe Gleichspannungsänderung verursacht über einen spannungsgesteuerten Oszillator eine Frequenzänderung, die nach ausreichender Verstärkung als Tonfrequenzänderung hörbar wird. (Steigen: Tonfrequenz wird höher; Sinken: Tonfrequenz wird tiefer; konstante Höhe: Tonfrequenz bleibt gleich). Die Meßempfindlichkeit ist durch Verstärkungsumschaltung auf zwei unterschiedliche Bereiche einstellbar.

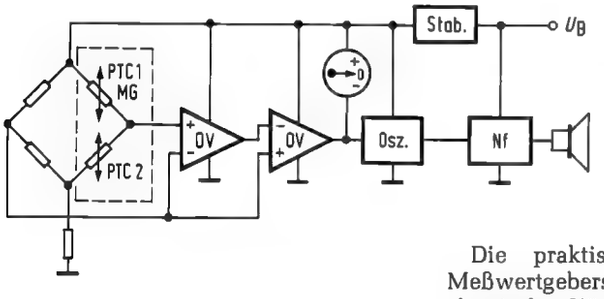


Bild 1. Blockschaltung des Variometers für Drachenflieger

Die praktische Ausführung des Meßwertgebers erfordert etwas feinmechanisches Können. Er besteht aus zwei Düsen, einem Acrylglasrohr und zwei PTC-Widerständen. Die Maße der Düsen und des Halterohres sind aus *Bild 2* zu ersehen. Als PTC-Widerstände werden Zwerglampen T 5, Osram-Miniwatt 6...7 V/30 mA, Best. Nr. 2306 mit abgetrenntem Glaskörper verwendet. Der Glühfaden hat eine recht kleine Wärmekapazität und ist aufgrund der kurzen Erholzeit als Fühler sehr gut geeignet.

Der Glaskolben der Zwerglampe muß nach *Bild 3* oberhalb der Glasperle abgetrennt werden. In einem Holzklotz wird seitlich eine so tiefe Kerbe gemacht, daß der Glaskolben nur wenig herausragt. Mit einer Nadelfeile wird der Kolben vorsichtig rundherum angefeilt, bis er abspringt. Wenn alle Teile fertiggestellt sind, erfolgt der Zusammenbau und die Justage nach *Bild 4*.

Der Abstand beider Düsenenden ist auf ca. 2,5 mm festgelegt. In dieser Distanz sind beide Lampenfäden in gleichmäßigen Abstand zu bringen, also ca. 0,8 mm. Der Lampenfaden muß in der Mitte der Düsenbohrung sichtbar sein, um optimal zu wirken. Beim Zusammenbau wurde als Klebemittel ein dauerelastischer Dicht- und Klebstoff „omni VISC" Typ 1002 (omni Technik GmbH, Triebstraße 9, 8000 München 50) verwendet. Durch seine etwas längere Trockenzeit ist eine Nachjustage möglich. Der Kleber bleibt durchsichtig. Dünn im Plexihalterohr aufgetragen, macht er auch dieses glasklar, so daß der Zusammenbau erleichtert wird. Selbstverständlich ist als Hilfsmittel ein geeignetes Vergrößerungsglas oder eine Standlupe erforderlich.

Der fertiggestellte Meßwertgeber wird nun in das Ausgleichsgefäß eingebaut. Als Gefäß wurde eine Getränkedose mit 0,3 l Inhalt verwendet (Cola, Fanta o. ä.). Diese Dose wird oben so aufgeschnitten, daß noch ein 5...10 mm breiter Rand stehenbleibt. Als Deckel wird eine Epoxy- oder Pertinaxscheibe, ca. 1,5 mm stark, eingepaßt, die als Träger für den Meßwertgeber dient. Dieser Deckel wird wieder eingeklebt, auf Luftdichtigkeit, besonders bei der Anschlußdurchführung (Lötösen, Steckerstifte) ist zu achten (Bild 4).

Die fertige Dose muß noch temperaturisoliert werden, und zwar entweder mit 10 mm dickem Schaumgummi

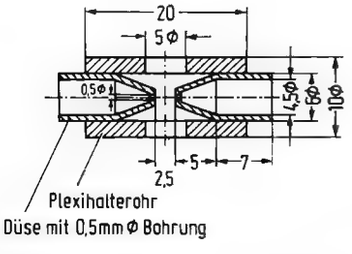
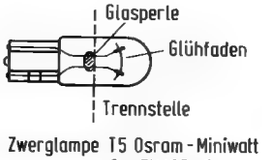


Bild 2. Maße der Düsen und des Halterohres



◀ Bild 3. Als PTC-Widerstand dient eine Lampe mit abgetrenntem Glaskolben

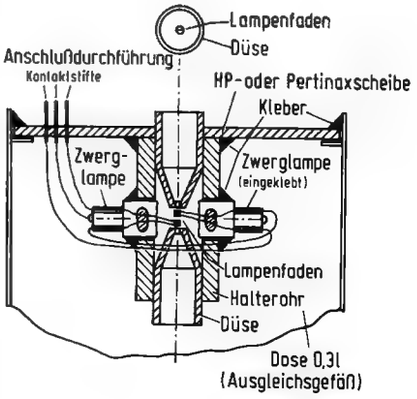


Bild 4. ▶ Zusammenbau der Einzelteile

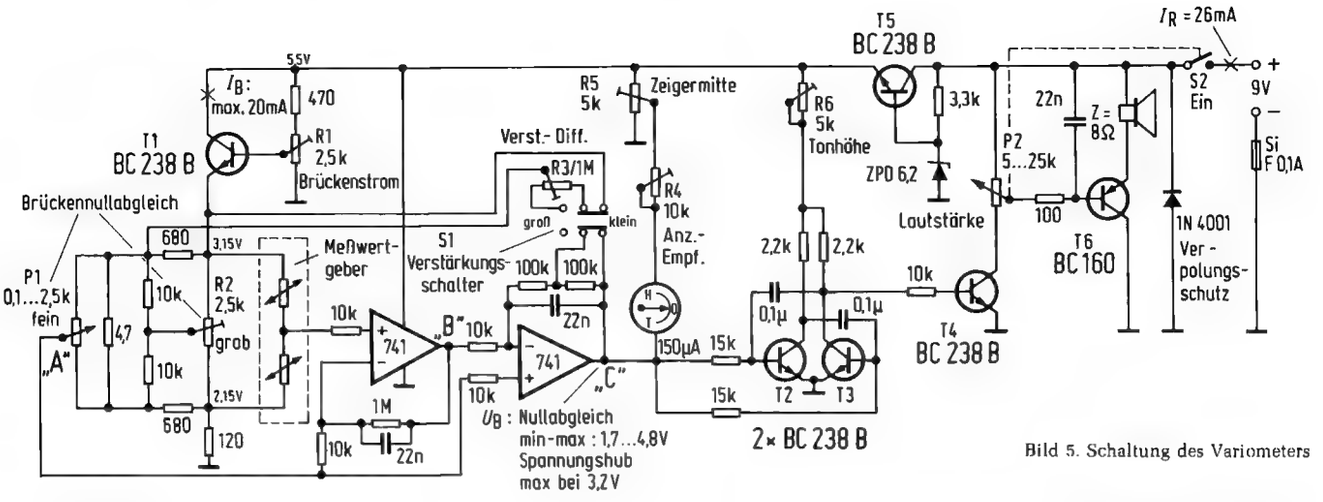


Bild 5. Schaltung des Variometers

umwickelt oder in ein ebenso starkes Styropor-Gehäuse gesteckt, das mit erhitztem Widerstandsdraht äußerlich aus einem größeren Klotz zugeschnitten und mit einer aufgeschnittenen Getränkedose ausgehöhlt wird. Der elektrische Aufbau (*Bild 5*) erfolgt auf einer Druckplatine (*Bild 6*), die Anschlüsse sind aus dem Bestückungsplan (*Bild 7*) zu ersehen. Nach Fertigstellung der Platine kann ein provisorischer Zusammenbau für eine eventuelle Fehlersuche sehr nützlich sein.

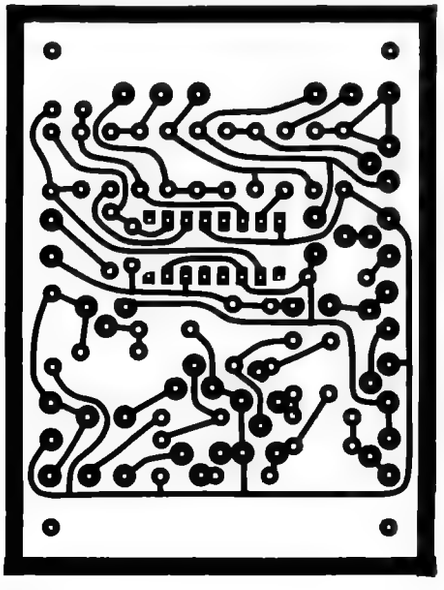
Elektrische Einstellungen

Zuerst wird mit R 1 der Brückenstrom auf 18...20 mA eingestellt. Bei einem Strom über 25 mA tritt eine dauernde Veränderung des Lampenfadens ein und macht den Meßwertgeber unbrauchbar. Mit R 2 wird die Brücke auf „Null" abgeglichen, dazu ist P 1 auf Mittelstellung und der Verstärkungsschalter auf „klein" einzustellen. Mit einem Gleichspannungsmillivoltmeter zwischen „A" und „B" bzw. „C" kann R 2 auf Spannungsnull abgeglichen werden.

Durch Verstellen von P 1 läßt sich die maximale und minimale Spannung (Spannungshub) zwischen Punkt „C" und Masse ermitteln und sollte ungefähr die angegebenen Schaltbildwerte ergeben. Der Brückennullpunkt muß etwa in der Mitte des Spannungshubes, also bei ca. 3,2 V liegen; bei diesem Wert ist mit R 5 die Zeigermittelstellung des Anzeigeinstrumentes einzustellen.

Bei der Verstärkungsumschaltung ergibt sich eine kleine Gleichspannungsverschiebung, die bei Schaltstellung „klein" mit R 3 korrigiert wird; vorher wird bei Schaltstellung „groß" die Zeigermittelstellung mit P 1 abgeglichen. Die Meßempfindlichkeit kann auch durch einen Drehregler einstellbar sein (der Schalter entfällt dann), jedoch muß nach jeder Verstärkungsänderung die Brückenfeineinstellung neu erfolgen.

Mit R 4 wird der Spannungshub und damit die Anzeigeempfindlichkeit



◀ Bild 6. Platine des Geräts

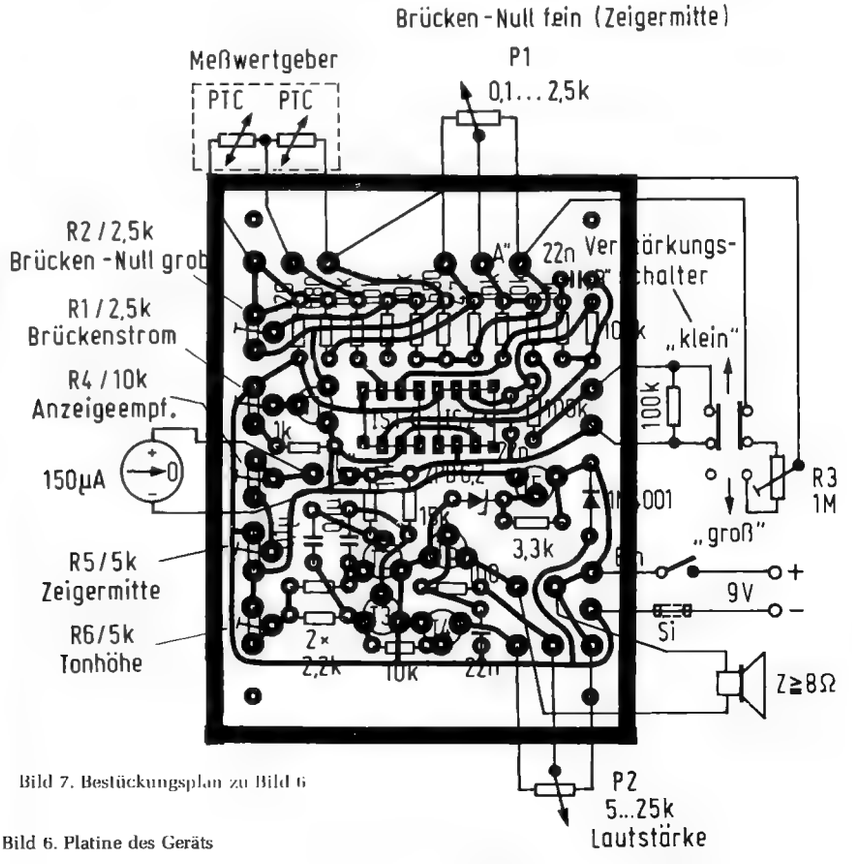


Bild 7. Bestückungsplan zu Bild 6

(evtl. Eichung auf m/s), eingestellt. Die Einstellung von R 6 ergibt die gewünschte Tonfrequenz im statischen Zustand.

Bei verkehrter Polung des Meßwertgebers (beim Hochheben sinkt die Tonfrequenz) muß nach der Umpolung die Brücke wieder neu abgeglichen werden, da die PTC-Widerstände meist nicht gleich groß sind. Die beiden Widerstände sollten vor der Montage möglichst genau ausgemessen werden, da der Brückenabgleich zur leichteren Einstellung nur in kleinen Grenzen möglich ist.

Ausgleichsgefäß, Platine, Potentiometer, Lautsprecher und Batteriehalter werden in ein Gehäuse eingebaut (Windschutz für das Ausgleichsgefäß, *Bild 8*), das nach eigenem Ermessen mit den vorhandenen Bauteilen (Instrument, Lautsprecher) gestaltet werden kann. Dabei ist zu beachten, daß der Lautsprecher akustisch zum Gehäuseinneren abgeschirmt ist, da sonst eine Rückwirkung erfolgt.

Im praktischen Betrieb muß das Gerät vor der genauen Nulleinstellung ca. zwei Minuten eingeschaltet sein, damit der Meßwertgeber genügend stabil arbeitet (Aufheizung der PTC-Widerstände). Die Spannungsversorgung geschieht mit sechs Mignon-Zellen; bei kleiner Lautstärke reicht die Lebensdauer der Batterien für viele Flugstunden.

Bild 8. Das Mustergerät des Verfassers

In der vergangenen Zeit wurden mehrere Bauanleitungen elektronischer Uhren in der FUNKSCHAU veröffentlicht. Diese Uhren waren trotz wachsender Integration aus vielen peripheren Bauteilen aufgebaut. Nun werden von National Semiconductor sogenannte Uhrenmoduln angeboten, die auf einer Printplatte eine vollständige Uhrenschaltung einschließlich Netzteil und Display enthalten. Die nachfolgende Bauanleitung beschreibt zwei verschiedene Aufbauformen.

Werner Auffermann

Modul-Uhr mit Weckschaltung

Das Uhrenmodul 1002 D [1] besteht aus einem MOS-Schaltkreis (LSI), einer vierstelligen, 13 mm hohen LED-Anzeige, einigen Dioden zur Gewinnung der Betriebsspannung und wenigen diskreten Bauelementen. Die Modul-Printplatte hat die Abmessungen 76 mm x 31 mm. Die Anzeige erfolgt im 24-h-Format bei 50-Hz-Steuerung. Ein integrierter Wecker mit Schlummer- und Einschlafautomatik vervollständigen den Komfort dieses Uhrensystems.

Bild 1 zeigt das Schaltbild des Moduls. Wie zu erkennen ist, werden die

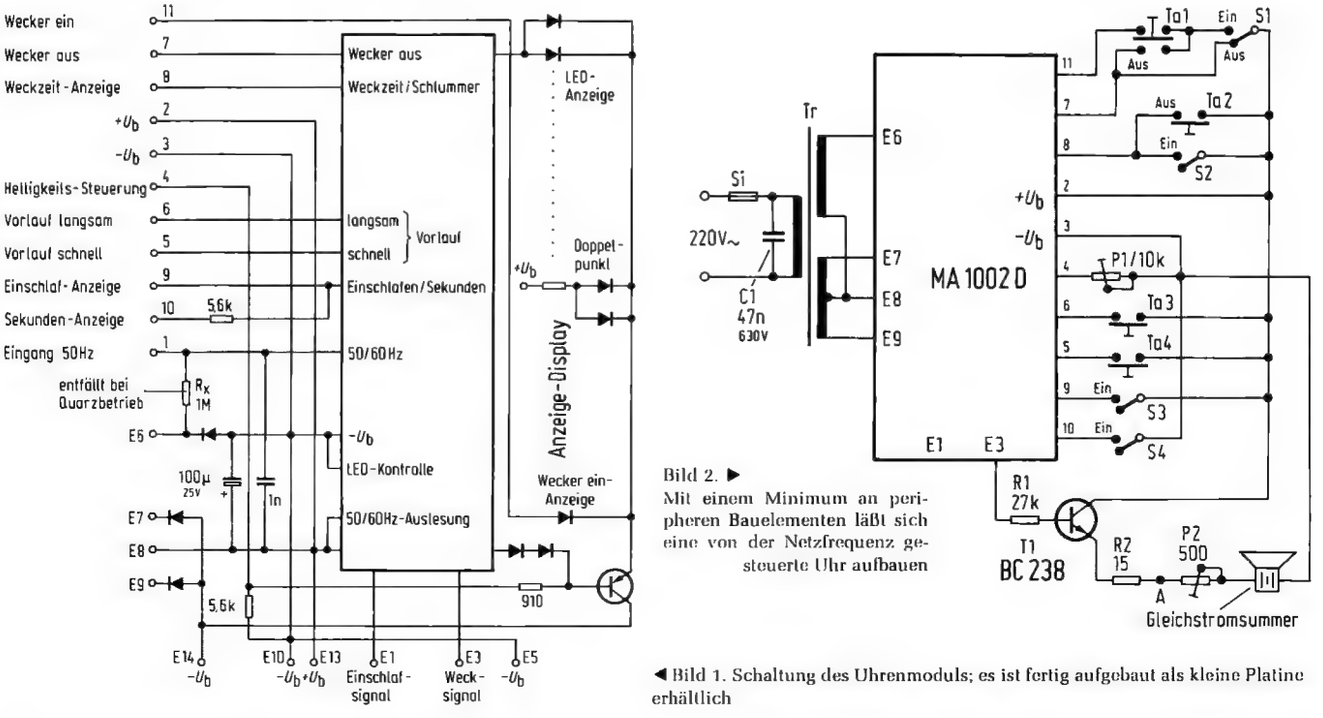


Bild 2. ▶ Mit einem Minimum an peripheren Bauelementen läßt sich eine von der Netzfrequenz gesteuerte Uhr aufbauen

◀ Bild 1. Schaltung des Uhrenmoduls; es ist fertig aufgebaut als kleine Platine erhältlich

Leuchtdioden der Anzeige parallel angesteuert. Dadurch entfallen die beim Multiplex-Betrieb vorhandenen Hf-Störungen. Die Uhr läßt sich deshalb auch in Rundfunk- und Fernsehgeräte einbauen. Eine Konstantstromquelle bewirkt eine gleichmäßige Stromaufnahme bei den verschiedenen Anzeige-Formaten. Als Zeittakt kann entweder die 50-Hz-Netzfrequenz oder eine auf 50 Hz herabgeteilte Quarzfrequenz verwendet werden.

Die Weckzeit ist für 24 Std. im Minutentakt auf jede beliebige Zeit einstellbar. Der Weckerausgang E_3 wird logisch 1, wenn einmal die Weckzeit erreicht worden ist und S1 auf „ein" steht. *Bild 2* zeigt eine Aufbauversion für Netzfrequenz-Steuerung (s. u.). Beim Ertönen des Wecksignals genügt ein kurzer Druck auf den Taster Ta 1, um das Signal für weitere 24 h zu sperren. Möchte man z. B. am Wochenende nicht geweckt werden, muß S 1 auf „aus" stehen. Wenn der Wecker eingeschaltet ist, wird dies optisch durch Aufleuchten eines roten Punktes rechts unten im Display angezeigt.

Mit dem Schalter S 2 läßt sich das Display auf Anzeige der Weckzeit umschalten. Durch Drücken der Tasten „Vorlauf schnell" (Ta 4) bzw. „Vorlauf langsam" (Ta 3) kann man nun die Weckzeit einstellen. Drückt man beide Vorlauftasten, so wird die Anzeige auf Null rückgestellt. Betätigt man Ta 2 (Schlummertaste), wird das Wecksignal für 8...10 Minuten unterbrochen. Nach Ablauf dieser Zeit ertönt erneut ein Wecksignal. Innerhalb einer Stunde ist dieser Vorgang beliebig oft wiederholbar.

Schaltet man mit S 3 die Einschlafautomatik ein, erscheint im Display die Anzahl der Minuten (beginnend mit 59), die vergehen, bis der Ausgang E1 von log. 1 auf log. 0 springt. Dazu ist ein 59-Minuten-Rückwärtszähler eingebaut. Erfolgt während des Rückwärtszählens ein Druck auf die Schlummertaste, so wird die Einschlafautomatik vorzeitig aufgehoben, d. h. Ausgang E1 wird log. 0.

Die Anzeige der Zeit erfolgt normalerweise im Stunden- und Minutenformat. Mit dem Schalter S 4 lassen sich aber auch die Sekunden im Display abrufen; dabei erfolgt die Darstellung der Zeit als Minuteneiner und Sekunden. Erfolgt nun ein Druck auf den Taster „Vorlauf langsam" stoppt die Uhr. Ein Druck auf „Vorlauf schnell" bewirkt die Rückstellung der Sekunden auf Null. Dadurch läßt sich das Modul auch als Stoppuhr verwenden.

Durch gleichzeitiges Drücken beider Vorlauf-Tasten erfolgt ein Rücksetzen auf 0 : 00 : 00, d. h. Mitternacht.

Die Helligkeit der Anzeige läßt sich durch Verstellen des Poti P1, die Lautstärke des Wecksignals mit P2 einstellen.

Eine Übersicht über die verschiedenen Anzeigeformate ist in *Tabelle 1* wiedergegeben.

Tabelle 1.
Anzeigemodus

Anzeigeart	1. Ziffer	2. Ziffer	3. Ziffer	4. Ziffer
Zeit	Std.-Zehner	Std.-Einer	Min.-Zehner	Min.-Einer
Sekunden	unterdrückt	Min.-Einer	Sek.-Zehner	Sek.-Einer
Weckzeit	Std.-Zehner	Std.-Einer	Min.-Zehner	Min.-Einer
Einschlafautomatik	unterdrückt	unterdrückt	Min.-Zehner	Min.-Einer

Uhrenmodul mit 50-Hz-Netzfrequenzsteuerung

Wird der Betrieb mit Steuerung durch die Netzfrequenz gewünscht, so kann das Schaltbild aus Bild 2 verwendet werden. Die erforderlichen zusätzlichen Bauelemente finden auf einer kleinen Platine Platz (*Bild 3*); *Bild 4* zeigt den dazugehörigen Bestückungsplan.

Der Kondensator C 1 am Netzeingang verhindert das Eindringen von Störimpulsen in die Uhrenschaltung. Der Transistor T 1 ist zur Ansteuerung des Gleichstromsummers vorgesehen.

Ein Anschluß an die Einschlafautomatik ist nicht vorgesehen.

Fällt die Netzspannung aus, so geht die Zeitinformation verloren. Dieser Zustand wird durch Blinken des Displays beim Wiedereinschalten der Netzspannung angezeigt; die Uhr muß dann erneut gestellt werden, wobei das Blinken aufhört.

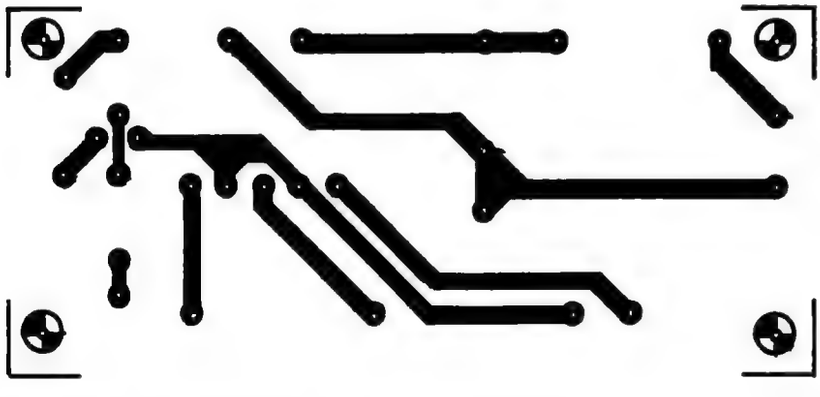


Bild 3. Platine zur Stromversorgung des Moduls bei Netzsteuerung

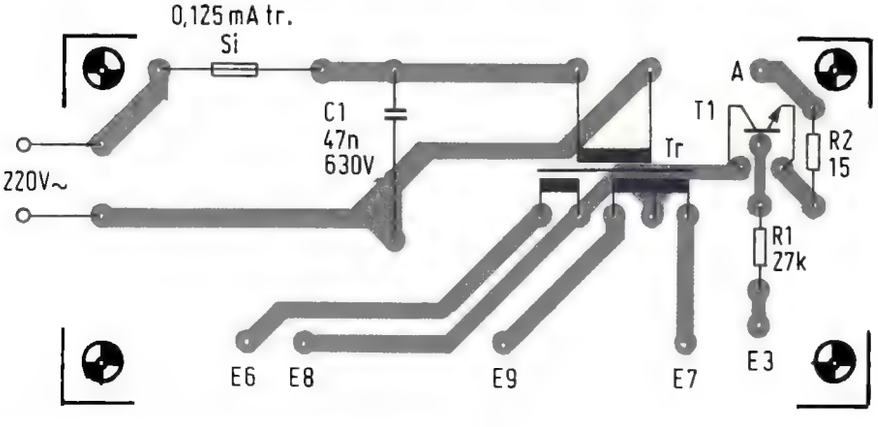
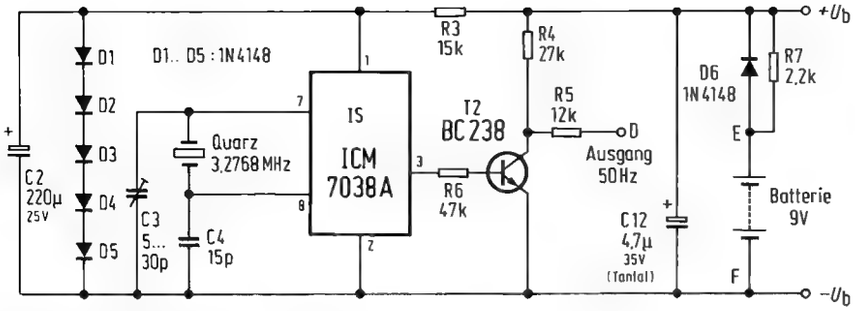


Bild 4. Bestückungsplan zu der Netzteil-Platine in Bild 3

Uhrenmodul mit Quarzsteuerung und Notstromversorgung

Werden größere Ansprüche an die Ganggenauigkeit des Uhrenmoduls gestellt, genügt die Frequenzstabilität der Netzfrequenz nicht. Die geforderte Genauigkeit erreicht man mit einer Quarzzeitbasis, die auch unabhängig von der Netzspannung die Taktimpulse für die Uhr liefert [2], [3].

Bild 5 zeigt das Schaltbild der Quarzzeitbasis. Die Quarzfrequenz



▲ Bild 5. Mit dieser Schaltung wird die 50-Hz-Taktfrequenz für das Uhrenmodul aus einem Quarz abgeleitet

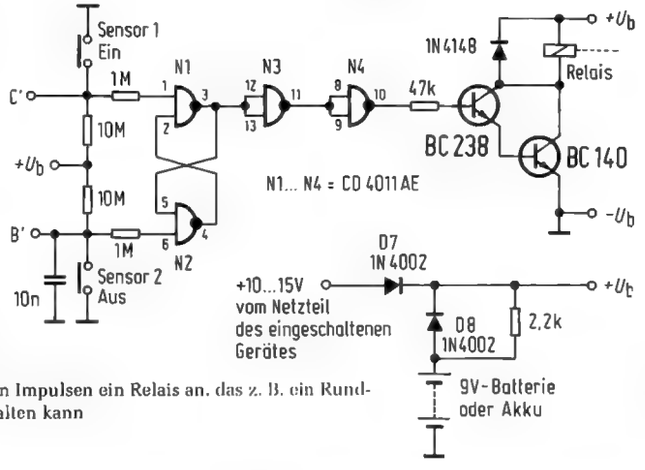


Bild 7. ▶ Diese Schaltung steuert (als Schlummer- oder Einschlafautomatik) mit den von den Impulsformern in Bild 6 gelieferten Impulsen ein Relais an, das z. B. ein Rundfunkgerät ein- oder ausschalten kann

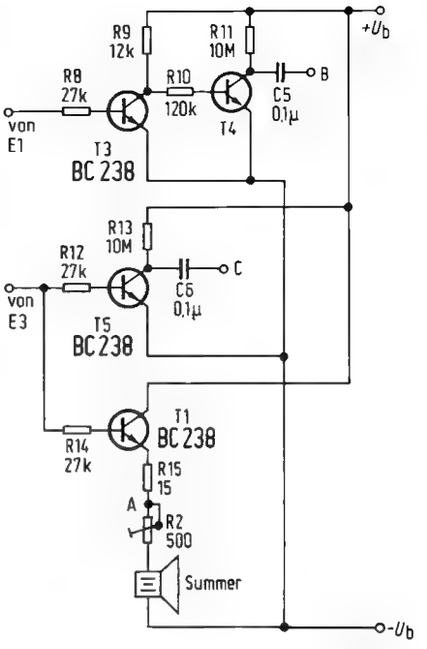


Bild 6. Schaltung zur Erzeugung der Impulse für den Steuerausgang und Ansteuerung eines Gleichspannungs-Summers

(3,2768 MHz) wird mit Hilfe einer MOS-IS in 16 Stufen auf 50 Hz heruntergeteilt. Eine Spannungsstabilisierung mit D_1...D_5 dient dabei zur Versorgung dieser IS. Die Verbindung zwischen Quarzteiler und Uhrenmodul wird über R5 an Punkt 1 der Anschlußleiste des Uhrenmoduls vorgenommen. Dabei muß der Widerstand R_x= 1 MΩ unbedingt entfernt werden; er befindet sich rechts oben auf der Vorderseite des Uhrenmoduls.

Fällt bei Betrieb mit dem Quarzteiler die Netzspannung aus, übernimmt eine 9-V-Batterie die Versorgung der Uhr. Zur Stromersparnis wird dabei die Anzeige abgeschaltet.

Während bei der Version mit Netzfrequenzsteuerung kein Gebrauch von Einschlafautomatik bzw. Weckerautomatik gemacht wurde, ist dieser Komfort hier vorhanden. In *Bild 6* ist die dafür notwendige Schaltung abgebildet. Beim Ertönen eines Wecksignals führt der Ausgang E 3 des Moduls log. 1. Der Summer wird dabei durch Transistor T 1 angesteuert. Der Transistor T 5 dient zur Invertierung dieses Signals. An Punkt C liegt daher beim Ertönen des Weckers ein L-Impuls an. Eine ähnliche Schaltung wird für die Einschlafautomatik verwendet: Der Ausgang E 1 führt beim Erreichen des Rückwärts-Zähler-Zustandes Null ein L-Signal ebenso an Punkt B.

Möchte man nun ein externes Gerät ein – bzw. ausschalten, kann die Schaltung in *Bild 7* verwendet werden. Mit

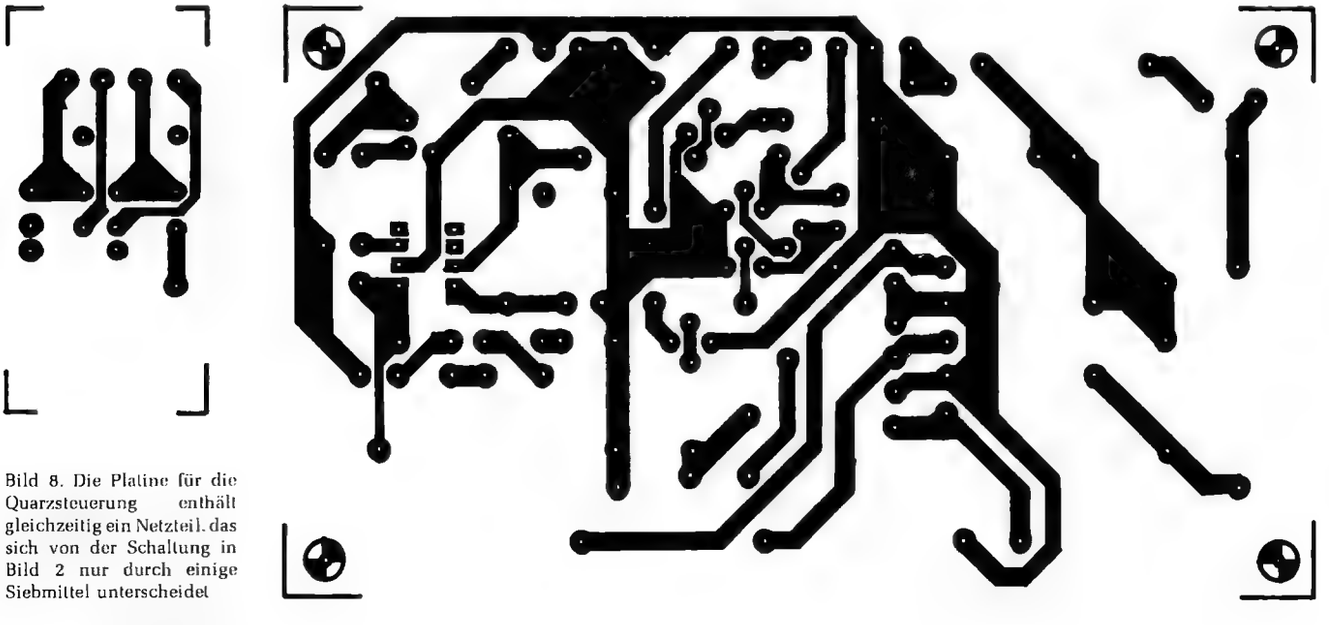


Bild 8. Die Platine für die Quarzsteuerung enthält gleichzeitig ein Netzteil, das sich von der Schaltung in Bild 2 nur durch einige Siebmittel unterscheidet

Gattern des Typ CD 4011 (MOS) wurde ein Flip-Flop aufgebaut, das über zwei Inverter und eine Darlingtonschaltung das Relais ansteuert. Dieses Relais dient zum Ein- bzw. Ausschalten der Netzspannung bei dem zu steuernden Gerät. Die Stromversorgung dieser Schaltung wird bei „Netz-Aus" (Schaltung Bild 7 muß ständig Spannung erhalten, daher die Batterie) durch eine 9-V-Batterie bewerkstelligt. Diese wird mit weniger als 100 µA belastet. Schaltet das Relais ein, erfolgt die Stromversorgung vom Gerätenetzteil über die Diode D 7. Die Schaltung in Bild 7 eignet sich auch sehr gut als sensorbetätigter Netzschalter.

Die Verbindung zwischen Uhr und Netzgerät wird folgendermaßen hergestellt: Punkt B (Bild 6) wird mit Punkt B' (Bild 7) und Punkt C mit Punkt C' verbunden. Die Verbindung muß mit abgeschirmtem, 2-adrigem Kabel (Diodenkabel) erfolgen. Ertönt nun ein Wecksignal, schaltet sich ein angeschlossenes Gerät automatisch ein; bei Ablauf der „Einschlafzeit" schaltet es sich aus. Mit S 3 stellt man sich die gewünschte Einschlafzeit ein; ist dann der Zeitzustand : 00 erreicht, schaltet sich automatisch z. B. ein angeschlossenes Radiogerät aus.

Ein Einbau der Schaltung in Bild 7 in das Uhrengehäuse verbietet sich leider, da der Transformator des Uhrenmoduls nicht die Leistung zum Ansteuern des Relais bereitstellen kann; besser ist es, den Einbau in dem zu steuernden Verbraucher zu versuchen.

Bild 8 zeigt die Platine für die Quarzsteuerung und *Bild 9* deren Bestükkung. Die kleinere Platine (rechts daneben) trägt die beiden Taster Ta 1 und T 2.

Abgleich der Quarzfrequenz

Mit dem Kondensator C3 (Keramik-Trimmer) wird die Quarzfrequenz auf genau 3,2768 MHz eingestellt. Dies erfolgt entweder mit einem genauen Frequenzzähler oder notfalls unter Zuhilfenahme der Zeitzeichenaustrahlung des Rundfunks oder des Fernsehens; die letztere Methode ist allerdings sehr zeitaufwendig, da sich die Ungenauigkeit einer Quarzuhr ja normalerweise nur in Sekunden pro Monat ausdrücken läßt.

Tabelle 2.
Liste der benötigten Spezialteile

Bauelement	Quelle
Taster Ta 3 + Ta 4	Rim, Best.-Nr. 32-22-010
Uhrenmodul (NS) MA 1002 oder 1012	Balü
passender Trafo	Balü
Kunststoffgehäuse oder Metallgeh. (Teko Nr. 333)	Rim, Best.-Nr. 38-39-160 (161) Rim, Best-Nr. 38-40-188
Gleichstrom-summer	Rim, Best.-Nr. 53-80-152, oder Balü
5 „Digi-Taster"	
Nur bei Quarzsteuerung erforderlich:	
Quarz 3.2768 MHz	Balü
ICM 7038 A (Intersil)	Spezial-Electronic

Aufbauhinweise

Der Aufbau der Uhr kann wahlweise in einem Kunststoff- oder Metallgehäuse erfolgen, da eine Abschirmung nicht erforderlich ist. Gehäusevorschläge werden in der Stückliste (*Tabelle 2*) gemacht. Der Verfasser baute die Uhr in ein Teko-Gehäuse vom Typ 333, das sich besonders für den Aufbau der Quarzversion eignet. Die Verbindung Uhr – Radio kann über eine Diodenbuchse an der Rückseite des Gehäuses erfolgen.

Zum Schluß noch drei wichtige Hinweise:

1. Das Uhrenmodul ist ein MOS-Baustein, d. h. das Berühren der Anschlüsse und statische Aufladung sind zu vermeiden.
2. Bei Verwendung eines Metallgehäuses soll unbedingt ein dreiadriges Schuko-Kabel verwendet werden. Die Schutzerde wird dabei mit dem Metallgehäuse verbunden.
3. Seit einigen Wochen ist ein Uhrenmodul mit der Bezeichnung MA 1012 auf dem Markt. Dieses Modul ist identisch mit dem MA 1002, nur die Anschlüsse sind etwas anders angeordnet.

Literatur

[1] MA 1002 LED display digital electronic clock module, Applikation der Fa. National Semiconductor

[2] ICM 7038 A, Applikation der Firma Intersil

[3] Elektor, Heft 10/73

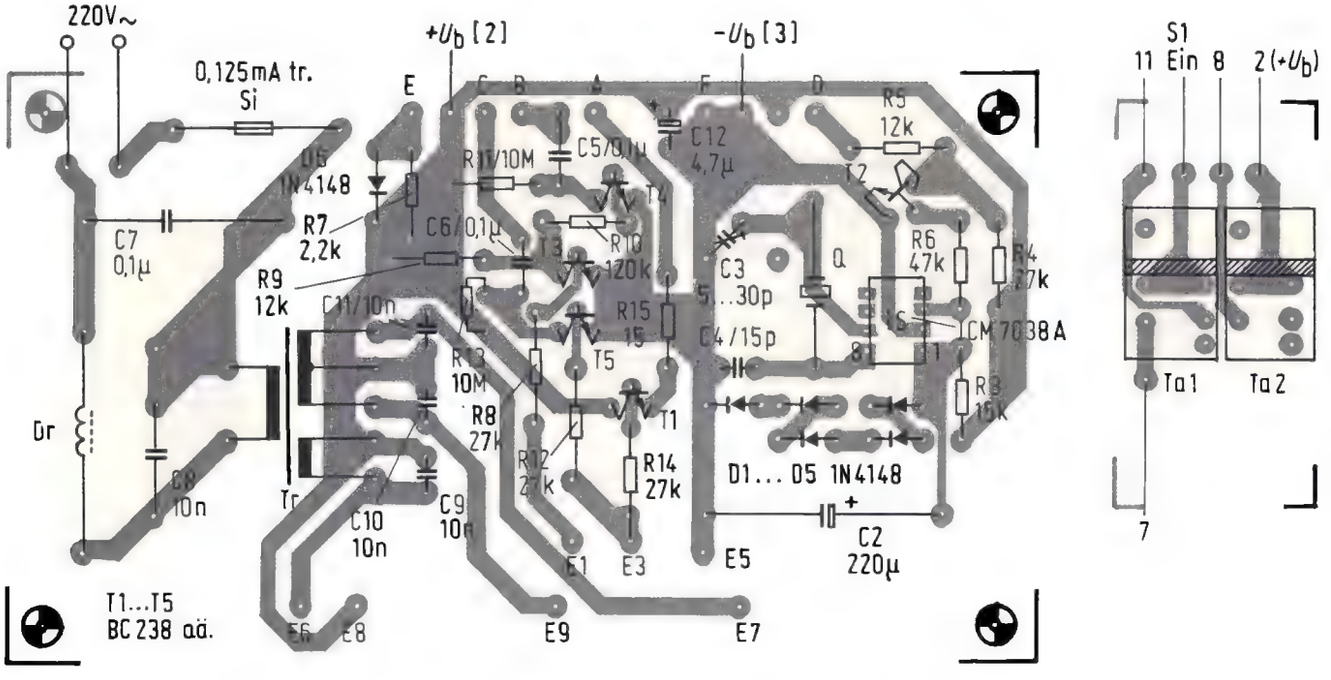


Bild 9. Bestückungsplan zu Bild 8. Die Drossel Dr dient zur Aussiebung von Störimpulsen aus dem Netz und besteht aus etwa 100 Wdg. dünnen Kupferlackdrahtes, der auf einen kleinen Ferritkern gewickelt wird; zur Not kann sie auch durch eine Drahtbrücke ersetzt werden

Reinhardt Schlie

Manche Leute haben eine verblüffende Fähigkeit, beim Aufhängen eines Bildes oder sonstiger Wandbehänge eine im Mauerwerk verlegte elektrische Leitung mit dem dazu erforderlichen Nagel zu treffen. Die nachstehende Bauanleitung soll helfen, diese Gefahr etwas zu reduzieren.

Induktives Leitungssuchgerät

Das einfachste Verfahren, den Verlauf einer wechselstrom-führenden Leitung zu untersuchen, besteht darin, mit einer kleinen Induktionsspule das Magnetfeld der Leitung „anzupeilen", indem man die induzierte Spannung einem kleinen Verstärker und schließlich einem Ohrhörer oder Lautsprecher zuführt. Will man aber den Verlauf einer bestimmten Leitung neben anderen verfolgen, so fällt eine Unterscheidung der einzelnen Aderpaare oft schwer.

Hier ist es dann zweckmäßig, auf diese (vom übrigen Netz natürlich abgeklemmte und am anderen Ende kurzgeschlossene oder wenigstens belastete) Leitung ein spezielles Prüfsignal zu geben. Versuche des Verfassers zeigten, daß sich ein pro Sekunde 2...3mal unterbrochener Ton besser als ein Dauerton eignet, da er aus einem hohen Störpegel gut herauszuhören ist.

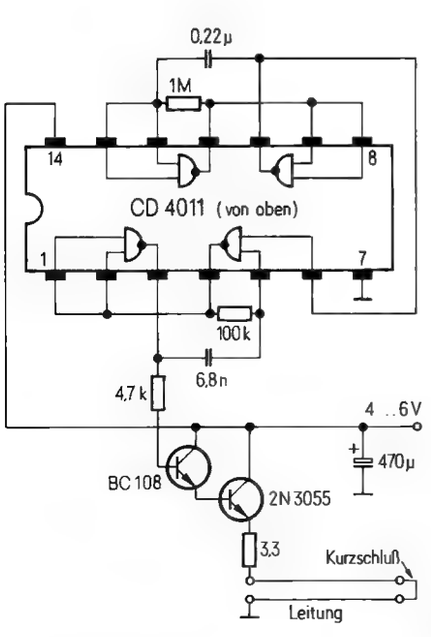
Ursprünglich diente als Signalgeber ein Sperrschwinger, also eine induktiv stark rückgekoppelte Schwingschaltung, an deren Koppelkondensator sich bei geeigneter Bemessung eine Gegenspannung aufbaut, die den erzeugten Ton periodisch unterbricht. Da solche Schaltungen aber etwas schlecht reproduzierbar sind, wurde eine Version mit CMOS-Schaltungen entwickelt.

Mit nur einer IS, die vier NAND-Gatter enthält, lassen sich zwei astabile Multivibratoren aufbauen, durch die wesentlich einfacher das gleiche Ziel erreicht wird. Der erste steuert als Taktgeber mit etwa 2 Hz den eigentlichen Tongenerator, der aus dem mit etwa 800 Hz schwingenden zweiten Multivibrator besteht. Eine nachgeschaltete Darlington-Stufe sorgt für die erforderliche Leistung, um im „Meßobjekt" ein genügend starkes Magnetfeld aufbauen zu können. *Bild 1* zeigt die Schaltung des Senders.

Die CMOS-Technik ermöglicht dabei wegen ihrer Hochohmigkeit – im Gegensatz zu TTL-IS – hohe frequenzbestimmende Widerstände und damit handlich kleine Kondensatoren. Außerdem ist keine stabilisierte Betriebsspannung erforderlich (CMOS-Schaltungen eignen sich für den Bereich 5...15 V); ein Test zeigte sogar, daß das Gerät des Verfassers auch bei 3,6 V noch funktionierte. Die Gefahr einer Beschädigung der IS läßt sich weitgehend vermeiden, wenn sie erst nach dem Aufbau der Schaltung mit Fassungen eingesetzt werden (vergl. FUNKSCHAU 1977, Heft 10, „Über den Umgang mit MOS-Bauelementen").

Wegen der recht einfachen Schaltung wurde auf die Auflösung einer Platine verzichtet. Für den Aufbau eignet sich jede Lochrasterplatte, zur Verdrahtung kann Kupferlackdraht verwendet werden.

Um eine Überlastung des Darlingtons zu verhindern, ist es ratsam, einen Schutzwiderstand von einigen Ohm in Reihe mit der Leitung zu schalten; es eignet sich auch eine Taschenlampen- oder Fahrradscheinwerferbirne.



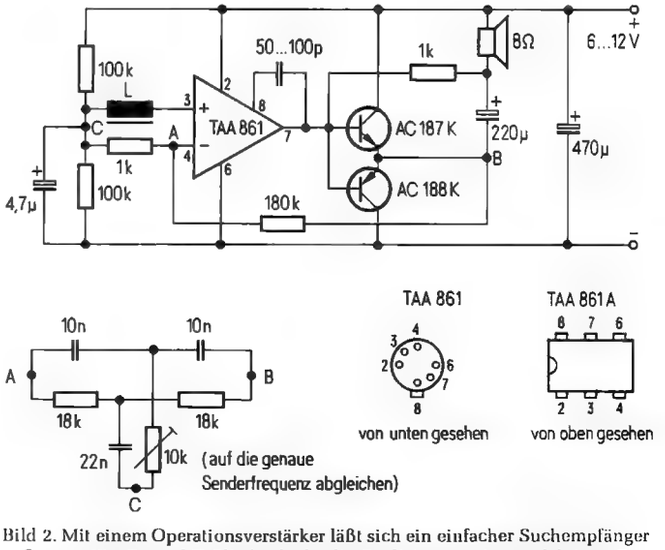


Bild 2. Mit einem Operationsverstärker läßt sich ein einfacher Suchempfänger aufbauen. Ein Doppel-T-Glied erlaubt die Realisierung eines selektiven Frequenzganges

◀ Bild 1. Schaltung des Signalgebers. Statt dem 3,3-Ω-Widerstand eignet sich auch eine kleine Taschenlampen- oder Fahrradscheinwerferbirne

Die Empfänger-Induktionsspule sollte etwa 1000 Windungen haben; man kann recht gut eine „Sprechspule" aus einem alten Telefon oder einen Nf-Übertrager verwenden, dessen magnetischer Kreis durch Abnehmen eines Schenkels geöffnet wurde. Zur Not eignet sich auch die Magnetspule eines Relais; wegen der Wirbelstromverluste im Eisenkern ist das allerdings nicht unbedingt optimal; besser ist schon ein sogenannter Telefon-Adapter.

Bild 2 zeigt schließlich eine einfache Schaltung, um den empfangenen Ton mit einem Lautsprecher hörbar zu machen. Ist der Störpegel sehr hoch, so kann man den 180-kΩ-Widerstand in der Gegenkopplungsleitung des Operationsverstärkers durch ein selektives Netzwerk ergänzen (*Bild 2*). Mit dem 10-kΩ-Trimmpoti läßt sich die Resonanz genau auf die Senderfrequenz abgleichen. Das Entfernen des 180-kΩ-Widerstandes ist dabei nicht sinnvoll, weil sonst Schwingneigungen auftreten können. Eine weitere Methode zur Erhöhung der Selektivität ist, die Induktionsspule durch einen Kondensator zum Schwingkreis zu ergänzen, was aber einiges Probieren verlangt.

Die Erfahrung bei der Anwendung der Sucheinrichtung zeigt, daß sogar eng verdrillte Telefonleitungen noch ein genügend starkes Streufeld ergeben, wenn auch Stegleitungen oder in Rohren verlegte Einzeldrähte noch leichter geortet werden können. Auf jeden Fall ist es besser, sich mit dem relativ schwachen Streufeld einer „bifilaren" Doppelleitung zu begnügen, als die gesuchte Leitung durch eine getrennte Rückführung zu ergänzen. Das resultierende Wechselfeld wäre dann so weiträumig, daß eine genaue Ortung schwierig wird. Am Rande sei noch erwähnt, daß es mit dem beschriebenen Gerät auch möglich ist, Kurzschlußstellen in Kabeln zentimetergenau zu finden.

Herrmann Schreiber

Rundfunkmusik ist als Geräuschkulisse nur angenehm, wenn sie nicht durch Ansagen, Meldungen oder Werbesprüche unterbrochen wird. Der Wunsch nach einer automatischen Sprachsperre ist deshalb wohl ebenso alt wie die Rundfunktechnik überhaupt, und man kennt schon seit langem Kritierien, mit denen sich Sprache und Musik durch Analyse der Hüllkurven mit einiger Sicherheit unterscheiden lassen.

Elektronische Sprachsperre

Zwei dieser Kriterien, die Pausen- und die Rauheitsmethode, werden in den nachfolgend beschriebenen Schaltungen angewandt. Die Kombination beider Methoden führt zu einem etwas komplexen Aufbau, aber hoher Schaltsicherheit. Abgleich und Einstellung auf den jeweiligen Signalpegel sind einfach, da hierfür Leuchtdiodenanzeigen vorgesehen wurden. Bei reiner Sprache gewährt das Gerät eine Sperrsicherheit von 99 %, und auf leise Hintergrundmusik gesprochene Ansagen werden zu etwa 90 % richtig erkannt. Fehlschaltungen können bei Sprechgesang und pausenreichen Musikdarbietungen entstehen; bei normaler Unterhaltungsmusik treten sie jedoch nur in etwa 2 % der Zeit auf.

Das Umschalten erfolgt durch langsames Auf- und Abblenden. Alle Schaltungen wurden für eine Betriebsspannung von 9 V ausgelegt, damit sie auch in vorhandene Empfänger eingebaut werden können. Eine Umschaltung auf Sperrung von Musikdarbietungen ist möglich. Bei Betrieb als Sprachsperre kann ein Austastkreis angefügt werden, der es gestattet, die Wiedergabe eines nicht erwünschten Musikstückes abzuschalten. Das Gerät schaltet sich dann selbsttätig nach der nächstfolgenden Pause wieder ein.

Unterscheidungskriterien

Die technisch einfachste Methode zur Unterscheidung von Sprache und Musik beruht auf der Häufigkeit der auftretenden Pausen. Bei Musik treten solche Pausen nur selten auf, bei Sprache jedoch nach jedem Wort. Eine Auswertung ist mit einer Schwellwertschaltung möglich, mit der die Hüllkurve des Nf-Signals auf Pausen untersucht wird. Bei Beginn oder Ende jeder Pause wird ein kurzer Impuls erzeugt. Nach Integration dieser Impulse erhält man eine Gleichspannung, deren Wert mit der Pausenhäufigkeit steigt und mit der man das Abschalten der Darbietung steuern kann.

Musik erkennt dieses System nur richtig, wenn die Schaltschwelle des Pausendetektors unter den Pegel von Pianissimo-Darbietungen gelegt wird. Sprache wird nur dann als solche erkannt, wenn der Pegel der Grundgeräusche entsprechend niedrig liegt. Bei Reportagen im Straßenlärm oder auf Sportplätzen, Musikbegleitung von Ansagen, Störungen oder Rauschen kann diese Methode versagen.

Die Rauheitsmethode beruht auf Nachhallvorgängen, die teils in Musikinstrumenten (ausklingende Saiten, Resonanzboden), teils im Raum (Konzertsaal) entstehen und damit bedeutend ausgeprägter sind als bei direkt vor dem Mikrofon gesprochenen Ansagen. Da diese Ausklingvorgänge exponentiell verlaufen, müssen sie bei der technischen Anwendung dieser Methode zunächst durch eine etwa logarithmische Verstärkung der Hüllkurve linearisiert werden. Dann müssen Ein- und Ausschwingvorgänge differenziert werden und die letzten werden so verarbeitet, daß bei Überschreiten einer gewissen Abfallgeschwindigkeit ein Impuls entsteht. Durch Integration der so erhaltenen Impulse erhält man wieder eine Gleichspannung, die mit der „Rauheit" der Darbietung ansteigt und mit der man die Abschaltung steuern kann.

Die Rauheitsmethode mag zweifelhaft erscheinen, denn man beobachtet

häufig, daß manche Künstler viel näher vor dem Mikrofon singen als andere davor sprechen. Auch wenig nachhallende Instrumente wie Flöte, Oboe und Mundharmonika werden oft nahe am Mikrofon gespielt, und bei elektronischer Musik benötigt man weder Mikrofon noch Nachhall.

Anwendbar wird die Rauheitsmethode jedoch, wenn man berücksichtigt, daß die genannten „musikalischen Rauheiten" in der Regel zusammen mit einem recht starken Grundgeräusch auftreten. Es genügt also, bei der Rauheitsuntersuchung das Nf-Signal soweit zu begrenzen, daß Rauheiten nur unter einem gewissen Signalpegel erkannt werden können.

Da Rauheiten die Abschaltung nur auslösen, wenn sie mit einiger Häufigkeit auftreten, versagt die Methode bei pausenreichem Sprechen ebenso wie bei starkem Nachhall. Hier kann die zusätzliche Anwendung der Pausenmethode weiterhelfen. Bei solch einer kombinierten Anwendung kann man die Schaltschwelle des Pausendetektors niedriger legen und somit das Abschalten bei sehr leiser Musik weitgehend vermeiden. Das richtige Einstellen der Pausen- und Rauheitsempfindlichkeit wird erleichtert, wenn die entsprechenden Schaltzustände durch Leuchtdioden angezeigt werden.

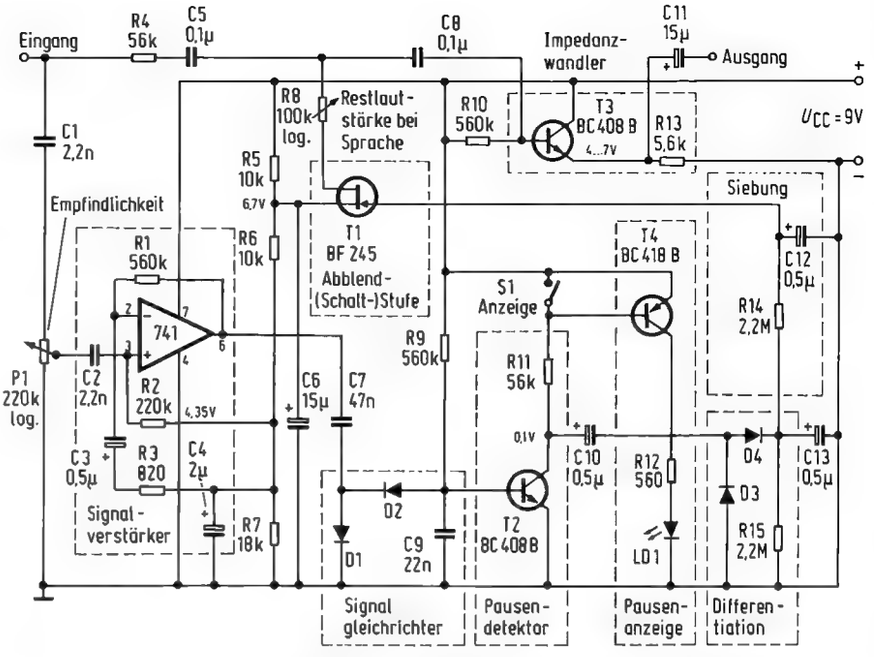


Bild 1. Schaltung einer Sprachsperre nach der Pausenmethode. Die eingezeichneten Spannungswerte gelten bei offenem Eingang

Schaltung mit Pausenmethode

Die beschriebenen Sprachsperren wurden so aufgebaut, daß man sie zwischen den Demodulatorausgang (Tonbandanschluß) eines normalen Rundfunkgerätes und den Eingang eines handelsüblichen Verstärkers legen kann. Da diese Demodulatorausgänge oft nur Spitzenspannungen von einigen 100 mV liefern und bei Musik mit einer Dynamik von bis zu 40 dB zu rechnen ist, muß eine Verstärkerreserve von etwa 50 dB vorgesehen werden, da sonst bei sehr leiser Musik die Signalspannung noch unter der Schwellenspannung der im Hüllkurvengleichrichter verwendeten Dioden liegen würden.

Bild 1 zeigt, daß für diese Vorverstärkung ein Operationsverstärker verwendet wird. Seine untere Grenzfrequenz wurde durch geeignete Wahl von C1, C2 und C3 auf einige 100 Hz gelegt, während die im Operationsverstärker vorhandene Frequenzkompensation einen Verstärkungsabfall ab etwa 3 kHz bedingt. Diese Bandbreitenbegrenzung verbessert die Pausenwahrnehmung bei Störungen durch sehr tiefe (Netzbrumm) und sehr hohe Töne (Überlagerungspfeifen). Im Normalbetrieb erscheint das Ausgangssignal des Operationsverstärkers stark durch Übersteuerung verzerrt. Da nur die Pausen festgestellt werden sollen, sind diese Verzerrungen unerheblich.

Der Signalgleichrichter D 1/D 2 erzeugt an C 9 eine negative Spannung, die T 2 sperrt. Nur bei einer Signalpause kann die über R 9 angelegte Vorspannung wirksam werden und T 2 durchschalten. Auch T 4 erhält dann Basisstrom über R 11 und die Pausenanzeige LD 1 leuchtet auf, wenn sie nicht, zur Stromersparnis, mit S 1 abgeschaltet wird. Die am Ende der Pause an R 11 entstehende Spannungsänderung wird nach Differentiation und Gleichrichtung (C 10, D 3, D 4) in einen Impuls verwandelt, den C 13 speichert. Wenn zunächst keine weitere Pause auftritt, kann sich C 13 wieder über R 15 entladen. Bei dichter Aufeinanderfolge von Pausenimpulsen kann sich C 13 dagegen weiter aufladen.

Nach einer Schaltgeräusche vermeidenden Siebung durch C 12, R 14, gelangt die Schaltspannung an das Gate von T 1. Über den Teiler R 5, R 6, R 7 erhält T 1 eine Source-Vorspannung, bei der er nur leitend werden kann, wenn die Gatespannung etwa +5 V gegen Masse erreicht. Die Eingangswechselspannung liegt über R 4, C 5 und R 8 am Drain von T 1. Bei Einstellung auf R 8 = 0 wird die Sprachdämpfung am größten, denn dann bildet nur noch der Innenwiderstand (Sättigungswiderstand) von T 1 einen Spannungsteiler mit R 4. Solange T 1 gesperrt bleibt, ist dieser Innenwiderstand praktisch unendlich,

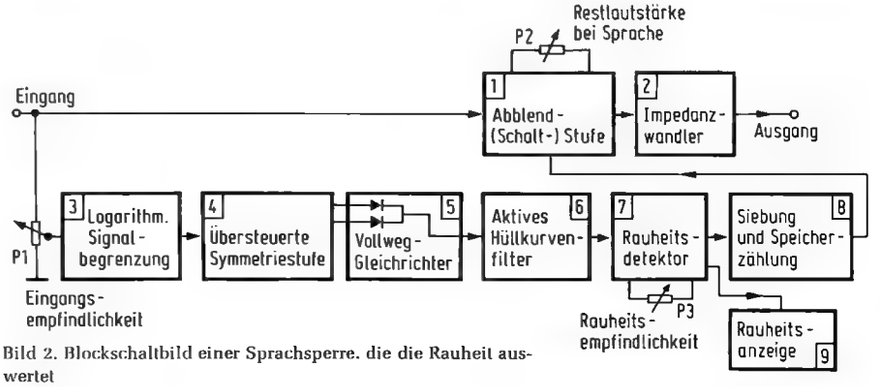


Bild 2. Blockschaltbild einer Sprachsperre. die die Rauheit auswertet

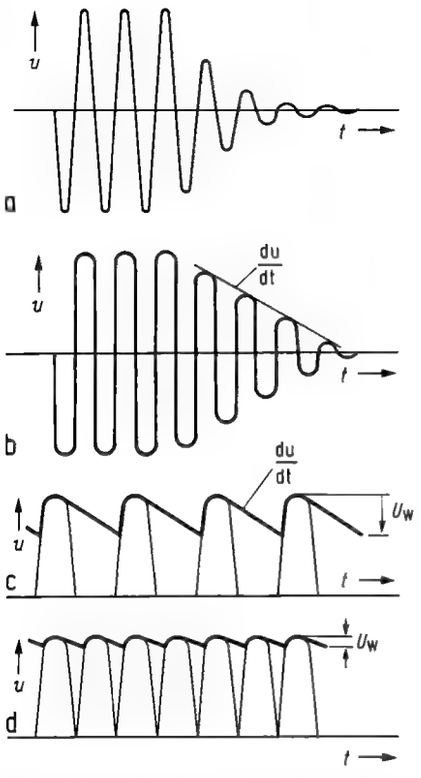


Bild 3. Bei der Rauheitsmethode müssen die Zeitkonstanten der Siebglieder genau dimensioniert werden, da sonst bereits die Restwelligkeit als Rauheit gewertet wird

und das Nf-Signal gelangt ohne nennenswerte Dämpfung über C 5 und C 8 an die Basis des Impedanzwandlers T 3 und von dessen Emitter an den Ausgang. Bei häufigem Auftreten von Pausen steigt die Gatespannung von T 1 langsam an (Siebung durch C 12), der Innenwiderstand von T 1 verringert sich ebenso langsam bis auf etwa 100 Ω und das Nf-Signal wird bis auf etwa –50 dB gedämpft. Eine geringere Dämpfung (leises Mithören von Sprache) ist möglich, wenn R 8 entsprechend eingestellt wird. Erstaunlich mag erscheinen, daß keinerlei Gleichspannung an T 1 anliegt: auf Grund der symmetrischen Struktur des Feldeffekttransistors ist aber ein Betrieb mit einer reinen Wechselspannung durchaus möglich. Verzerrungen können dabei entstehen, wenn mit zu hohen Amplituden gearbeitet wird. Der Spitzenwert der Eingangsspannung soll deshalb weniger als 1 V betragen.

Die Funktionsweise der Schaltung läßt sich leicht demonstrieren, wenn man einen an den Eingang gelegten Dauerton mit einem nachgeschalteten Verstärker hörbar macht und dann Pausen simuliert, indem man den Eingang des Signalgleichrichters kurzzeitig gegen Masse kurzschließt. Das wird das Aufleuchten der Pausenanzeige zur Folge haben; die Wiedergabe wird jedoch erst unterbrochen, wenn man den beschriebenen Kurzschluß zweimal rasch hintereinander vornimmt.

Die Empfindlichkeitseinstellung nimmt man über P 1 so vor, daß bei Sprache die Pausenanzeige häufig kurz aufleuchtet. Bei Musik prüft man dann nach, ob auch bei sehr leisen Stellen noch keine Pausen angezeigt werden, und stellt nötigenfalls P 1 entsprechend nach. Gut brauchbar ist die Schaltung nur bei UKW- oder Ortsempfang, denn bei verrauschtem Empfang werden die Pausen nicht mehr erkannt. Man kann dann zwar P 1 so nachstellen, daß die Pausenschwelle wieder über dem Rauschpegel liegt, wird dann aber bei leiser Musik Unterbrechungen feststellen müssen.

Anwendung der Rauheitsmethode

Das Funktionsprinzip sei zunächst an der Blockschaltung in *Bild 2* erläutert. Die Bausteine 1 und 2 sind mit den entsprechenden Stufen in Bild 1 identisch, wo R 8 die gleiche Funktion hat wie P 2 in Bild 2.

Die Aufbereitung des Rauheitssignals beginnt mit einer etwa logrithmisch verstärkenden Begrenzerstufe. Da in der Musik meist gleichzeitig mehrere, sich überdeckende Ausklingvorgänge festgestellt werden können, verlaufen sie auch nur ungefähr exponentiell, so daß ein genau logarithmischer Verstärker keinerlei Verbesserung bringt.

Die zur Feststellung der Ausklinggeschwindigkeit notwendige Signalbearbeitung veranschaulicht *Bild 3*. Ausgegangen wird von einem exponentiellen Ausklingen (Bild 3a), der durch logarithmische Begrenzung linearisiert wird (Bild 3b). Durch diese Begrenzung

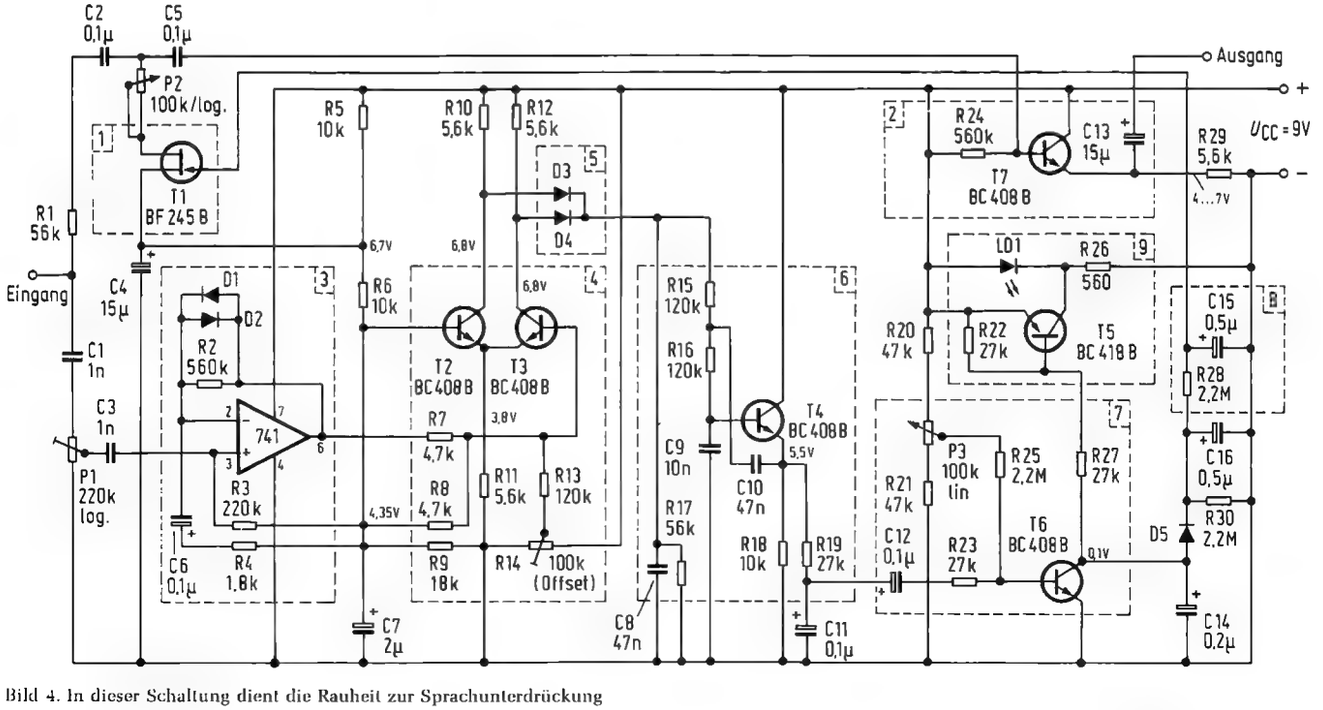


Bild 4. In dieser Schaltung dient die Rauheit zur Sprachunterdrückung

werden die Spitzen der Wellenzüge abgerundet und verbreitert. Zur Feststellung der Abfallgeschwindigkeit der Hüllkurve muß diese nun durch Signalgleichrichtung dargestellt werden. Das dieser Gleichrichtung folgende Glättungsfilter muß jedoch eine genügend kleine Zeitkonstante (du/dt) haben, damit seine Ausgangsspannung tatsächlich den Spitzen des Schwingungszuges folgt. Bei einer so geringen Glättungszeitkonstante würde aber eine Einweggleichrichtung (Bild 3c) zumindest bei tiefen Frequenzen eine Welligkeit U_W ergeben, die bereits bei einem Dauerton eine erhebliche Rauheit vortäuschen würde. Es ist also notwendig, mit Vollweggleichrichtung (Bild 3d) zu arbeiten. Man erhält dann eine Welligkeitsspannung viel geringerer Amplitude und doppelter Frequenz, die sich mit vertretbaren Mitteln ausfiltern läßt.

Bild 3 zeigt auch, daß es günstig ist, erst logarithmisch zu begrenzen und dann die Hüllkurve zu bilden. Bei umgekehrtem Vorgehen (Gleichrichtung des Wellenzuges in Bild 3a) wäre nämlich eine noch geringere Glättungszeitkonstante notwendig.

Die zur Vollweggleichrichtung notwendige Gegentaktspannung wird in einer Symmetrierstufe (Stufe 4, Bild 2) erzeugt, die so übersteuert wird, daß ab etwa 30 % des Maximalpegels Begrenzung auftritt. Damit können Rauheiten nur festgestellt werden; wenn sie bei entsprechend geringem Grundgeräusch auftreten. Mikrofonnahe Stimmen bei starker Musikbegleitung werden somit als „Musik" wahrgenommen, Ansagen auf leisem Musikhintergrund aber als „Sprache".

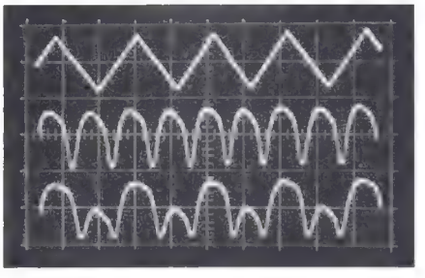


Bild 5. Ein am Eingang anliegendes Dreiecksignal wird zunächst begrenzt und schließlich einem Vollweggleichrichter zugeführt (Mitte). Arbeitet dieser wegen eines fehlerhaften Abgleichs nicht symmetrisch, so entsteht der im unteren Schirmdrittel gezeigte Verlauf

Dem Vollweggleichrichter in Bild 2 folgt ein aktives Filter zur Glättung der Hüllkurve. Im Rauheitsdetektor wird die Hüllkurvenspannung differenziert, wonach die negativen Spannungsänderungen durch Gleichrichtung und Verstärkung in Impulse umgewandelt werden, wenn die Ausklangdauer des Signals weniger als etwa 20 ms beträgt. Mit P 3 kann die Empfindlichkeit des Rauheitsdetektors in gewissen Grenzen eingestellt werden. Dies gestattet eine Optimierung der Trennung, oder auch gelegentliche Einstellung auf Hörbarmachung von auf leiser Musik gesprochenen Ansagen. Erleichtert werden derartige Einstellungen durch eine Leuchtdiode, die die Rauheitsimpulse anzeigt.

Weiterverarbeitet werden diese Impulse durch eine Integration, deren Wirkungsweise einer Speicherzählung gleichkommt, so daß die Abblendstufe wieder nur angesteuert wird, wenn Rauheiten mit einer ausreichenden Häufigkeit auftreten.

Schaltung mit Rauheitsmethode

In *Bild 4* sind die in Bild 2 erläuterten Schalteinheiten durch gestrichelte Umrandungen hervorgehoben. Zur logarithmischen Begrenzung dient ein Operationsverstärker, in dessen Gegenkopplungsleitung zwei antiparallele Dioden (D 1, D 2) gelegt wurden. Durch niedrige Werte der Koppel- und Entkoppelkondensatoren (C 1, C 3, C 6) wurden die tiefen Frequenzen so weit gedämpft, daß sie nicht zu einer fälschlichen Rauheitswahrnehmung führen können.

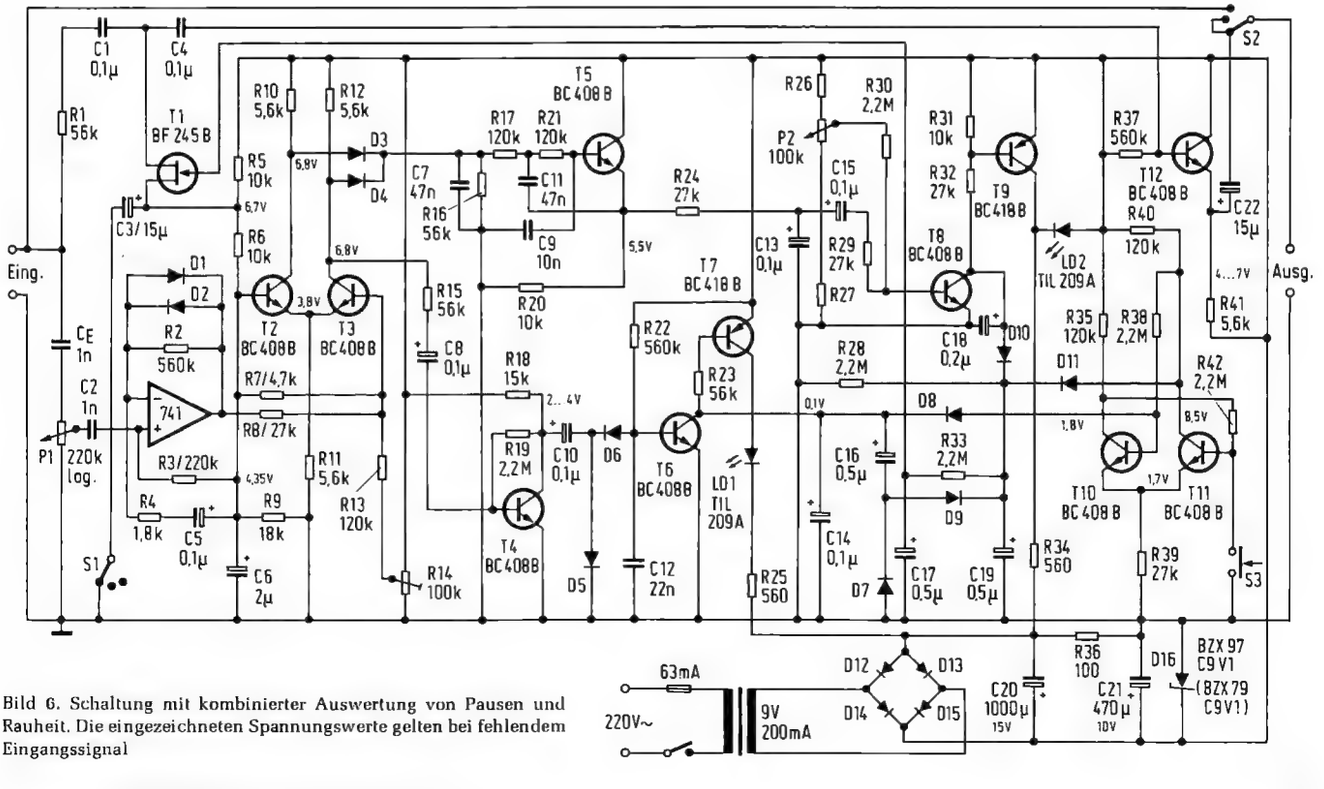


Bild 6. Schaltung mit kombinierter Auswertung von Pausen und Rauheit. Die eingezeichneten Spannungswerte gelten bei fehlendem Eingangssignal

Mit dem Teiler R 7, R 8 werden die Verstärkung und damit die Übersteuerungsgrenze des Gegentaktverstärkers T 2, T 3 bestimmt. Auf die Hüllkurvengleichrichtung (D 3, D 4) folgt das Aktivfilter, in dem sich die Verwendung eines einfachen Emitterfolgers als ausreichend erwies. Es arbeitet noch zufriedenstellend, wenn Bauelemente mit einer Toleranz von ± 10 % verwendet werden.

Der Rauheitsdetektor (T 6) wird über P 3 und R 25 so vorgespannt, daß er im Ruhezustand gesättigt bleibt. Wenn mit C 12 eine positive Hüllkurvenänderung übertragen wird, wird er nur noch etwas mehr gesättigt; seine Kollektorspannung bleibt also praktisch gleich null. Bei einer negativen Änderung (Ausklang) wird T 6 dagegen kurzzeitig gesperrt. Der dabei am Kollektor entstehende positive Impuls wird durch C 14 geglättet (Dämpfung von Schaltgeräuschen), lädt C 16 auf und wird dann, wie in Bild 1, zur Ansteuerung von T 1 weiterverarbeitet. Gleichzeitig steuert er LD 1 über T 5. Ein niederohmiger Ausgang für das Nf-Signal steht nach dem Emitterfolger T 7 zur Verfügung.

Der Abgleich ist schwieriger als bei der Schaltung nach der Pausenmethode, da P 1, P 3 und R 14 einzustellen sind. Benötigt wird ein Oszilloskop und ein Signalgenerator, am besten mit Dreieckausgang. Zur Vereinfachung des Abgleiches wird C 8 zunächst noch nicht eingelötet. Nach Anlegen einer Dreiecks- oder Sinusspannung (etwa 2 kHz, 1 V_{eff}) an den Eingang kann man zunächst beim Durchdrehen von P 1 am Ausgang des Operationsverstärkers die logarithmische Signalbegrenzung überprüfen. Durch Vergleich dieses Signals mit dem am Kollektor von T 2 kann man dann P 1 so einstellen, daß die Symmetrierstufe noch nicht übersteuert wird.

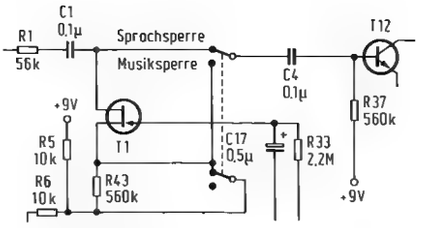


Bild 7. Zusätzliche Umschaltung zur wahlweisen Unterdrückung von Musik oder Sprache

Den Abgleich von R 14 illustriert das Oszillogramm in *Bild 5*. Oben ist die an den Eingang gelegte Deieckschwingung dargestellt, darunter die bei richtiger Einstellung von R 14 erhaltene Spannungsform am Ausgang des Vollweggleichrichters (Katoden D 3, D 4, ohne C 8). Normalerweise erhält man bei Vollweggleichrichtung eines Dreiecksignals ein neues Dreiecksignal doppelter Frequenz. Bild 5 zeigt zwar eine Frequenzverdoppelung, aber die Dreiecksform hat unter der logarithmischen Begrenzung stark gelitten. Im unteren Teil von Bild 5 wurde durch Doppelbelichtung der Fall eines unzureichenden Abgleichs von R 14 dargestellt. Die Spitzenspannung an den Kollektoren von T 2, T 3 haben dann leicht verschiedene Werte. An sich ist der Offsetabgleich mit R 14 auch nach Einsetzen von C 8 möglich, aber die dadurch gegebene Belastung erschwert das Feststellen der Aussteuergrenze der Symmetrierstufe.

Die Einstellung von P 1 und P 3 nimmt man am besten im praktischen Betrieb vor. Dazu arbeitet man zunächst mit reiner Sprache und gleicht die Potis so ab, daß LD 1 möglichst oft aufleuchtet, bei Pausen aber erloschen bleibt. Danach arbeitet man mit möglichst „rauher", gleichmäßig lauter Musik (mikrofonnaher Gesang mit lebhafter Begleitung). Beim langsamen Aufdrehen von P 1 wird man feststellen, daß LD 1 zunächst immer häufiger, dann aber wieder weniger (Begrenzung in der Symmetrierstufe) aufleuchtet. Man dreht P 1 so weit auf, daß die Wiedergabe nicht mehr unterbrochen wird. Wenn das nicht möglich ist, muß man P 2 entsprechend nachstellen. Nach weiteren Empfangsbeobachtungen kann man die Einstellung von P 1 und P 2 noch verfeinern. Bei Änderung des Eingangspegels (manche Empfänger liefern auf UKW und MW recht verschiedene Demodulatorspannungen) ist dann nur noch P 1 nachzustimmen.

Kombinierte Schaltung

Eine besonders hohe Unterscheidungssicherheit kann erhalten werden, wenn die Pausen- und die Rauheitsmethode kombiniert angewandt werden. Da Pausen genausogut in einem logarithmisch wie anderweitig begrenzten Signal festzustellen sind, wird das zu dieser Feststellung dienende Signal in *Bild 6* von Kollektor T 3 über R 15, C 8 zur Verstärkung an T 4 geführt und dann wie in Bild 1 weiterverarbeitet. Der Eingangsteil der Schaltung entspricht Bild 1, und die weitere Rauheitswahrnehmung erfolgt über T 5, T 8, T 9.

Gemeinsam für beide Unterscheidungswege sind die Endstufen T 12, die Abblendstufe T 1. sowie deren Ansteuerkreis. Die Pausen- und Rauheitsimpulse gelangen über D 9 bzw. D 10

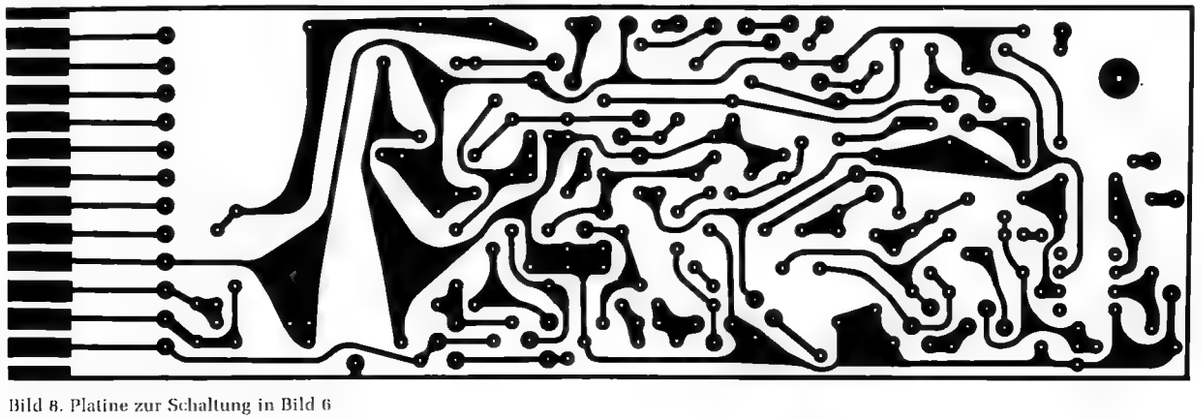


Bild 8. Platine zur Schaltung in Bild 6

Ing. (grad.)
Heinrich Siggemann

Die Digitalfunkfernsteuerung mit Pulslängenmodulation hat sich zum Standard entwickelt, da sie, was den Aufwand betrifft, wohl kaum Konkurrenz hat. Ein entscheidender Nachteil ist jedoch die Störanfälligkeit der Funkstrecke durch Fremdeinflüsse, ob diese nun durch die allgemeine Überlastung des Fernsteuerbandes bedingt sind oder durch die Störstrahlung (Motoren) im Modell selbst erzeugt werden.

PCM-Funkfernsteuerung für Flug- und Schiffsmodelle 1.Teil

Als Gegenmaßnahmen hat man die Senderausgangsleistung (zur Zeit über 1 W) immer weiter erhöht und das 35-MHz-Band zusätzlich exklusiv für den Modellflug freigegeben. Einen möglichen Weg aus dieser Sackgasse bietet ein PCM (Pulscodemodulation)-System, das im folgenden beschrieben werden soll. Allerdings sind zum Nachbau außer ausreichenden Meßmöglichkeiten (Trigger-Oszillograf, Frequenzzähler) auch einige Erfahrungen in der Digital- und Hf-Technik unbedingt erforderlich.

Die PCM benötigt nur ca. 10 % des Frequenzbandes herkömmlicher Anlagen, so daß ein frequenzmodulierter Hilfsträger verwendet werden kann. Die Störabstandsverbesserung durch die FM und die regenerierende Wirkung der PCM senken die Fehlerquote etwa um den Faktor 10.

Die Funktionsweise

Bei der Pulscodemodulation (PCM) werden die Stellungen der Steuerknüppel binär codiert, nacheinander (zeitmultiplex) zum Empfänger übertragen und hier wieder in ihre ursprüngliche Analogform zurückverwandelt. Die wichtigsten Schritte sind: Abtasten der Kanäle, Speichern, Quantisieren, Codieren, Modulieren, Senden, Empfangen, Demodulieren, Decodieren, Trennen der Kanäle, Speichern.

Ein PCM-Übertragungssystem ist in *Bild 1* dargestellt. Der Multiplexer tastet im festen Zyklus die Kanäle ab. Nach dem Abtasttheorem von Shannon muß eine Sinusschwingung mindestens zweimal pro Periode abgetastet werden, um sie auf der Empfangsseite wiedererkennen zu können. Wenn als höchste Steuergeschwindigkeit zwei Hinundher-Bewegungen des Steuerknüppels pro Sekunde angenommen werden, müßte viermal pro Sekunde abgetastet werden. Ein Zyklus wurde im Mustergerät auf 192 ms festgelegt.

Die analoge Information speichert ein Kondensator. Die Spannung an diesem Kondensator stellt die Information in pulsamplitudenmodulierter Form (PAM) dar. Ohne diesen Speicher können Bewegungen des Steuerknüppels während des Codierens zu Verstümmelungen führen, was die Fehlerquote heraufsetzen würde. Die Quantisierung und Codierung wird bei PCM-Anlagen in der Regel in einem Schritt durchgeführt, hier aber zum besseren Verständnis voneinander getrennt.

Da die Ungenauigkeit der Steuerknüppel, die Getriebeluft der Servos und die Lagerluft des Rudergestänges schon einen erheblichen mechanischen Fehler verursachen, ist es sinnvoll, bei der Quantisierung eine Toleranz etwa gleicher Größenordnung zuzulassen. In der hier beschriebenen Anlage wurde die Auflösung auf 32 Schritte begrenzt, was einer 5stelligen Binär-Zahl entspricht. Die Quantisierungskennlinie wurde linear gewählt.

Die Codierung erfolgt nach der Iterationsmethode mit Bezugsspannungen (Normalen), deren Größen sich wie $2^0 : 2^1 : 2^2 : 2^3 : 2^4$ verhalten. Nacheinander werden diese Normale, mit dem größten beginnend, mit dem zu codierenden Wert verglichen und, falls sie zusammen mit eventuellen Vorgängen größer als der zu codierende Wert sind, jeweils wieder zurückgestellt. Die verbleibenden Normale ergeben das Codezeichen. Das Codewort (*Bild 2*) für einen Kanal besteht hier aus 8 Schritten von jeweils 3 ms Länge. Es beginnt mit einem Synchronimpuls von 1,5 ms Dauer. Da er sich durch seine Länge von allen anderen Schritten unterscheidet, kann er vom Empfänger leicht gefunden werden. Um den Synchronimpuls aber erkennen zu können, muß er immer in der entgegengesetzten Polarität gesendet werden wie der vorhergehende Schritt. Da der Synchronimpuls durch seine Länge identifiziert wird, ist er auf dem Funkweg am meisten gefährdet, so daß besondere Vorkehrungen im Empfänger getroffen werden müssen.

Der zweite Schritt (1B...8B) kennzeichnet den Anfang eines Zyklus. 1B wird als „1" und 2B...8B als „0" gesendet. Die Schritte C...G beinhalten das Codezeichen für einen Proportionalkanal. Schritt C, also die höchste Wertigkeit in der 5stelligen Binärzahl, wird invertiert gesendet. Würden durch Störungen nur „0" oder „1" empfangen, wertet der Empfänger dies als „16" bzw. „15" aus, was in jedem Fall eine Neutralstellung der Servos bedeutet. Ein Flugmodell würde also nicht abstürzen, sondern einfach geradeaus fliegen. Der freie Schritt H und die Schritte C bis G können an Stelle eines Propkanals für Digitalkanäle genutzt werden.

Das PCM-Signal ist für die direkte Übertragung auf dem Funkweg wenig geeignet. Da die Bandbreite des Digitalsignals nur etwa 200 Hz beträgt, andererseits beim Empfänger aber etwa 3 kHz zur Verfügung stehen, bietet sich die Verwendung eines frequenzmodulierten Hilfsträgers an. Im Mustergerät wurde dafür eine Frequenz von 1,4 kHz für die „0" und von 2,6 kHz für die „1"

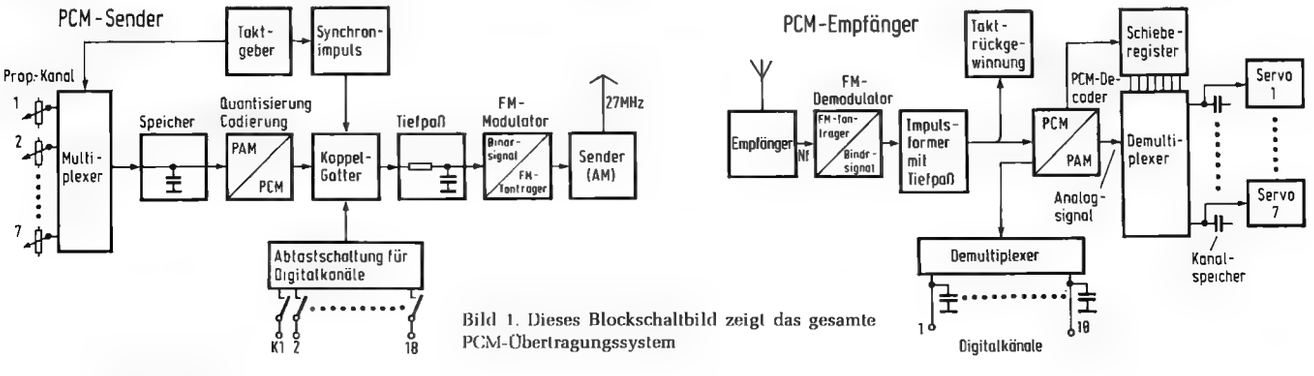
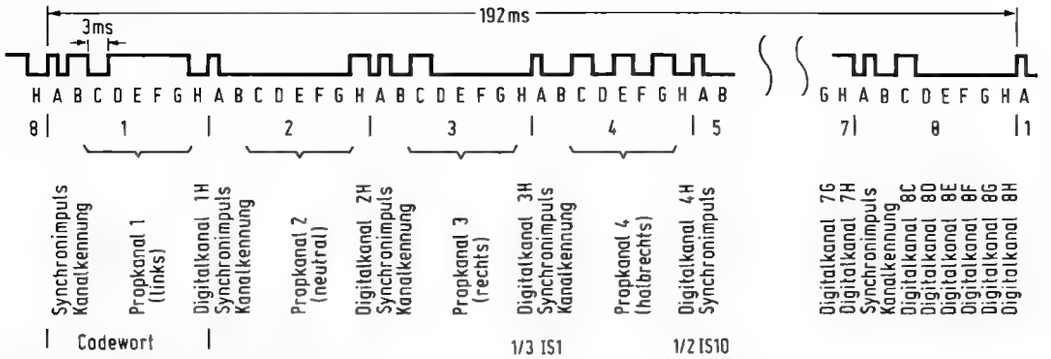


Bild 1. Dieses Blockschaltbild zeigt das gesamte PCM-Übertragungssystem



◄ Bild 2. Die Reihenfolge der übertragenen Bits ist in diesem Impulsdiagramm dargestellt

gewählt. Gegenüber AM ergibt sich dabei eine Verbesserung des Störabstands von etwa 10 dB. Eine PCM-Strecke arbeitet bei Binärübertragung mit 14 dB Geräuschabstand noch praktisch störungsfrei. Insgesamt reicht daher am Empfängerausgang ein Geräuschabstand von 14 dB – 10 dB = 4 dB aus. Dieser günstige Wert kann bei den heute verwendeten Digitalfunkfernsteuerungen mit Pulslängenmodulation bei weitem nicht erreicht werden. Sehr günstig ist in diesem Zusammenhang auch die Verwendung einer PLL-Schaltung.

Der Taktgenerator im Empfänger wird im Abstand von 8 Schritten durch den Synchronimpuls nachgeregelt. Es reicht aus, wenn jeder dritte Synchronimpuls richtig erkannt wird.

Die einzelnen Bits werden in ihrer Mitte abgetastet und in einem Schieberegister von Serien- in Parallelinformation umgewandelt. Zur Konvertierung in Analogwerte dient eine Widerstandsmatrix. Der Schritt B wird durch ein besonderes Schieberegister, das den Demultiplexer steuert, geschoben. Der Demultiplexer seinerseits schaltet das Analogsignal nacheinander zu den Kanalspeichern durch. Ähnlich werden die Bits der Digitalkanäle über einen

Technische Daten der PCM-Fernsteuerung

Abtastfrequenz: 5 Hz
Auflösung: $2^5 \triangleq 32$ Schritte
Übersprechen zwischen 2 benachbarten Kanälen: 50 dB
Quantisierungskennlinie: linear
Schrittgeschwindigkeit: 333 bit/s
Kanalzahl: 7 Proportionalkanäle, 13 Digitalkanäle oder
Kanalzahl: 6 Proportionalkanäle, 18 Digitalkanäle
Übertragungscode: FM-Tonträger 2000 Hz + 600 Hz
Minimaler Geräuschabstand am Empfängerausgang: 4 dB
Minimale Eingangsspannung am Decodereingang: 400 mV

Bezugsquelle

Alle Spezialteile, wie Kreuzknüppel, Sender- und Empfänger-Hf-Teile (Bausätze TX 1/72 und RX 129) können von der Firma Reuter-Elektronik, Artlenburger Str. 32...34, 2400 Lübeck 1, bezogen werden.

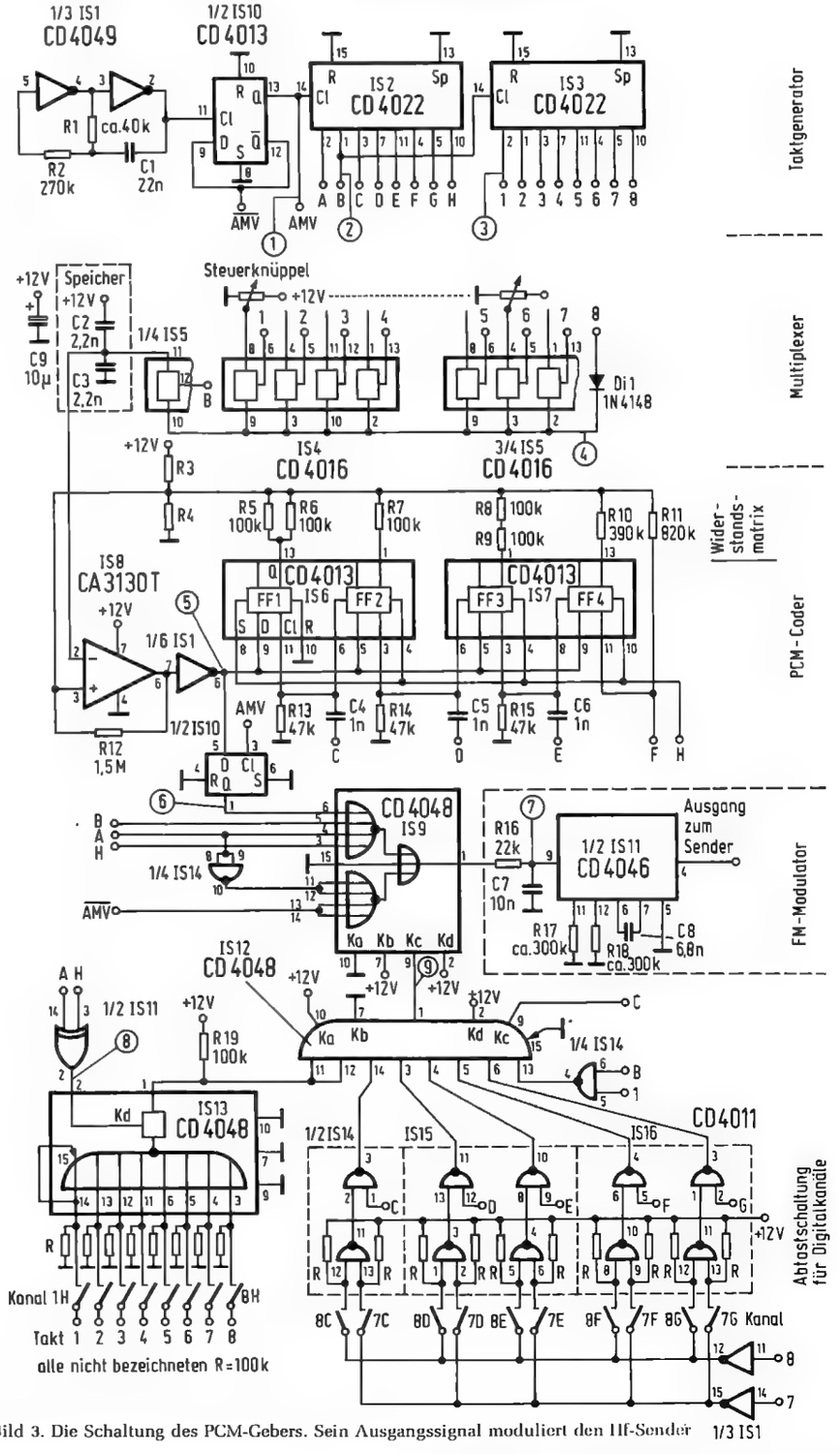


Bild 3. Die Schaltung des PCM-Gebers. Sein Ausgangssignal moduliert den Hf-Sender

Demultiplexer auf die entsprechenden Kondensator- und Flipflop-Speicher verteilt.

Ein Proportionalkanal läßt sich im Empfänger auch digital weiterverarbeiten. Dies hat dann Vorteile, wenn das Proportionalsignal auch Schaltkriterien enthält. Im Binärsignal stecken in codierter Form z. B. Befehle für das Umpolen von Vorwärts- auf Rückwärtsfahrt und das Überbrücken des Leistungsteils in einem Fahrtregler bei Vollgas mit einem Relais. Sie lassen sich in einfacher Weise mit einem Gatter aus dem PCM-Signal ableiten.

Die Schaltung

Die Digitalteile in Sender und Empfänger sind mit CMOS-IS aufgebaut. Diese Technologie reduziert die Leistungsaufnahme auf ein Minimum und stellt keine besonderen Anforderungen an die Stabilität der Versorgungsspannung. Die Fernsteueranlage kann mit 7 Proportional- und 13 Digitalkanälen oder 6 Proportional- und 18 Digitalkanälen betrieben werden.

Der Sender (Digitalteil)

Bild 3 zeigt die Schaltung des PCM-Gebers. Der astabile Multivibrator (IS 1) im Taktgenerator ist trotz seiner Einfachheit sehr frequenzstabil. Um eine genau symmetrische Rechteckkurve zu bekommen, wird die Frequenz von 666 Hz mit einem Flip-Flop (IS 10) auf 333 Hz geteilt.

IS 2, ein Zähler mit 8 decodierten Ausgängen, erzeugt die Steuerimpulse für den PCM-Coder, für die Abtastschaltung der digitalen Kanäle und über IS 3 auch für den Multiplexer. Dieser besteht aus 7 CMOS-Analogschaltern, die die Potentiometer der Steuerknüppel nacheinander abtasten. Dies geschieht hochohmig, so daß Übergangswiderstände zwischen Widerstandsbahn und Schleifer keine Rolle spielen.

Die Spannungswerte der Kanäle werden durch einen weiteren Schalter während des Taktes „B" in C2 und C3 eingespeichert. Die Aufteilung auf zwei Kondensatoren verhindert fehlerhafte Codierungen durch Schwankungen der Versorgungsspannung. Bleibt ein Kanaleingang offen, so ändert sich die Ladung auf C2 und C3 nicht. Der vorhergehende Kanal wird also wiederholt, so daß im Empfänger zwei Servos an einem Kanal betrieben werden können.

Sollen statt eines Proportionalkanals 5 Digitalkanäle übertragen werden, muß man den entsprechenden Eingang an Plus legen. Die 8. Kanalgruppe wird durch die Diode Di 1 während des Taktes „8" mit Plus verbunden, da diese Gruppe nur digital genutzt wird. In der Ausgangslage sind im PCM-Coder das Flip-Flop 1 auf „1" und die Flip-Flops 2...4 auf „0" gesetzt. Die Spannung der Widerstandsmatrix wird im Operationsverstärker IS 8, der durch R 12 als Schmitt-Trigger arbeitet, mit der gespeicherten Spannung von C2/C3 verglichen. War die Matrixspannung zu hoch, wird FF1 durch den Takt „C" auf „0" zurückgesetzt, war sie zu niedrig, wird es auf „1" belassen.

Am Ausgang des Operationsverstärkers erhalten wir das Signal also schon in binär codierter Form. Da aber seine Ausgangsspannung auch während eines Taktes von einem Zustand in den anderen springen kann, wird das Signal erst am Ende eines jeden Schrittes in ein zusätzliches Flip-Flop (IS 10) gespeichert.

Der Spannungshub der Steuerknüppel muß jetzt noch dem der Widerstandsmatrix angepaßt werden. Dazu dienen R 3 und R 4.

Das Impulsdiagramm in Bild 2 zeigt das PCM-Signal am Ausgang von IS 9. Das obere Nor-Gatter wird während der Takte „A", „B" und „H" gesperrt. Ein Nor-Gatter erzeugt während des Taktes „A" den 1,5 ms dauernden Synchronimpuls. Schritt C des PCM-Signals muß immer invertiert gesendet werden. Takt „C" geht zu diesem Zweck auf den Programmiereingang von IS 12. Dadurch wird für diese Zeit aus dem UND-Gatter ein NAND-Gatter. Ebenso wird IS 9 umprogrammiert und damit Schritt C invertiert.

Statt der 5 Bit eines Proportionalkanals kann man jeweils 5 digitale Kanäle übertragen. Die 7. Kanalgruppe kann wahlweise proportional oder digital, die 8. Kanalgruppe nur digital genutzt werden. Den nicht verwendeten Proportionalkanal verbindet man dazu am Eingang des Multiplexers mit Plus. Am Ausgang von IS 9 erscheint ein betätigter Digitalkanal als „1".

Mit dem PCM-Signal wird der Tonhilfsträger frequenzmoduliert. Die Bandbegrenzung durch R16/C7 verhindert, daß die PLL-Schaltung im Empfänger ausrastet. Als FM-Modula-

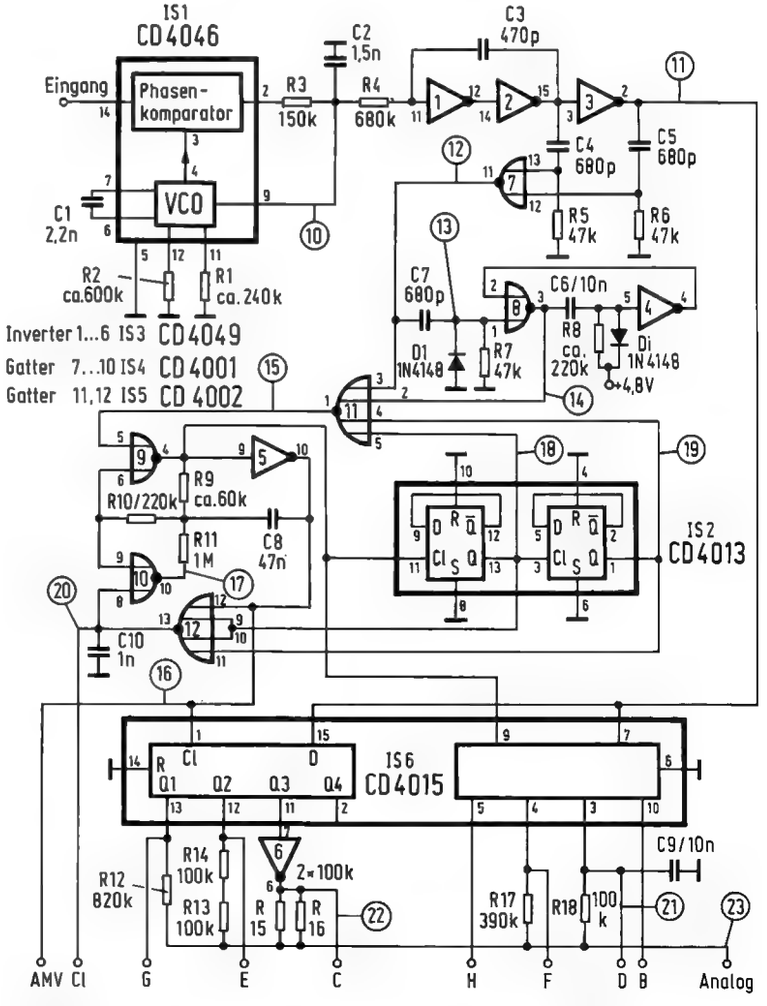


Bild 4. Auch der PCM-Decoder ist ausschließlich mit CMOS-IS aufgebaut

tor wird der spannungsgesteuerte Oszillator einer PLL-Schaltung (IS 11) verwendet. Die Ausgangsfrequenz wird durch das Binärsignal zwischen 1,4 kHz und 2,6 kHz umgetastet.

Die Hf-Baugruppe in Sender und Empfänger

Als Sender wurde ein fertiges Modul verwendet, das die Firma Reuter liefert. Es enthält einen zweistufigen, quarzgesteuerten 27 MHz-Sender mit AM-Modulationsverstärker. Von der gleichen Firma ist auch ein geeigneter Superhet-Empfänger lieferbar.

Der PCM-Decoder

Die Schaltung des PCM-Decoders zeigt *Bild 4*. Zur Demodulation des frequenzmodulierten Hilfsträgers im Empfänger wird eine PLL-Schaltung (IS 1) benutzt. Ein solches System besteht aus einem Phasenkomparator, einem Tiefpaß (R3/C2) und einem spannungsgesteuerten Oszillator (VCO), die zusammen eine Regelschleife bilden. Der VCO wird gezwungen, auf die Frequenz des Eingangssignals einzurasten. Die Regelspannung stellt das PCM-Signal in Binärform dar. Der nachfolgende Impulsformer soll die Flanken versteilern.

Die Flanken werden differenziert und erscheinen am Ausgang von Gatter 7 als kurze negative Impulse. Diese werden nochmals durch C7 und R7 differenziert. Mit der positiven Flanke wird das Monoflop aus den Gattern 4 und 8 getriggert. Da die Rückkippzeit dieses Monoflops 2,2 ms beträgt, erscheinen am Ausgang von Gatter 11 nur die Impulse, bei denen der Abstand zum Vorgänger weniger als 2,2 ms betrug. Dadurch kann der Synchronimpuls aus dem eintreffenden Signal selektiert werden. Der Synchronimpuls kann aber nur durchkommen, wenn er zur richtigen Zeit eintrifft, da das Gatter 11 während der übrigen Zeit durch die beiden zusätzlichen Eingänge gesperrt wird. Ein durch Störungen vorgetäuschter Synchronimpuls wird daher unterdrückt.

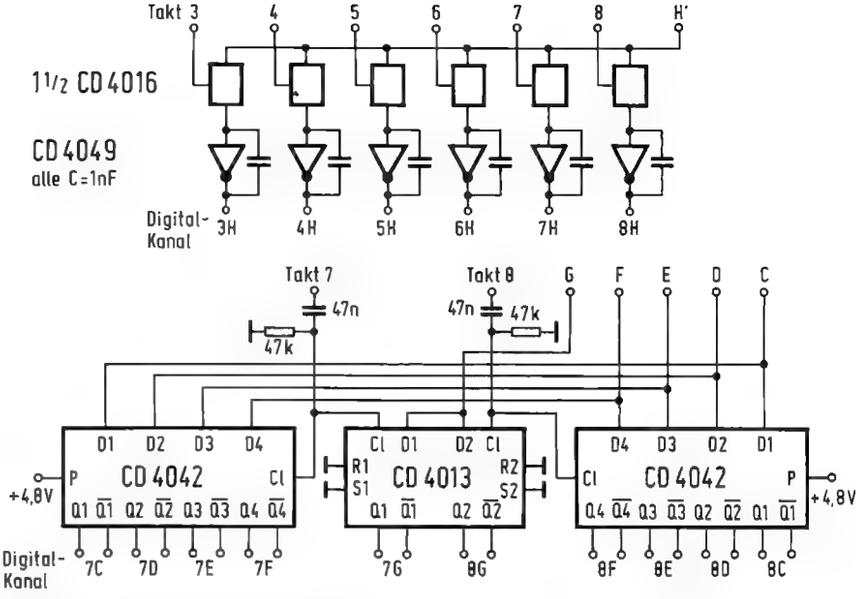


Bild 6. Diese Schaltung dient zur Zwischenspeicherung während der Dauer eines Zyklus, bis das nächste Analogsignal für den jeweiligen Kanal eintrifft

Der astabile Multivibrator aus den Gattern 5 und 9 schwingt auf 167 Hz (6 ms Periodenlänge). Im nicht synchronisierten Zustand wird der Schritt „H" von 3 auf 3,5 ms verlängert. Bei Synchronisation wird dieser Schritt durch Gatter 11 auf 3 ms verkürzt und damit der Gleichlauf mit dem Sender erreicht. Würde jeder zweite Synchronimpuls ausfallen, erfolgte die Abtastung der einzelnen Bits des PCM-Signals nicht in der Mitte, sondern 0,5 ms später. Da die Länge eines Bits aber 3 ms beträgt, ist die richtige Erkennung noch gewährleistet. Das System ist also gegen einen gewissen Prozentsatz vorgetäuschter und fehlender Synchronimpulse geschützt.

Das PCM-Signal wird durch ein 2 x 4stufiges Schieberegister (IS 6) von Serien- in Parallelform umgewandelt. Die Schritte B bis H stehen während des Taktes „H" an den entsprechend bezeichneten Ausgängen zur Verfügung. Da Schritt C im Sender invertiert wurde, muß er hier ebenfalls invertiert werden. Die Widerstandsmatrix (R12...R18) wandelt den Binärcode in Analogwerte um.

Der Demultiplexer

Bild 5 zeigt die Demultiplexer-Schaltung. Der Schritt B wird in der ersten

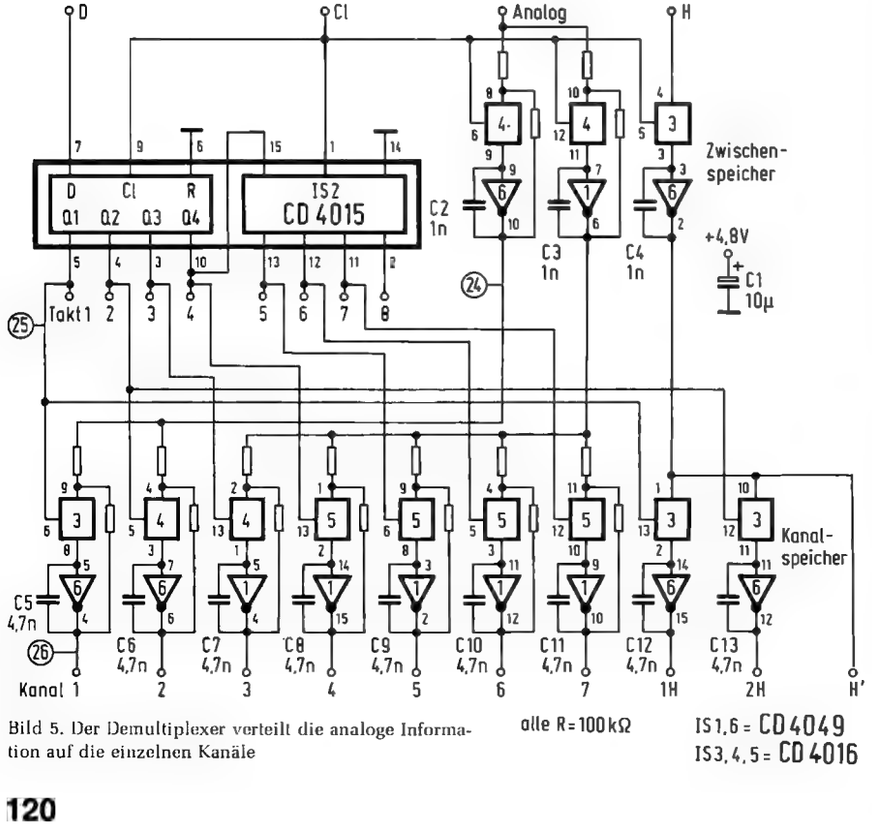


Bild 5. Der Demultiplexer verteilt die analoge Information auf die einzelnen Kanäle

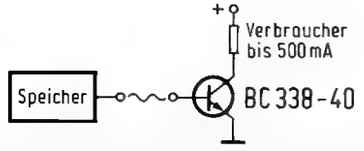


Bild 7. So einfach kann ein Verbraucher angeschlossen werden, den man nur ein- und ausschalten will

Kanalgruppe als „1" gesendet. Man kann ihn also durch ein Schieberegister (IS 2) schieben und mit dessen Parallelausgängen den Demultiplexer schalten. Der Serieneingang des Schieberegisters wird mit dem Ausgang D des Decoders verbunden. Die Analogwerte werden in Zwischenspeichern, bestehend aus Inverter, Kondensator und Schalter gespeichert. Von diesen Zwischenspeichern aus werden die Analogwerte gleichzeitig in Kanalspeicher, die vom Schieberegister gesteuert werden, eingeschrieben.

Die digitalen Kanäle 1 H...8 H werden ebenfalls zunächst in einem Zwischenspeicher aufgefangen und dann zu den Kanalspeichern übertragen. In der Schaltung sind nur 2 Kanäle gezeichnet. Die Kanäle 3 H bis 8 H (*Bild 6*) werden auf einer besonderen Platine untergebracht und mit den Ausgängen 3 – 8 des Schieberegisters verbunden. Eine gedruckte Platine wurde nicht ausgearbeitet, da es in den meisten Fällen vorteilhaft ist, den Speicher in das nachfolgende Gerät einzubeziehen.

Die digitalen Kanäle 7C...7G und 8C...8G werden durch die positive Flanke der Takte 7 und 8 in Flip-Flops gespeichert. Q und $\overline{Q}$ entsprechen dabei einem Arbeits- bzw. Ruhekontakt. Die Anschaltung an einen Verbraucher zeigt *Bild 7*.

Die Servo-Steuerung

Der Servomotor wird durch die Differenz der Rückkippzeiten von 2 Monoflops gesteuert, wie Bild 8 zeigt. Da sie elektrisch gleichwertig sind, kann eine Drift vernachlässigt werden. Die Triggerung erfolgt durch den AMV-Ausgang des PCM-Decoders.

Der Fahrtregler

Der Fahrtregler (*Bild 9*) wird auf der Sendeseite durch einen Proportionalkanal gesteuert, wobei der Steuerknüppelanschlag Vollgas vor- oder rückwärts und die Neutralstellung stop bedeuten. Dazwischen liegen jeweils 8 Geschwindigkeitsstufen.

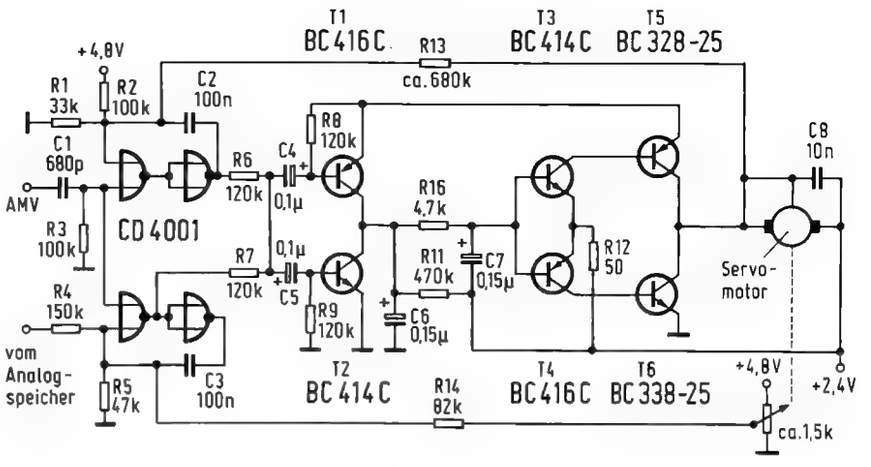


Bild 8. Etwas komplizierter ist schon die Steuerung des Servomotors

Auf der Empfangsseite wird das Binärsignal in IS 1 gespeichert. Zwei Widerstandsmatrizen (R2, 4, 6 und R3, 5, 7) beeinflussen das Tastverhältnis des Multivibrators (T1, 2). Die Frequenz beträgt ca. 15 bis 20 kHz. Damit sich das Tastverhältnis bei Rückwärtsfahrt gegenläufig ändert, wird in diesem Fall das Ausgangssignal des AMV durch IS 3 invertiert. Über T 5 und T 6 wird der Leistungstransistor T 7 impulsweise durchgeschaltet.

Der Wirkungsgrad eines geschalteten Reglers mit Speicherdrossel liegt weit höher als der eines Reglers, der als Vorwiderstand arbeitet. Es verbleiben nur die Verluste der Drossel und die von der Sättigungsspannung von T 7 und Di 9 herrührenden Verluste. Bei Vollgas vorwärts überbrückt außerdem das Relais B den Leistungsteil und senkt so den Spannungsabfall praktisch auf Null. Das Relais A kehrt die Drehrichtung des Antriebsmotors um.

Das Gewicht des beschriebenen Reglers ist etwas höher als bei herkömmlichen Ausführungen. Da man durch den besseren Wirkungsgrad mit einer kleineren Batterie auskommt, wird der Nachteil mehr als kompensiert.

(Schluß folgt)

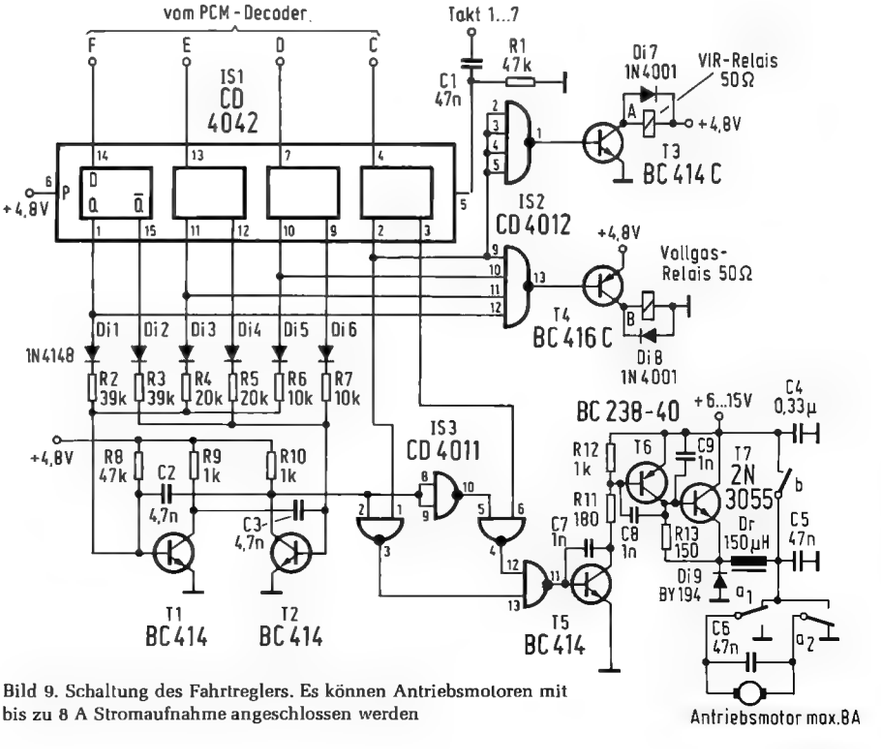
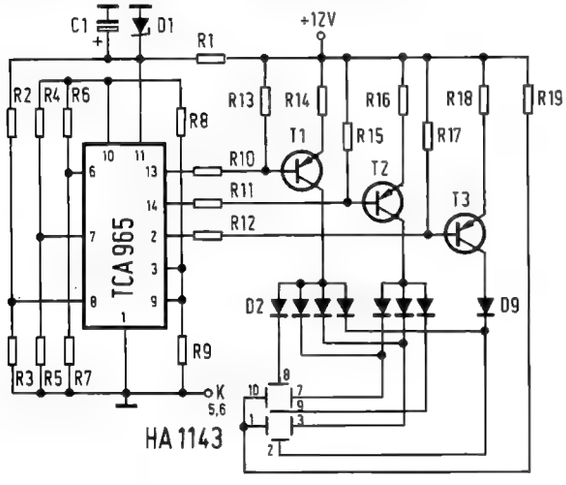


Bild 9. Schaltung des Fahrtreglers. Es können Antriebsmotoren mit bis zu 8 A Stromaufnahme angeschlossen werden

KFZ-Batterieüberwachung

Mit dem Fensterdiskriminator TCA 965 von Siemens läßt sich eine einfache, aber genaue und betriebssichere KFZ-Batterieüberwachung aufbauen (*Bild 1*). Das Besondere hier ist nun, daß die Anzeige der drei Betriebszustände nicht wie üblich durch drei LED, sondern mittels einer Siebensegmentanzeige geschieht. Diese zeigt im Normalzustand eine Null für den Buchstaben „O", was dann o. k. bedeutet. Bei Überschreiten der oberen Ladespannungsgrenze von 14,5 V wechselt sie auf „H" für high, beim Unterschreiten auf „L" für low. *Bild 2* zeigt die Platine, *Bild 3* den Bestückungsplan zu diesem Gerät.

Ing. (grad.) Gerald Wührl



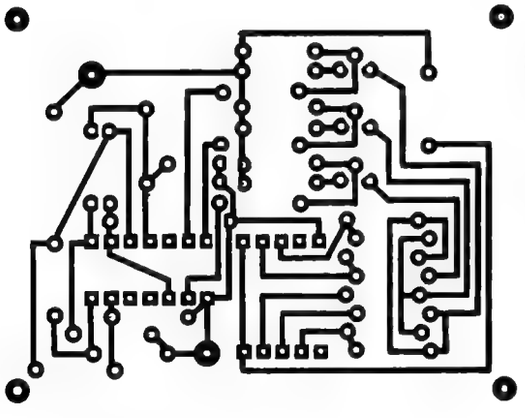
◄ Bild 1. Schaltung des Fensterdiskriminators

Stückliste

R1	47 Ω
R2	8,2 kΩ
R3,5,10,11,12	2,7 kΩ
R4	3 kΩ
R6	6,8 kΩ
R7,8,13,15,17	10 kΩ
R9	100 Ω
R14	150 Ω
R16	220 Ω
R18	560 Ω
R19	270 Ω/0,5 W
Alle R 0.25 W	
C1	22 µF/16 V Tantal
D1	ZPD 22
D2...D9	1N914

Techn. Daten

Betriebsspg.	10 V
	Grenzwert
	20 V
Stromaufn.	20 mA o.Anz.
	120 mA Anz. „O"
Hysterese	60 mV
Schaltspg.:	
oben	14,5 V
unten	11,5 V



◄ Bild 2. Platinenlayout

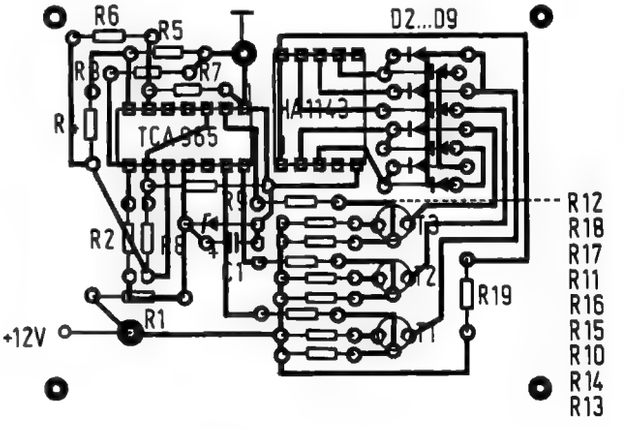


Bild 3. ► Bestückungsplan zu Bild 2

Berichtigungen

Stereo-Quadro-Vorverstärker

FUNKSCHAU 19/1977, Seite 908

In der Platine 4 (Bild 17) befinden sich einige Layoutfehler. Bei den IS 9, 10 und 11 muß die Verbindung der Eingänge L 6, L 8 und L 10 durch die 1-µF-Kondensatoren statt an Pin 10 an Pin 9 führen (*Bild*).

Intervallgeber mit Taschenrechner

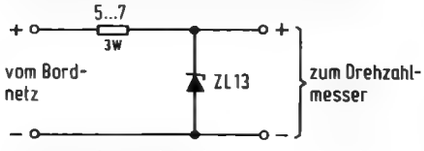
Heft 19/77, Seite 903

Der Widerstand R 16 muß einen Wert von 390 kΩ, R 42 muß 3,3 kΩ haben. Das Bauteil unterhalb von S 11 ist die 6-V-Batterie.

Zum Thema Drehzahlmesser

FUNKSCHAU 5/1977, Seite 215

Der in Heft 5/77 der Funkschau beschriebene Drehzahlmesser wurde von mir vor einiger Zeit nachgebaut. Das Gerät funktionierte auch am Meßplatz einwandfrei. Auch im Auto eingebaut, zeigte es zunächst keinen Fehler. Als ich jedoch die Zündung ein zweites Mal einschaltete, fiel die Funktion der roten Leuchtdioden aus. Wie sich später herausstellte, war die IS UAA 170 defekt.



Ein Vorwiderstand und eine Z-Diode schützen Verbraucher im Auto

Auf die gleiche Art und Weise wurden nacheinander mehrere IS zerstört. Ich oszillografierte daher die Versorgungsspannung des Bordnetzes und stellte fest, daß je nach Stellung des Unterbrecherkontaktes beim Ausschalten der Zündung Spannungsspitzen von 50 V und mehr auftraten, die von der Zündspule herrührten und den UAA 170 zerstörten.

Abhilfe schaffte eine einfache Stabilisierungsschaltung (*Bild*), die die Spannungsspitzen eliminierte. Der Drehzahlmesser arbeitet seitdem zu meiner vollsten Zufriedenheit.

Heinz G. F. Küpper

Harald Bichler

Das hier beschriebene Gerät macht einen preiswerten Taschenrechner als „Zentraleinheit" verwendbar und kann damit universell als Wecker, Schaltuhr, Zähler und Stoppuhr eingesetzt werden. Beim letztjährigen FUNKSCHAU-Preis gewann der Autor damit einen Preis in Höhe von 500 DM.

Taschenrechner als Schaltuhr und Zähler

Arbeitsweise

Das Mustergerät arbeitet mit dem Quelle-Rechner Privileg 85, der über eine Konstantenfunktion verfügt. Man braucht deshalb nur die gewünschte Zeit in Sekunden einzugeben und die Tasten „–" und „1" zu drücken. Wird nun in Sekundenabständen die „="-Taste betätigt, so erniedrigt sich der angezeigte Wert jedesmal um eins, bis er null erreicht. In dieser Funktion arbeitet der Rechner als Wecker oder als Schaltuhr, je nachdem, ob ein Läutwerk oder ein Relais bei Erreichen der Null ausgelöst wird.

Drückt man, von Null ausgehend, die Tasten „+" und „1", so erhöht sich jedesmal der Anzeigenstand um eins. Der Rechner arbeitet jetzt als Zähler oder Soppuhr, je nachdem, ob die „="-Taste durch externe Impulse, die gezählt werden sollen, oder durch intern erzeugte Sekundenimpulse überbrückt wird.

Aus den angegebenen Funktionen ergeben sich die fünf wichtigsten Baugruppen dieses Zeit-Computers:

- ein Taschenrechner, der über die Konstantenfunktion verfügt;
- ein Decoder, der den Nullzustand der Anzeige erkennt;
- eine netzsynchrone Teilerkette, die Sekunden- und Zehntelsekundenimpulse erzeugt;
- ein Flipflop, das Start und Stop von Teilerkette und Signalgeber steuert und
- ein Signalgeber in Form eines Lautsprechers und eines Triacs, der beliebige netzbetriebene Geräte einschaltet.

Einzelheiten der Schaltung

Die Teilerkette wird durch die 50-Hz-Wechselspannung gesteuert, die an der Sekundärseite des Netztrafos abgeonommen wird (*Bild 1*). Durch Brückengleichrichtung entstehen 100-Hz-Impulse, die mit den als Schmitt-Trigger geschalteten Gattern G 7 und G 8 in Rechteckschwingungen umgewandelt werden. Diese triggern die beiden in Reihe geschalteten Dezimalzähler, an deren Ausgängen dann über S 2 wahlweise Sekunden- und Zehntelsekundenimpulse zur Verfügung stehen. Durch sie oder durch extern über Bu 1 zugeführte Impulse wird T 2 gesteuert, der bei Massepotential an der Basis die Anschlüsse 23 und 7 der Rechner-IS miteinander verbindet und damit die Funktion der „="-Taste ausführt.

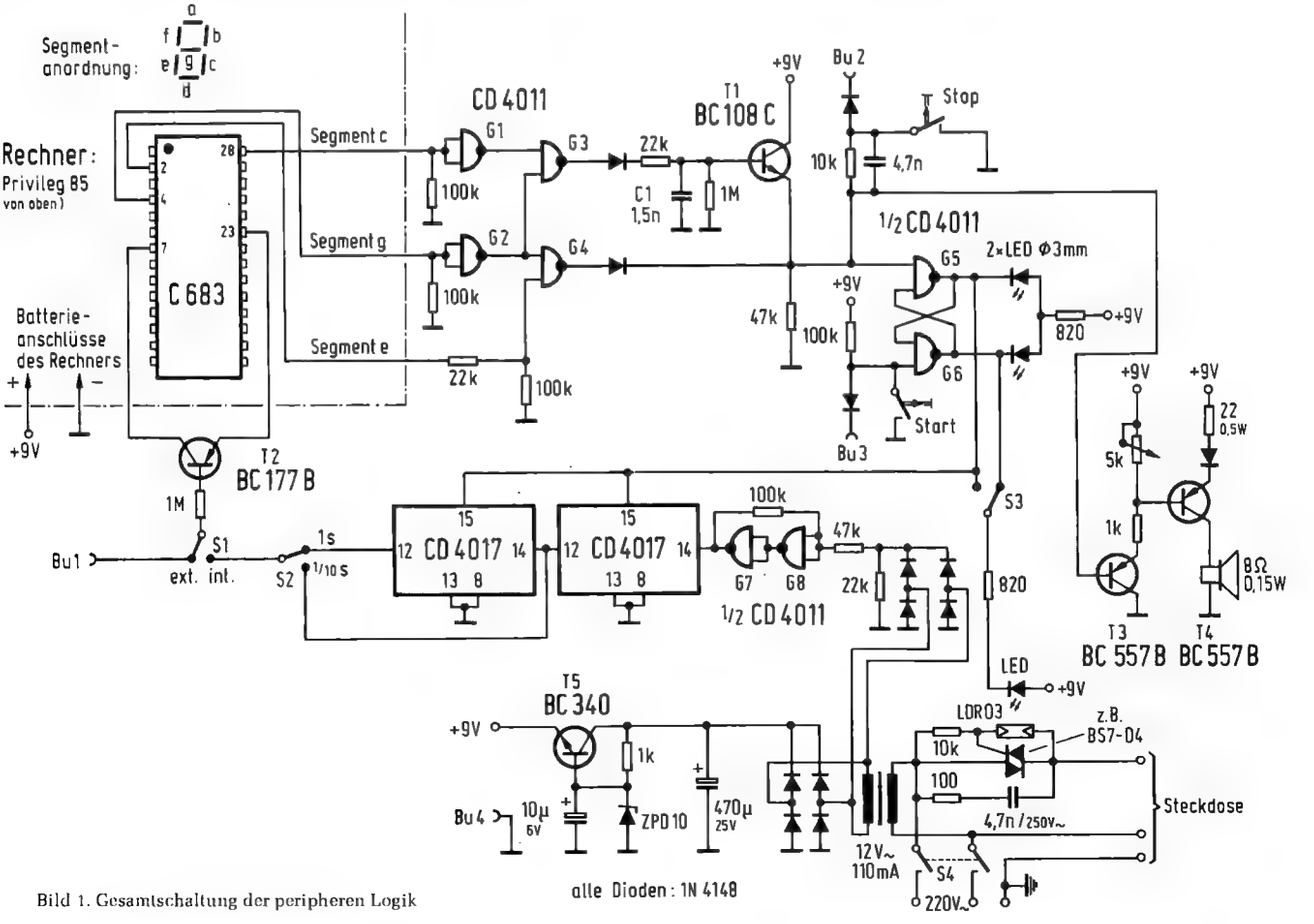


Bild 1. Gesamtschaltung der peripheren Logik

Die Siebensegmentausgänge c, g und e des Rechners werden dem Decoder mit G 1...G 4 und T 1 zugeführt. Da der Rechner im Multiplexbetrieb arbeitet, d. h. die in der Anzeige stehenden Ziffern periodisch und zeitlich nacheinander an den Siebensegmentausgängen erscheinen, genügt es nicht, einfach die Null zu decodieren, da sonst bei jedem Betrag, der die Ziffer Null enthält, der Zählvorgang angehalten würde. Der Nullzustand der Anzeige wird vielmehr daran erkannt, daß unmittelbar auf eine „leere" Stelle eine Null folgt.

Zur Erkennung der leeren Stelle genügt es zu wissen, daß die Segmente c und g beide nicht leuchten (die entsprechenden Rechnerausgänge führen in diesem Fall Massepotential). Die Ausgänge von G 1 und G 2 liegen dann auf H-Potential und G 3 somit auf L-Potential. Die auf G 3 folgende RC-Kombination sorgt dafür, daß dieses Potential nur bei genügend lang anhaltendem L-Pegel zur Basis von T 1 gelangt. Sonst würden auch die kurzen Umschaltzeiten zwischen den einzelnen Ziffern als Leerstelle erkannt.

Die Null wird dadurch decodiert, daß das Segment e leuchtet, Segment g aber nicht. Der Ausgang von G 4 liegt dann auf L-Pegel. (Der Spannungsteiler am Segmentausgang e gleicht die Anstiegszeit von G 2 aus.)

Der Transistor T 1 hat die Funktion eines ODER-Gatters. Sein Emitter liegt auf H-Potential, wenn seine Basis oder der Ausgang von G 4 auf H liegt. Nur wenn einer leeren Stelle unmittelbar eine Null folgt, liegt sowohl G 4 wie auch die Basis (für die Dauer der Aufladung von C 1) auf L-Potential, so daß auch der Emitter für kurze Zeit L-Potential führt.

Die in diesem Fall mit der Multiplexfrequenz am Flipflop (G 5 und G 6) eintreffenden negativen Impulse kippen das Flipflop um und stoppen dadurch die Teilerkette. Außerdem wird nun mit einer LED ein Fotowiderstand beleuchtet, der den Triac in der Netzleitung zündet. Der Triac verbindet die im Gerät eingebaute Steckdose mit dem 220-V-Netz. Mit S 3 kann gewählt werden, ob die an die Steckdose angeschlossenen Verbraucher während der Start- oder während der Stopp-Phase eingeschaltet sind. Als akustischer Signalgeber dienen die eintreffenden Impulse, indem sie, mit T 3 und T 4 verstärkt, auf einen Lautsprecher gegeben werden. Die Lautstärke ist mit einem Potentiometer einstellbar.

Erneut gestartet wird der Zählvorgang durch Drücken der Starttaste oder durch einen negativen Impuls an der Buchse Bu 3. Gestoppt werden kann er außer durch den Nullzustand der Anzeige auch noch durch die Stoptaste oder durch einen negativen Impuls an Bu 2. Die Start- und Stoppzustände des Flipflops werden mit zwei LED optisch angezeigt.

Der Aufbau

Der Aufbau der Schaltung erfolgt auf zwei getrennten Platinen; *Bild 2* zeigt die Lötseiten, *Bild 3* die Bestückung. Es ist darauf zu achten, daß der Fotowiderstand durch die LED gut ausgeleuchtet wird. Der Triac wird auf der Kupferseite der Platine 1 montiert und läßt Verbraucher bis zu 1 kW ohmscher Last zu. Es können natürlich auch stärkere oder schwächere Triacs eingesetzt werden.

Der Rechner kann auf der Alu-Frontplatte eines Pultgehäuses z. B. mit vier aufgeklebten Druckknöpfen befestigt und durch Flachbandkabel und Mehrfachsteckverbindung mit der übrigen Schaltung verbunden werden. Dadurch ist er leicht abzunehmen und als normaler Rechner verwendbar.

Als Hinweis sei noch angefügt, daß man eine etwas einfachere und billigere Version aufbauen kann, wenn man auf die universelle Anwendbarkeit verzichtet. So kann beispielsweise je nach Anwendungsfall einer der beiden Signalgeber weggelassen werden. Auch der zweite Dezimalzähler ist entbehrlich wenn man nur mit Zehntelsekunden arbeitet.

Verwendung anderer Rechner

Die Weckschaltuhr arbeitet natürlich nicht nur mit dem Privileg 85, sondern mit jedem 9-V-Rechner, der über die Konstantenfunktion verfügt. Ist ein Datenblatt der betreffenden IS nicht verfügbar, so kann man bei der Auffindung der benötigten Anschlüsse so vorgehen: Es werden lauter Nullen in die Anzeige eingetippt, und die Spannung der zur Anzeige führenden Anschlüsse gegenüber dem Minuspol gemessen. Der Anschluß mit der geringsten Spannung ist

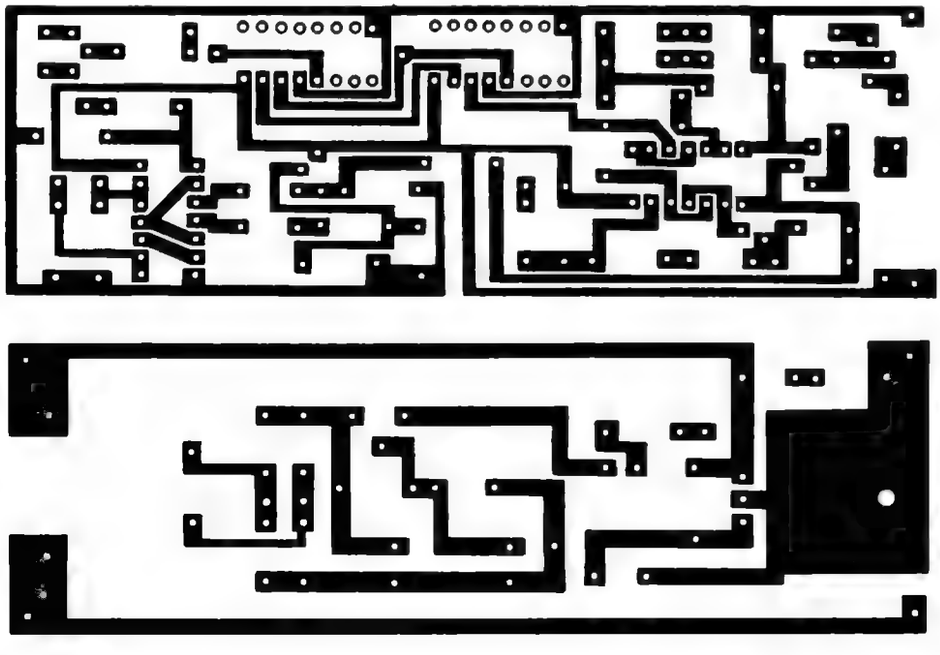


Bild 2. Layout der beiden Platinen

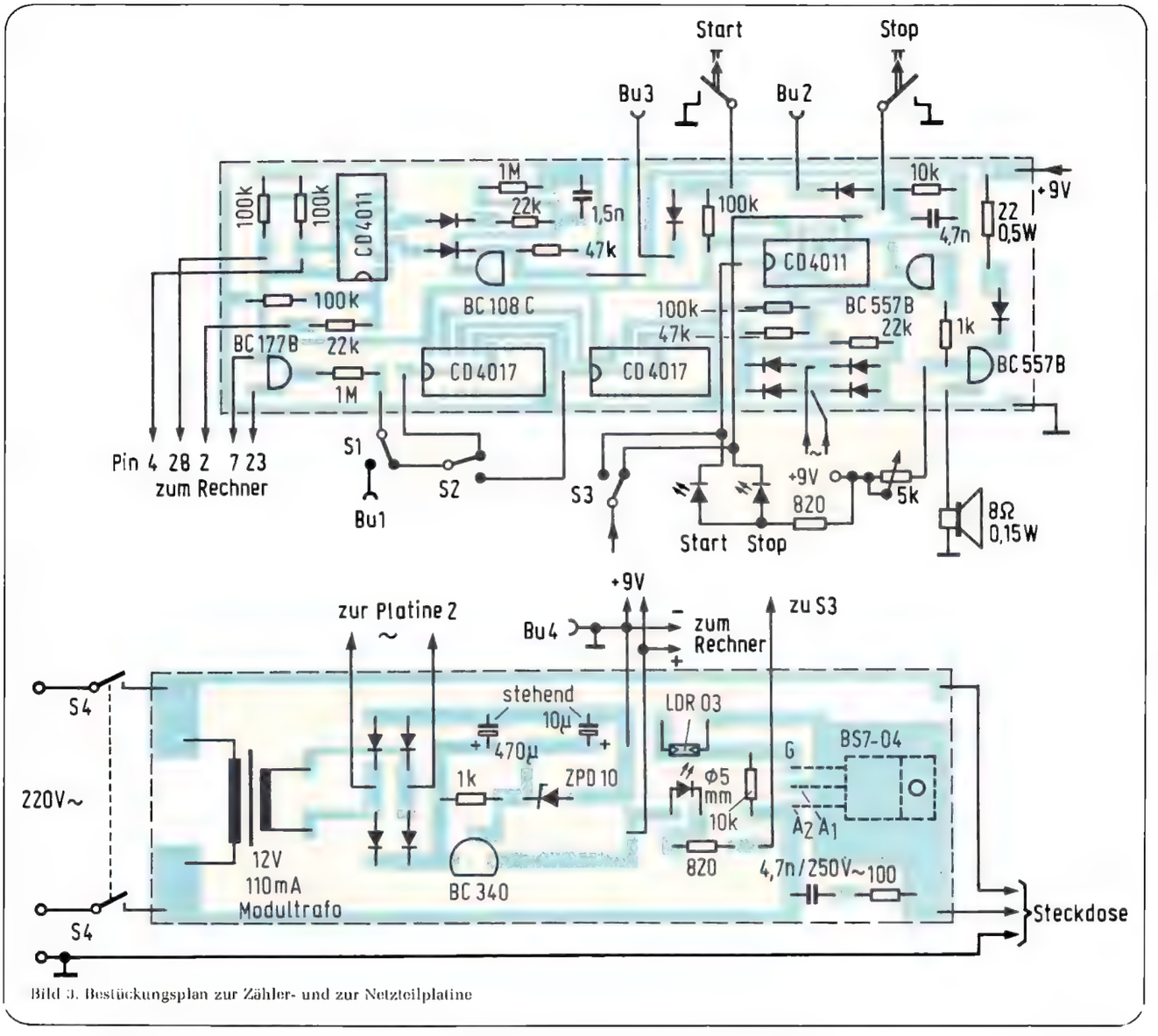


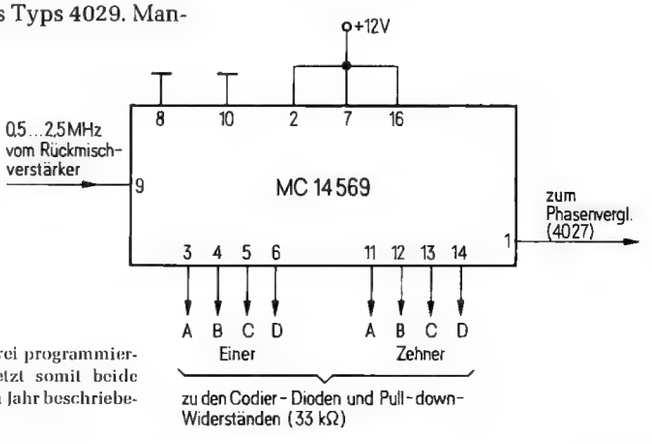
Bild 3. Bestückungsplan zur Zähler- und zur Netzteilplatine

der Segmentausgang g, da dieser bei einer Null auf L liegt. Der Anschluß mit der nächsthöheren Spannung ist der Dezimalpunkt. Er wird markiert, damit er später nicht zu Verwechslungen führt. Nun gibt man lauter Neunen in die Anzeige und erhält nach obigem Verfahren den Segmentausgang e. Lauter Zweien liefern außer dem Dezimalpunkt zwei Anschlüsse, von denen der eine c und der andere f ist. Um dies zu entscheiden, tippt man lauter Dreien ein. Man erhält so die Anschlüsse e und f. Da e bereits bekannt ist, hat man nun f und damit auch c.

Die Anschlüsse der „="-Taste verfolgt man von den Tastenkontakten zurück zur IS und mißt dann die Spannung zwischen den IS-Pins. Der positive Anschluß wird mit dem Emitter, der negative mit dem Kollektor von T 2 verbunden.

Verbessertes 80-Kanal-Handfunksprechgerät

Das in [1] ausführlich besprochene 2-m-FM-Handfunksprechgerät mit 80-Kanal-Synthesizer verwendete im programmierbaren Teiler der PLL-Schaltung zwei IS des Typs 4029. Manche Nachbauer hatten damit Schwierigkeiten, weil einige IS nicht schnell genug waren, um die höchste Rück-



Die IS MC 14569 enthält zwei programmierbare BCD-Zähler und ersetzt somit beide 4029 in dem vor etwa einem Jahr beschriebenen CMOS-Synthesizer

mischfrequenz von 2,5 MHz auch bei absinkender Betriebsspannung noch zu verarbeiten.

Die Technik aber schritt fort, und mit dem CMOS-Baustein MC 14569 steht in einem 16-Pin-DIL-Gehäuse ein zweistelliger BCD-Counter zur Verfügung, der beide 4029 ersetzt und auch bei 8 V Betriebsspannung noch ohne weiteres 2,5 MHz schafft.

Das *Bild* zeigt, wie der neue Baustein in den CMOS-Synthesizer eingesetzt werden kann. Der nun nicht mehr benötigte Inverter in der IS 4011 muß abgetrennt werden, sein Eingang (bzw. die beiden Eingänge des NAND-Gatters) muß an Masse oder an 12 V gelegt werden. Die 33-kΩ-Widerstände an den BCD-Eingängen sind nach wie vor erforderlich.

Der MC 14569 kann entweder – wenn man die Leiterbahnführung ändert – auf der bereits in [1] abgedruckten Platine oder auch auf einer entsprechend neu ausgelegten Platinenversion eingebaut werden, die von der Fa. Frank, Wasserburger Landstr. 120, 8000 München 82, vertrieben wird. H. Feichtinger

Literatur

[1] 2-m-Handfunksprechgerät mit 80-Kanal-Synthesizer. FUNKSCHAU 1976, Heft 18, und 1977, Heft 2

[2] Datenblatt MC 14569 der Fa. Motorola

Berichtigung

Fotoelektrischer Zweitblitzauslöser
FUNKSCHAU 1977, Heft 23, Seite 1101

Dem geneigten Leser wird sicher aufgefallen sein, daß die Platine (Bild 2) des Zweitblitzauslösers versehentlich im Maßstab 2:1 abgedruckt wurde. Doch nicht genug des Irrtums: Das Leiterbahnenbild ist sowohl in Bild 2 als auch im Bestückungsplan (Bild 3) höhenverkehrt wiedergegeben.

Die tatsächlichen Abmessungen der Platine, die schon in der Bildunterschrift bezeichnenderweise mit „winzig" charakterisiert ist, betragen nur 36 mm x 16 mm.

Ing. (grad.)
Heinrich Siggemann

PCM-Funkfernsteuerung für Flug- und Schiffsmodelle

2. Teil

Der Aufbau

Die beschriebene Fernsteueranlage ist für eine Selbstbauanlage relativ kompliziert und erfordert daher einige Erfahrung mit digitalen IS. An Meßgeräten benötigt man mindestens einen Triggeroszillografen und einen Frequenzzähler. Da Sender und Empfänger in CMOS-Technologie aufgebaut sind, müssen statische Aufladungen beim Einbau unbedingt vermieden werden.

Bild 10 und *Bild 11* zeigen die PCM-Senderplatine. Es ist vorteilhaft, die IS auf Sockel zu setzen. Da die Platine beidseitig geätzt ist, können nur Sockel verwendet werden, bei denen auch an der Bauteileseite gelötet werden kann.

Als Steuerknüppel eignen sich Kreuzknüppel mit mechanischer Trimmung und Potis (ca. 5 kΩ), die zur Trimmung verdreht werden können. Zur Stromversorgung genügt eine Batterie 12 V/500 mAh.

Bild 20 zeigt den Sender des Verfassers. Der Empfänger besteht aus 3 Platinen (Hf-Teil, PCM-Decoder, Demultiplexer), die in *Bild 12...15* dargestellt sind. Die Servoelektronik (*Bilder 16 und 17*) wurde im Rudermaschinengehäuse eingebaut. Der Fahrtregler (*Bilder 18 und 19*) sollte wegen der hohen Schaltfrequenz (ca. 20 kHz) nicht zu nahe an den Empfänger gesetzt oder abgeschirmt werden; als Kühlkörper reicht eine Fläche von ca. 50 cm^2. Als Stromversorgung ist eine Nickel-Cadmium-Batterie 4,8 V/1 Ah vorgesehen.

Der Abgleich

Die Platine für den Digitalteil im Sender wird bis auf R1, R3, R4, R17 und R18 bestückt. Für R1 lötet man ein Poti von 100 kΩ ein; es wird so eingestellt, daß am Punkt AMV der Frequenzzähler genau 333 Hz anzeigt. Danach wird das Poti durch einen Festwiderstand (eventuell zum genauen Abgleich 2 Widerstände hintereinander schalten) ersetzt und die Frequenz noch einmal überprüft. Der Einbau eines Festwiderstandes ist sicherer, da er eine bessere Langzeitstabilität aufweist.

Für die Widerstandsmatrix wurden die einzelnen Werte zum Teil durch Parallel- oder Serienschaltung gleicher Widerstände gebildet. Die Widerstände einer Serie sind in der Regel fast gleich, so daß Toleranzen untereinander von 1 % bei R5 bis R9 leicht erreicht werden können.

Jetzt werden die Potis der Steuerknüppel so justiert, daß in der Neutralstellung am Schleifer exakt die halbe Betriebsspannung gemessen wird (Meßgerät Ri > 20 kΩ/V). Dann mißt man am Schleifer die Spannungsdifferenz gegen Masse zwischen den Anschlägen der Steuerknüppel und dimensioniert den Wert von R3 und R4 so, daß er etwa 5 kΩ pro Volt gemessener Spannung beträgt.

Für den Abgleich des FM-Modulators wird Stift 9 von IS 11 mit Masse verbunden. Statt R17 und R18 werden Trimmpotis (500 kΩ) eingesetzt. Mit R18 stellt man am Ausgang (Stift 4) 1,4 kHz ein. Anschließend wird Stift 9 mit Plus verbunden und mit R17 eine Frequenz von 2,6 kHz eingeregelt. Dann ersetzt man die Trimmpotis durch Festwiderstände.

Im PCM-Decoder werden für R1, R2 und R8 Trimmer von 1 MΩ und für R9 100 kΩ eingelötet. Bei eingeschaltetem Sender stellt man nun R1 und R2 so ein, daß an Pin 9 von IS 1 die Bitfolge (mit 10-MΩ-Tastkopf messen!) zu beobachten ist, und zwar so, daß die positiven und negativen Spitzenwerte etwa bis auf 1,2 V an das Betriebsspannungs- bzw. Massepotential herankommen. IS 1 soll auch bei 3,6 V Betriebsspannung noch einwandfrei einrasten. Mit R8 läßt sich die Rückkippzeit des Monoflops auf 2,2 ms (gemessen am Ausgang von Gatter 8) einstellen.

Jetzt wird C2 kurzgeschlossen und mit R9 die Frequenz am Ausgang von Inverter 5 genau auf 164 Hz eingestellt. Nach der Beseitigung des Kurzschlusses muß die Frequenz bei eingeschaltetem Sender auf 167 Hz ansteigen. Anschließend werden die Trimmer durch Festwiderstände ersetzt.

In der Widerstandsmatrix sollen R13 bis R16 und R18 nicht mehr als 1 % voneinander abweichen.

Bei den Rudermaschinen wird R13 (zunächst Poti 2 MΩ einlöten) auf 1 MΩ eingestellt. Nun prüft man vorsichtig, ob der Servo zur Mitte läuft oder sich zu einem Anschlag hin bewegt. Im letzten Fall ist der Motor falsch gepolt oder es muß das Rückmeldepoti umge-

lötet werden. Der Gegenkopplungswiderstand R13 wird so eingestellt, daß die Rudermaschine gerade etwas überschwingt. Ist er zu klein, neigt der Servoverstärker zu wilden Schwingungen, was auf jeden Fall vermieden werden muß.

Zum Schluß noch etwas zum Betriebsverhalten der Anlage. Die Bewegungen der Servos einer PCM-Fernsteuerung sind nicht gleichmäßig, sondern etwas ruckartig, da die Information nur 5mal pro Sekunde übermittelt wird. Ein Flugmodell reagiert aber wesentlich langsamer, so daß die Flugbewegungen völlig kontinuierlich verlaufen.

Der Verfasser stellte fest, daß die Modulation fremder Sender (gleich ob impuls- oder tonmoduliert) wenig störte. Beeinflussungen traten vorwiegend

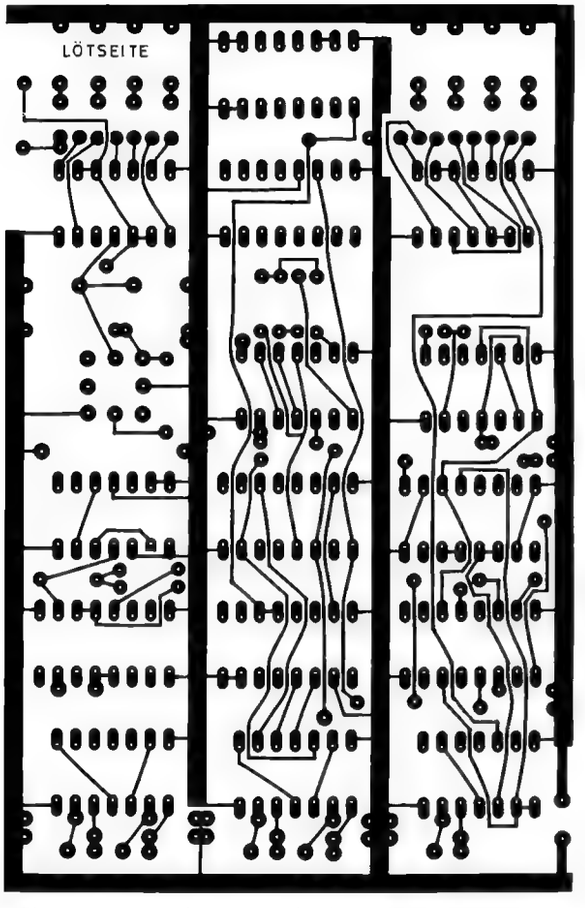


Bild 10. Die Lötseite der PCM-Senderplatine

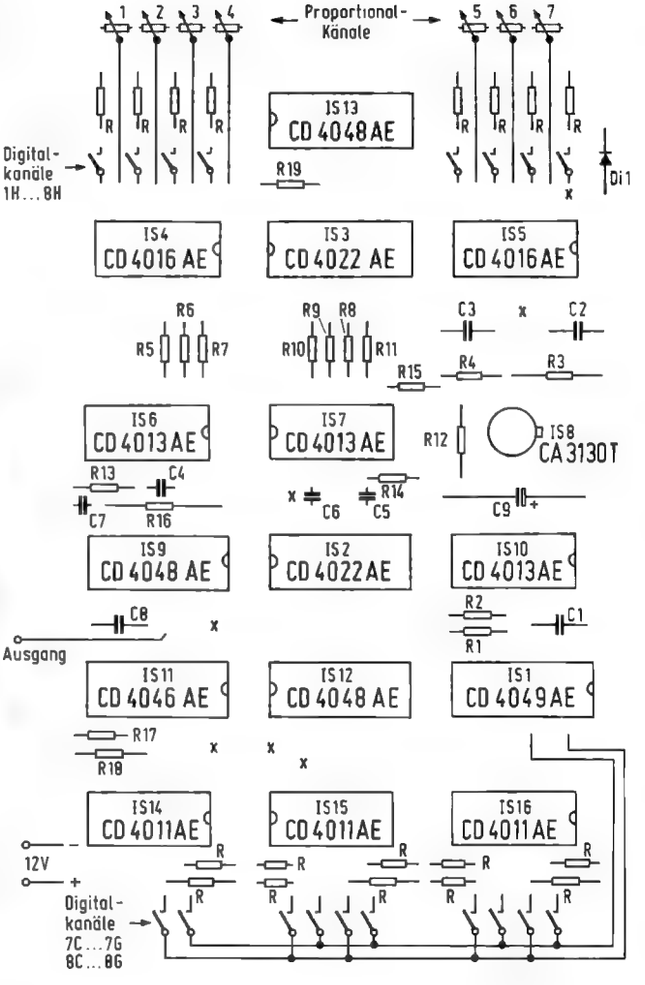


Bild 11. Die Bauteileseite der Senderplatine mit dem Bestückungsplan

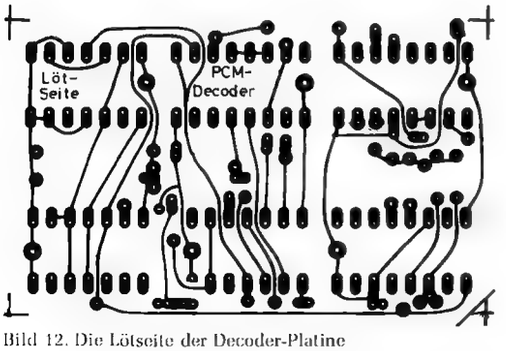


Bild 12. Die Lötseite der Decoder-Platine

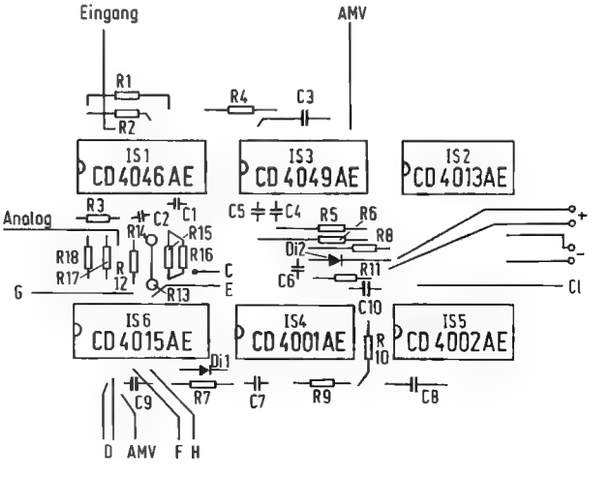


Bild 13. ▶
Der Bestückungsplan und die bauteileseitigen Leiterbahnen der Decoder-Platine

durch die Interferenz der Träger von Nutz- und Störsender auf, wenn der Interferenzton etwa 50 % der Nutzmodulation erreichte.

Der Empfänger sollte nie ohne Sender eingeschaltet werden, wenn das Empfängerrauschen ohne Eingangssignal nicht ausreicht, um den FM-Demodulator anzusteuern. Einzelne Rudermaschinen laufen dann in ca. 1 min. auf Anschlag und können dadurch beschädigt werden.

Die Anlage fällt bei zu geringer Feldstärke nicht plötzlich aus, sondern der Ausfall kündigt sich durch unruhige Ruderbewegungen an.

Literatur

Arens, W.; Kersten, R.; Poschenrieder, W.: Die Pulscode-Modulation und ihre Anwendung im Fernmeldewesen. Sonderdruck aus „Jahrbuch des elektrischen Fernmeldewesens" Nr. 19. Verlag für Wissenschaft und Leben, Bad Windsheim.

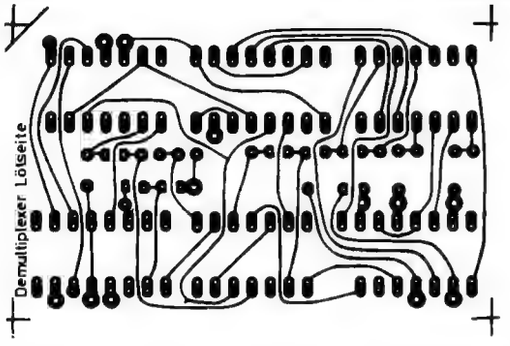
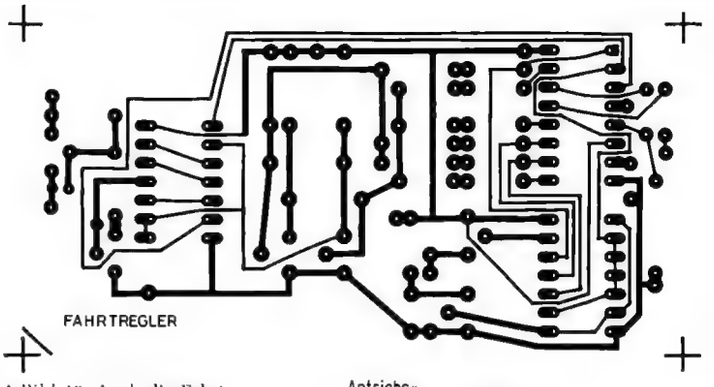


Bild 14. Der Demultiplexer mit dem Zwischenspeicher sitzt auf einer getrennten Platine; hier die Lötseite



▲ Bild 18. Auch die Fahrtregler-Platine ist nur einseitig geätzt

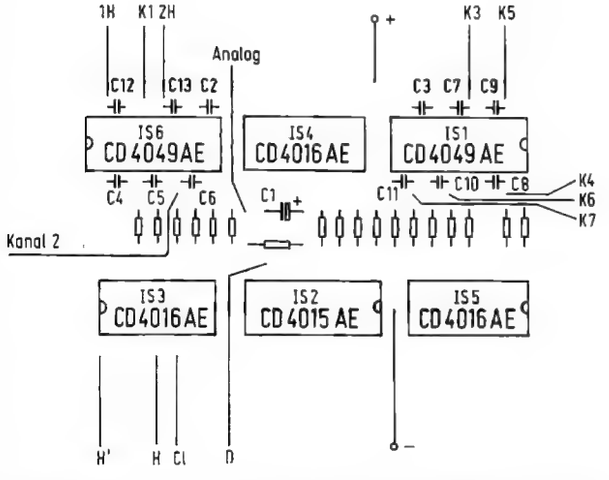
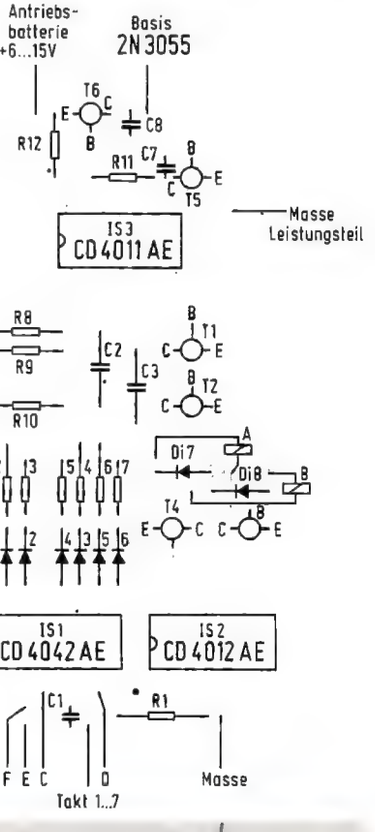


Bild 15. Die Bauteileseite und der passende Bestückungsplan für den Demultiplexer



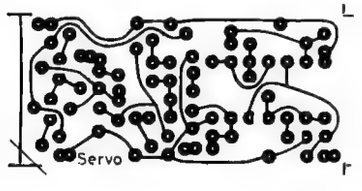
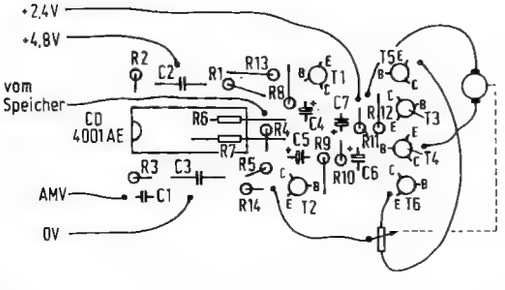


Bild 19. ▶ Die Bestückung des Fahrtreglers

◀ Bild 16. Die Lötseite der Servosteuerung; diese Platine ist nicht doppelseitig



◀ Bild 17. Der Bestückungsplan zur Servosteuerung

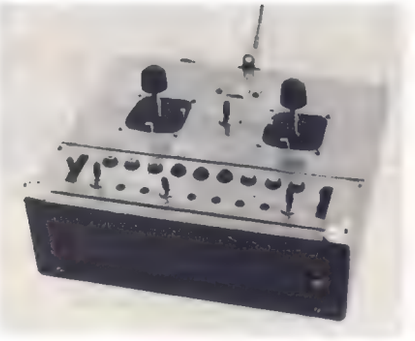


Bild 20. ▶ Der Sender des Verfassers, ausgerüstet mit zwei Kreuzknüppeln und den Tasten für die Digitalkanäle

Hartmut Müller

Wer über einen Rotor zum Drehen seiner Rundfunk- oder Amateurfunk-Antenne verfügt, dem kam sicher auch schon einmal die Idee, die Rotorsteuerung zu automatisieren. Der vorliegende Aufsatz zeigt, daß es tatsächlich mit durchaus vertretbarem Aufwand möglich ist, die Antenne automatisch in das Feldstärkemaximum zu drehen, auch wenn die Richtung des einfallenden Senders zunächst nicht bekannt ist.

Automatische Antennenrotor-Steuerung

Das Gerät wurde mit Rücksicht auf den schaltungstechnischen Aufwand so ausgelegt, daß die Peilungenauigkeit im schlechtesten Fall 18° beträgt und die Antenne sich nicht in die gespeicherte Stellung zurückdreht, falls der Wind sie aus dieser Stellung verdreht. Diese Mängel werden aber in dem folgenden Artikel erörtert und können durch Schaltungsergänzungen behoben worden. Die Platine ist dann jedoch .bzuändern.

Funktionsweise

Das Gerät vermag nach der Wahl einer Vorzugsrichtung, die Antenne nach der maximalen Feldstärke eines einfallenden Senders auszurichten.

Man benötigt dazu zwei Grundinformationen:

1. Die Feldstärke des einfallenden Senders. Sie wird in Form einer Spannung im Empfänger abgegriffen und einem Analog-Digital-Wandler zugeführt. Anschließend werden die Digitalimpulse von einem Komparator mit einem Speicher, der den Maximalwert enthält, verglichen.

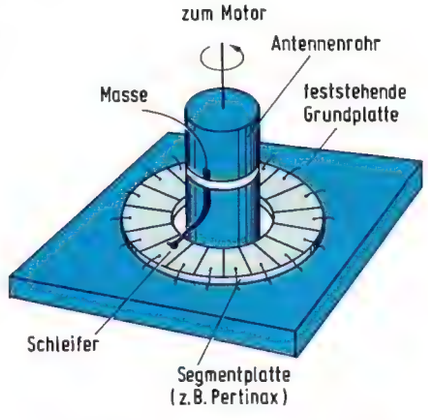


Bild 1. Mechanischer Aufbau des Segmentringes am Rotor

2. Die Antennenstellung. Sie wird mechanisch abgetastet; ein Kontaktarm wird mit dem sich drehenden Antennenrohr verbunden und tastet einen Segmentring schrittweise ab (*Bild 1*).

Eine obere und eine untere Grenze bestimmen den Arbeitsbereich der Schaltung. Nach der Wahl der Vorzugsrichtung läuft die Antenne in die untere Schranke. Erst dann wird die Torschaltung A zur Speicherung frei. Die Antenne beginnt nun, zur oberen Grenze zu laufen. Währenddessen wird das Feldstärkemaximum festgestellt und die zugehörige Antennenstellung gespeichert. Ist der Arbeitsbereich durchlaufen, also die obere Schranke erreicht, so läuft die Antenne auf die Stellung des ermittelten Maximums zurück. Zum besseren Verständnis ist der Programmablauf in *Bild 2* graphisch dargestellt.

Die Schaltung

Als Taktgeber der Schaltung dienen eine TTL-IS vom Typ 7413 (IS 1) und ein Transistor BC 238 (T 1). P 1 be-

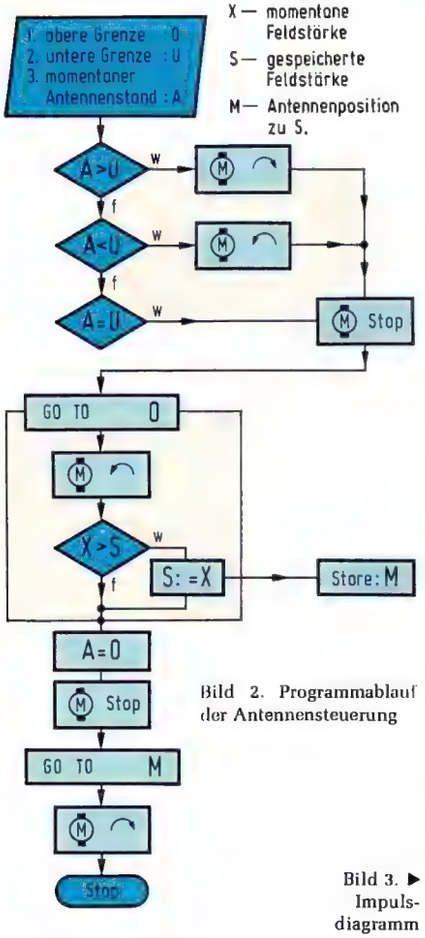


Bild 2. Programmablauf der Antennensteuerung

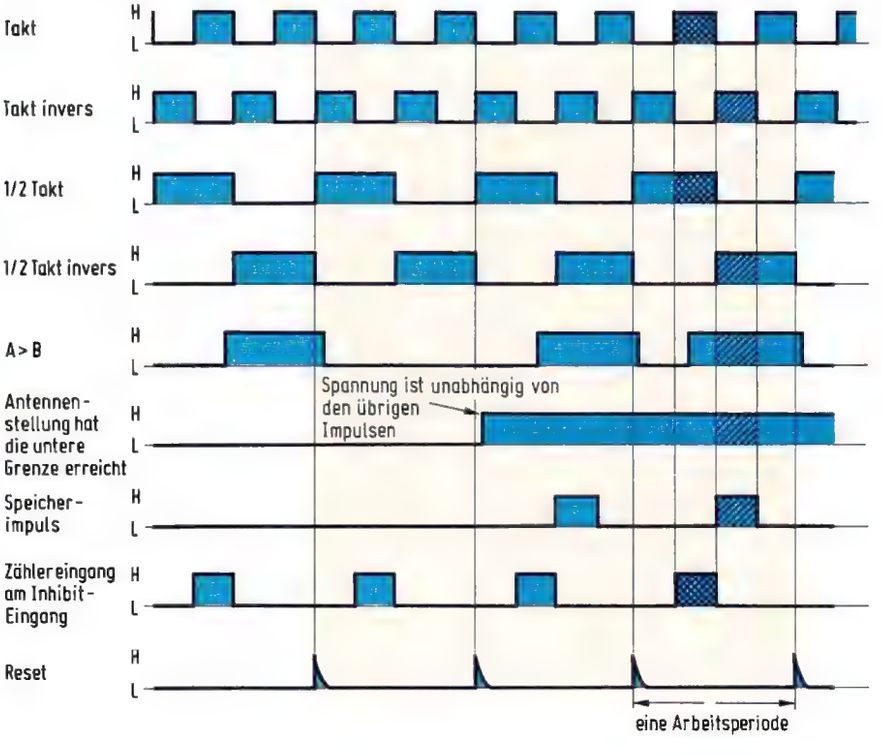


Bild 3. ▶ Impuls-diagramm

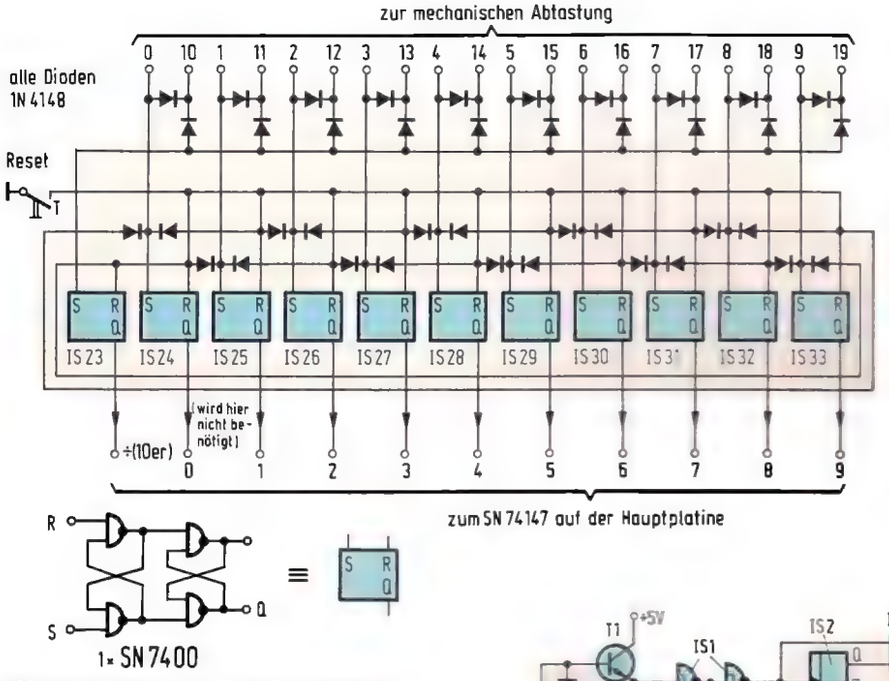


Bild 5. Schaltbild der Zusatzschaltung für das Entprellen der Segmentkontakte

stimmt dabei die Frequenz des Oszillators. Mit einer Addierstufe und einem Flipflop (FF 1) werden die Reset-, Speicher- und Zählimpulse gebildet. Das Impulsdiagramm in *Bild 3* zeigt den zeitlichen Ablauf, *Bild 4* die Schaltung der Steuerung.

Der A/D-Wandler setzt sich aus der IS SN 74124 und dem Transistor BC 252 B zusammen [1]. Gesteuert wird der Wandler am Eingang von einem Strom zwischen 0,3 mA und 5 mA. Der Transistor T 3 paßt den Eingang des A/D-Wandlers an die S-Meter-Stufe des Empfängers an, wobei er den maximal fließenden Strom auf 5 mA begrenzt. Zwei schaltbare Vorwiderstände erlauben eine Empfindlichkeitseinstellung. Ihr Wert hängt von der Steuerspannung ab und sollte experimentell ermittelt werden. (Um die S-Meter-Stufe wenig zu belasten, sollte der Widerstand recht hochohmig sein!)

Der A/D-Wandler wird über seinen Inhibit-Eingang getaktet. Der Ausgang (Pin 6) steuert einen Dezimalzähler (2 x 7490). Wie sich herausstellte, reichen zwei Zählstufen mit einer Kapazität von 100 Zählschritten zur Bildung des Maximums vollkommen aus. Das an den Ausgängen der Zählerbausteine IS 5 und IS 6 anliegende 2 x 4-Bit-Wort „A" wird mit dem am Ausgang des Speichers IS 7 und IS 8 liegende Wort „B" im Komparator IS 11 und IS 12 auf die Bedingung A > B verglichen. Trifft der Zustand A > B ein, so wird, falls der Takt H-Pegel und die Steuerung die untere Schranke erreicht haben, das Wort „A" in den Speicher geschrieben. So kann immer nur das Maximum im Speicher stehen.

Die Antennenstellung wird über eine mechanische Abtastung auf einem festmontierten Ring mit 20 Segmenten ermittelt. Dabei ist der Greifarm am sich drehenden Antennenrohr befestigt. *Bild 5* zeigt eine Zusatzschaltung, die dann einzusetzen ist, wenn bei den einzelnen Segmenten Kontaktprellen auftritt. Ob für den einzelnen Anwendungsfall dieser Zusatz zweckmäßig ist, ist zuvor ohne ihn zu prüfen. Die 20 Signale werden dann mit der IS 74147 in den BCD-Code umgesetzt und stehen somit zur digitalen Verarbeitung bereit.

Um die Suchzeit der Anlage zu verkürzen, wurde eine Bereichswahl ein-

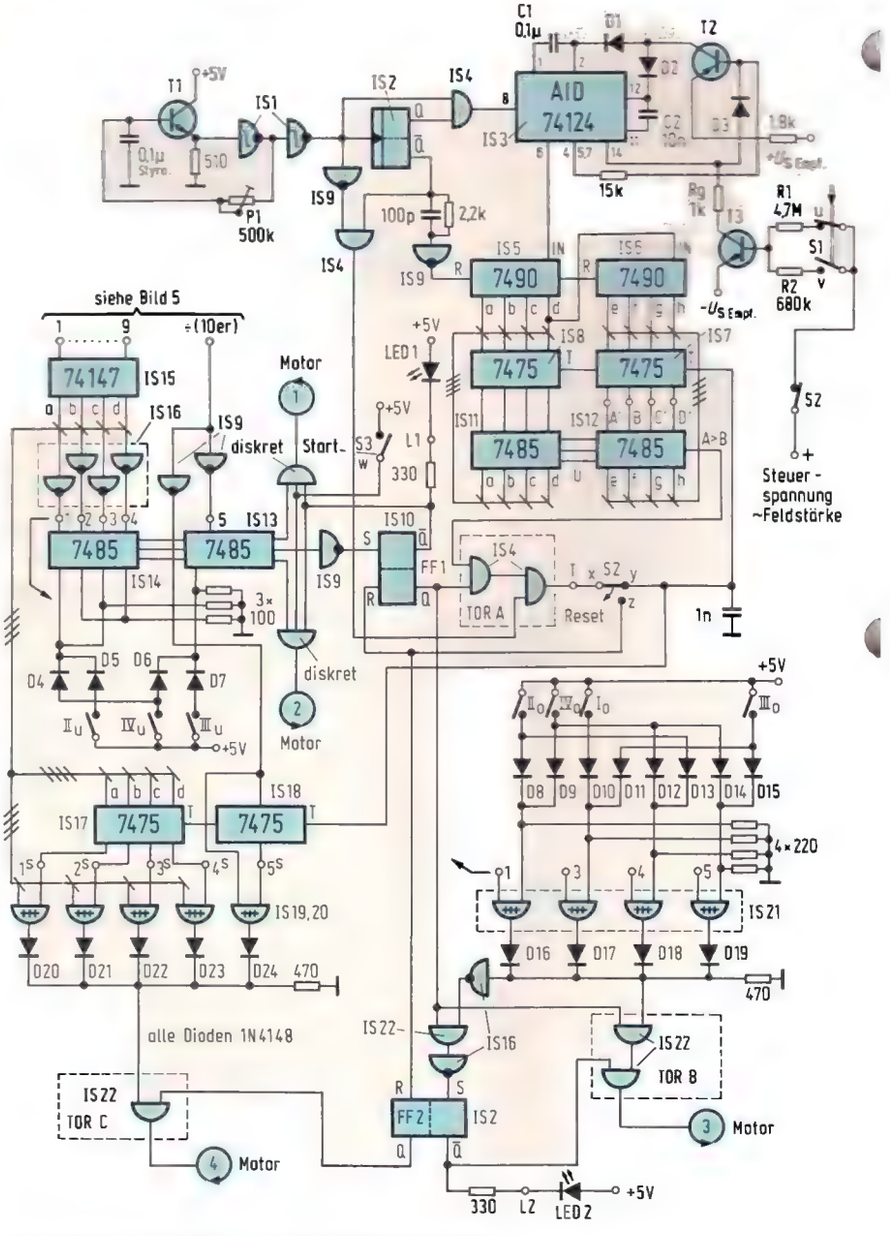


Bild 4. Schaltbild der automatischen Antennensteuerung

gebaut; eine untere und eine obere Grenze bestimmen den Arbeitsbereich. Die untere Grenze wird dabei durch die Zahlen 0, 5, 10 und 15 gekennzeichnet. Mit einer Diodenmatrix (D4...D7) werden die Zahlen in den BCD-Code umgesetzt; das resultierende Signal liegt am „B"-Eingang des Komparators IS 13 und IS 14 an und wird mit der momentanen Antennenstellung verglichen. Am Ausgang von IS 13 liegt die Entscheidung des Komparators an, die dann die Steuerung des Antennenrotors bewirkt.

Die Antenne läuft zunächst in die untere Schranke. Ist die untere Schranke erreicht, so schaltet FF 1 (IS 10) um, sperrt die zuvor durchgeführte Operation und leitet die nächste Operation ein. Das nächste Ziel ist die obere Grenze. Sie wird durch die Zahlen 4, 9, 14 und 19 gekennzeichnet. Wieder werden die Zahlen über eine Diodenmatrix, D 8...D 15, in den BCD-Code umgesetzt. Das BCD-Signal gelangt zu den Antivalenzgattern in IS 21, die das gewählte Signal auf Gleichheit mit dem momentanen Antennenstellungssignal untersuchen. Am Ausgang des Tores „B" liegt das Signal zur Steuerung des Rotors. Die Antenne dreht sich so lange, bis das gewählte Maximum gleich der momentanen Antennenstellung ist. Dann nämlich liegt am Eingang des Tores „B" L-Pegel, und der Rotor steht. Dieser L-Pegel schaltet das FF 2 um, welches den Suchvorgang beendet.

Bild 6 zeigt die Unter-, *Bild 7* die

Stückliste zu Bild 4, 5 und 9

IS 1 = SN 7413
IS 2 = SN 7476
IS 3 = SN 74124
IS 4 = SN 7408
IS 5 = SN 7490
IS 6 = SN 7490
IS 7 = SN 7475
IS 8 = SN 7475
IS 9 = SN 7404
IS 10 = SN 7476
IS 11 = SN 7485
IS 12 = SN 7485
IS 13 = SN 7485
IS 14 = SN 7485
IS 15 = SN 74147
IS 16 = SN 7404
IS 17 = SN 7475
IS 18 = SN 7475
IS 19 = SN 7486
IS 20 = SN 7486
IS 21 = SN 7486
IS 22 = SN 7408
IS 23...IS 33 = SN 7400
IS 34 = SN 74157
IS 35 = SN 7404
IS 36 = SN 7408
IS 37 = SN 7408
IS 38 = SN 7447
IS 39 = SN 7447

2 x DL 707

T 1 = BC 238 B
T 2 = BC 252 B
T 3 = BC 109 B
T 4 = BC 238
T 5 = BC 238

D 1 ... D 33 = 1 N 4148

S 1 = Typ MS – 244
S 2 = Typ MS – 245
S 3 = Typ MS – 245
S 4 = Typ MS – 244
S 5 = Typ MS – 244

Schalter zur Bestimmung der unteren und oberen Grenze entweder 7 x MS – 244 oder 4 x MS – 245

Relais 1 und 2: 5-V-Typen mit je 4 x UM

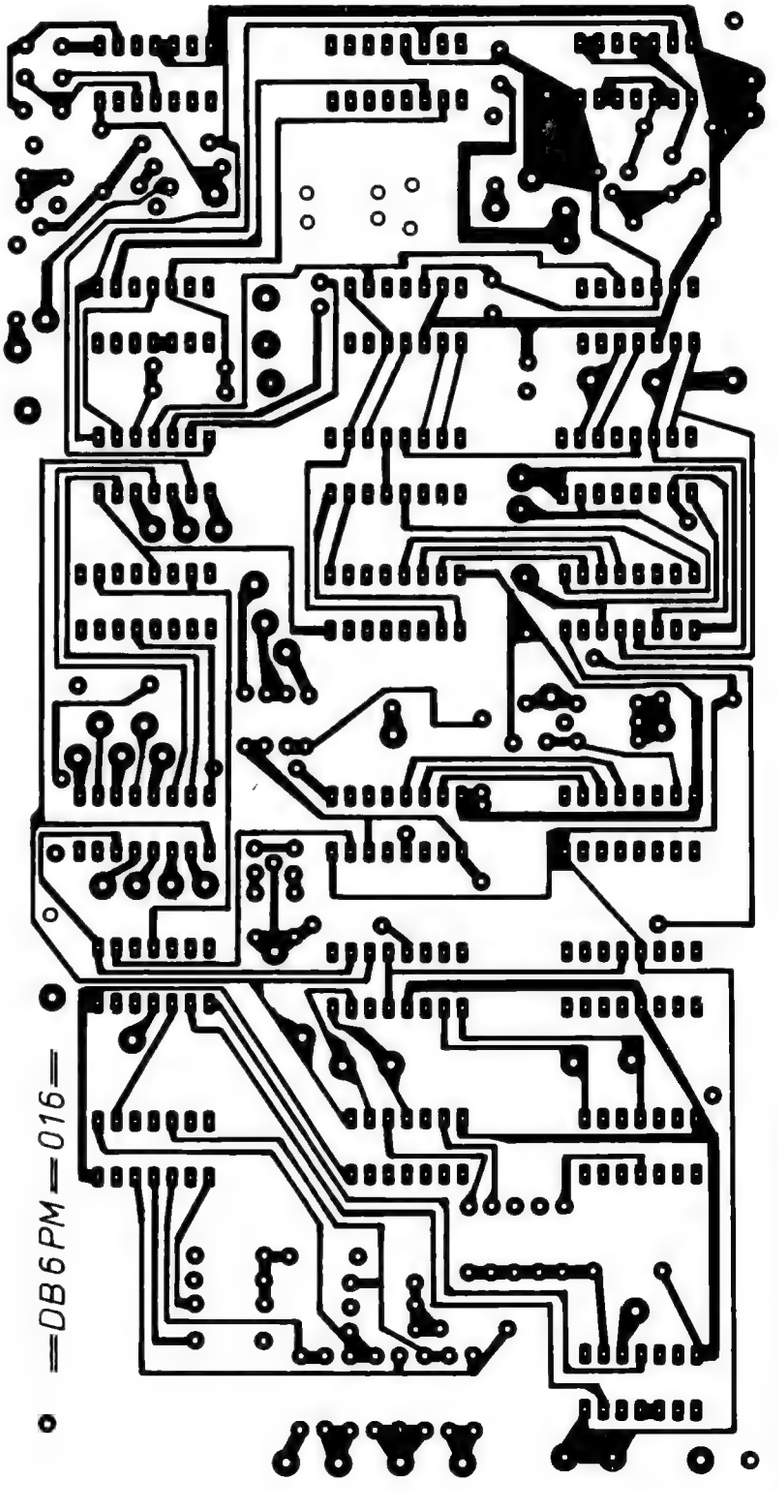


Bild 6. Die Unterseite der Steuerungsplatine

Oberseite und *Bild 8* den Bestückungsplan der Platine.

Um eine Kontrolle über die gespeicherte Feldstärke, die momentane und die gespeicherte Antennenstellung zu haben, ist eine digitale Anzeige möglich. *Bild 9* zeigt eine Schaltung, die es erlaubt, mit einer Anzeige alle drei Informationen nacheinander getrennt darzustellen. Diese Schaltung dient aber lediglich der Kontrolle und ist nicht zum Funktionieren der eigentlichen Schaltung notwendig. *Bild 10* zeigt eine passende Platine, *Bild 11* den Bestückungsplan hierzu.

Die Steuerungsstufe des Motors kann entweder aus Relais oder Transistoren bestehen. *Bild 12* zeigt eine Version mit Relais. In der FUNKSCHAU 1976, Heft 5, wurde in dem Beitrag „Drehzahlregler mit Drehrichtungsumpolung" die Ansteuerung bzw. Steuerung des Motors anstatt durch Relais mit Transistoren vorgenommen. Die Art der Steuerung ist beliebig und jedem selbst überlassen. Relais können allerdings Impulse verursachen, die die TTL-Bausteine stören können.

Als Netzteil wurde eine Schaltung mit dem LM 309 K benutzt. Da für diesen Baustein bereits mehrmals Schaltungen und Platinen veröffentlicht wurden, wird hier auf eine Beschreibung verzichtet [2].

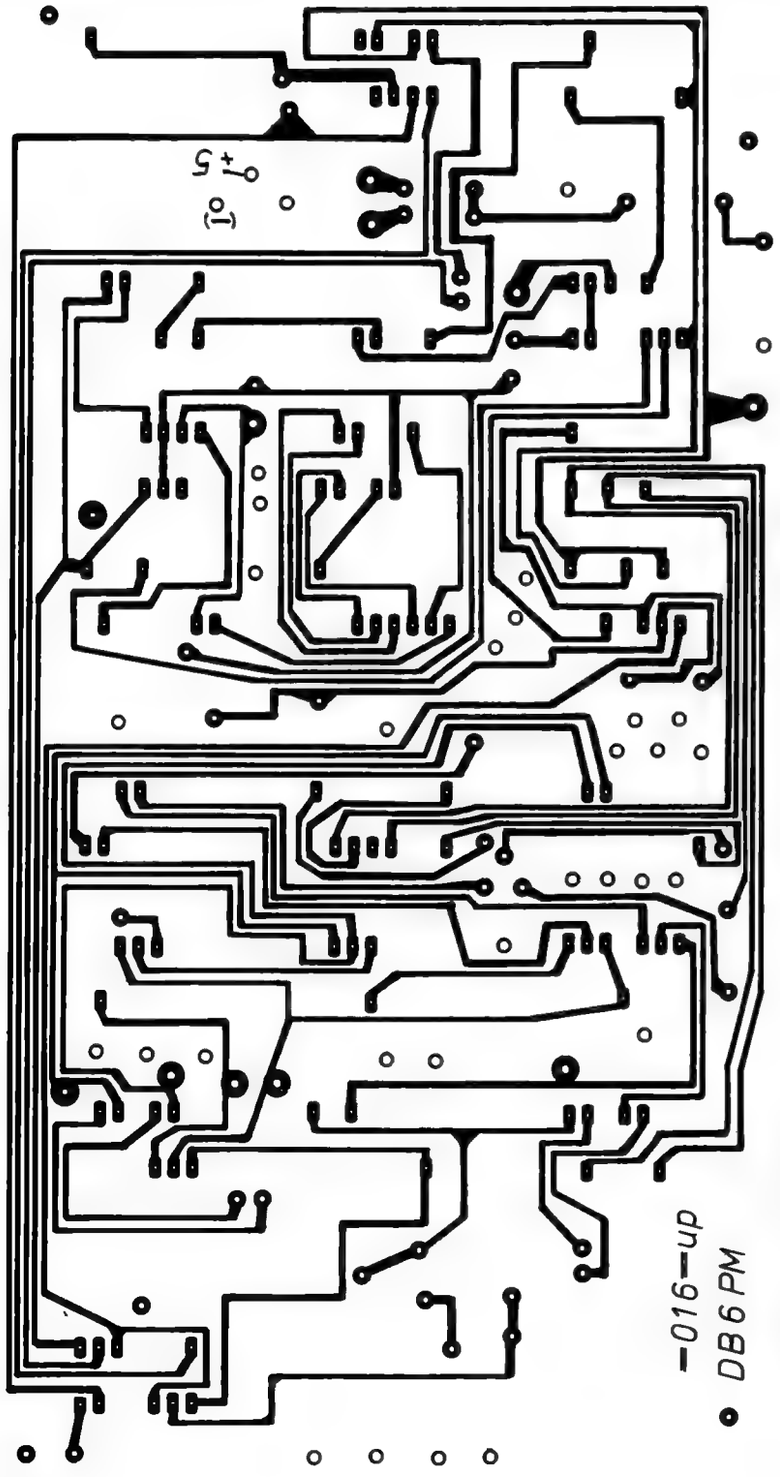


Bild 7. Die Oberseite der Steuerungsplatine

Aufbau des Gerätes und Abgleich

Um unnötigem Fehlersuchen nach der Bestückung zu entgehen, empfiehlt es sich, vorerst die ersten zehn IS mit den zugehörigen Bauelementen auf der Platine einzulöten (auf dem Bestükkungsplan gestrichelt eingerahmt). Dieser Teil wird dann vorerst allein in Betrieb genommen und abgeglichen.

Der Abgleich beginnt mit dem Wählen von R_g Dieser Widerstand wird zuerst durch einen 10 kΩ veränderlichen Widerstand ersetzt, der auf seinen maximalen Wert eingestellt wird. Nun wird die Versorgungsspannung des Empfängers angeschlossen, die Steuerspannung vom S-Meter des Empfängers allerdings noch nicht. Beim Transistor T 3 wird die Kollektor-Emitter-Strecke mit einem Stück Draht kurzgeschlossen und ein Amperemeter in die Spannungszuführung geschaltet. Dann wird Rg so lange verkleinert, bis nur noch knapp 5 mA fließen. Der Trimmer ist dann durch einen Festwiderstand zu ersetzen, wobei der Wert gleich oder wenig größer als der eingestellten Trimmerwiderstandes sein soll.

Der Frequenzabgleich wird durch Verändern von P 1 erreicht. Dazu wird das Signal am Ausgang von IS 7 z. B. durch eine Siebensegment-Anzeige kontrolliert; die Eingänge des Tores A müssen H-Pegel haben. Dann wird P 1, vom größten Wert beginnend, langsam verkleinert, bis die Anzeige Null anzeigt. (Mit einem Vielfachmeßinstrument ist die Funktion des Taktgebers zu überprüfen, da dieser bei einem bestimmten Wert von P 1 nicht mehr arbeitet.) Dann erhöht man die Frequenz wieder, bis als Anzeige eine 9 erscheint. Der Frequenzabgleich ist mit diesem Arbeitsgang beendet; falls P 1 nicht mehr verändert wird, ist ein Neuabgleich nicht mehr erforderlich.

Als Hilfe zum ungefähren Berechnen von R_g kann folgende Formel dienen:

$$R_g \approx \frac{U_{S\ Empf.} - 9\ V}{0{,}005\ A}$$

($U_{S\ Empf.}$ = Versorgungsspannung des Empfängers)

Ein anderer Weg wäre, die Spannung vom Empfänger auf 13,5 V zu teilen; dann könnte die Schaltung mit R_g =

1 kΩ übernommen werden (Achtung: belasteter Spannungsteiler!). *Bild 13* zeigt den Anschluß des Empfängers an ein Gerät Trio 2200 G.

Tips für den Nachbau

Besonders empfindlich auf Störimpulse sind FF 1 und FF 2. Meist war der Grund für die Störung das Ein- und Ausschalten der Steuerrelais oder ein nicht entstörter Rotor. Abhilfe bringt dann nur eine Entstörung der Kontakte an den Relais und am Motor. Eine andere Möglichkeit wäre die Entkopplung der Ansteuerung durch Opto-Koppler (Anschluß an den Steuerungsausgängen 1...4) und getrennte Spannungsversorgung.

Wird die Zusatzschaltung (Bild 5) benutzt, so ist sie unmittelbar hinter den Segmentring zu schalten. Grund dafür ist die Ausschaltung von Störimpulsen auf dem Weg zu den RS-Flipflops. Durch Kombination der einzelnen Schalter I_u... IV_u und II_o... IV_o lassen sich auch andere Grenzen schalten.

Erweiterungen

Wie schon anfangs gesagt wurde, kann die Schaltung in der bestehenden Form verbessert werden, wobei allerdings der Aufwand steigt. So könnte z.B. dafür gesorgt werden, daß die Antenne zu dem gespeicherten Platz zurückkehrt, auch wenn der Wind sie aus der Richtung verdrehen sollte. Die Änderung müßte an der letzten Entscheidungsstufe vorgenommen werden. Die Antivalenzgatter IS 19 und 20, welche die gespeicherte mit der momentanen Antennenstellung nur auf Gleichheit überprüfen, müßten durch einen Komparator (2 x 7485) ersetzt werden. Der Komparator wäre dann in der Lage zu entscheiden, wie die Antenne wieder in die gespeicherte Stellung zurückgedreht werden müßte (*Bild 14*).

Die Antennenstellung könnte auch nicht mechanisch durch einen Segmentring, sondern durch ein Poti mit 360°Drehwinkel gemeldet werden. Das Poti müßte linear sein und zur Empfindlichkeitserhöhung in einer Brükkenschaltung liegen. Die abgegriffene Spannung muß einem A/D-Wandler zugeführt werden, dessen Ausgangsimpulszahl pro Zählperiode nicht über 99 liegt. Bei dieser Zahl ist die Ungenauigkeit der Peilung im schlechtesten Fall 3,6°. Für eine noch höhere Genauigkeit müßte der Bauteileaufwand er-

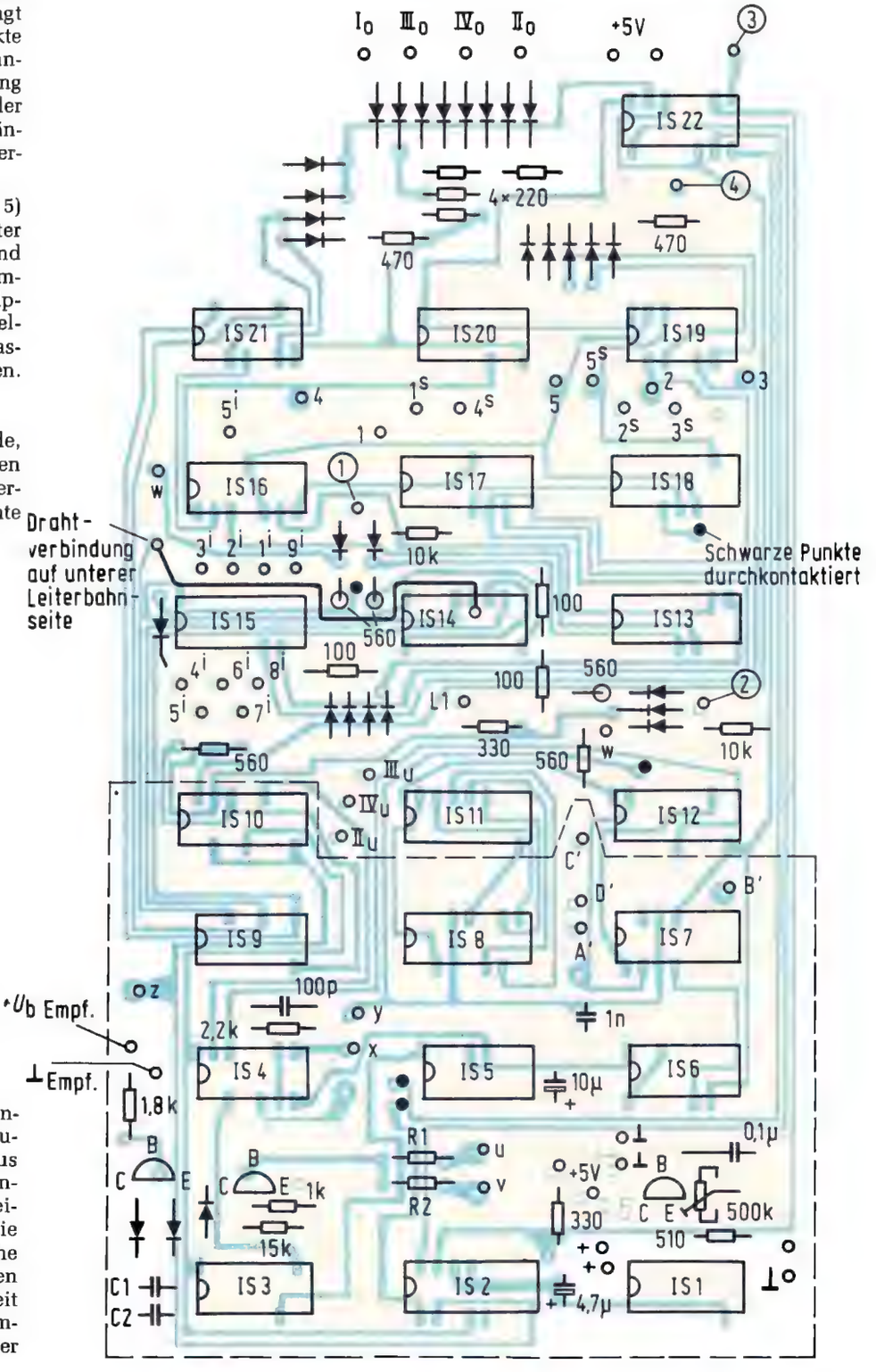


Bild 8. Bestückungsplan der Steuerplatine. An die Spannungsversorgungs-Pins der IS 3, 6, 9, 12, 15, 18 und 21 ist auf der Unterseite der Platine jeweils ein 10-µF-Tantal-Elko zu löten

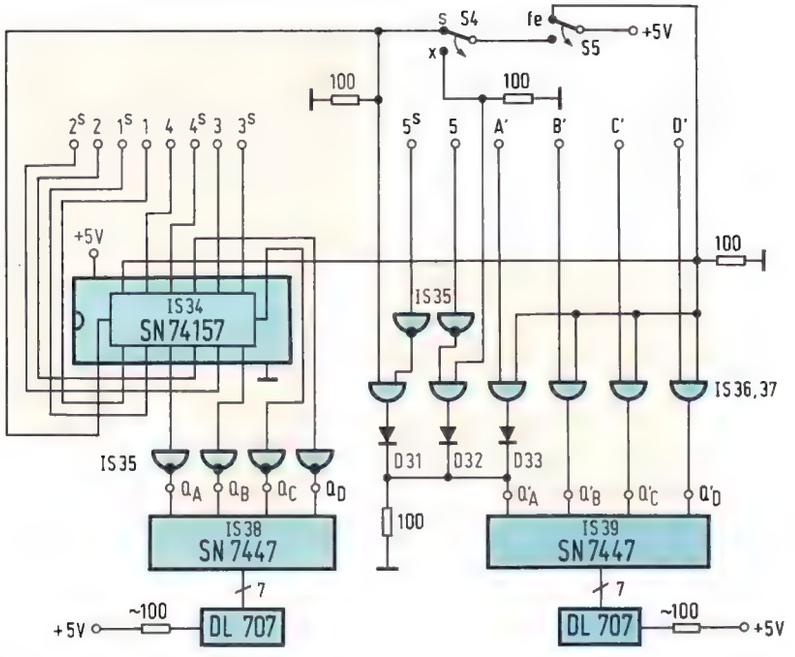
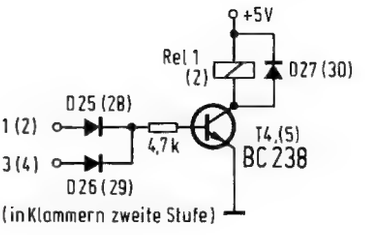


Bild 9. Schaltplan der Anzeigeeinheit



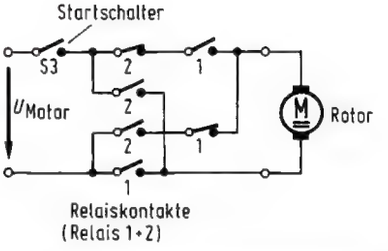


Bild 12. So läßt sich der Antennenrotor ansteuern

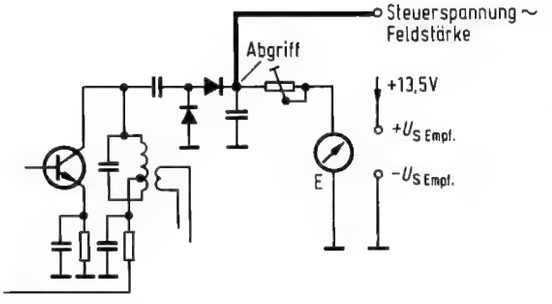


Bild 13. Beispiel des Abgriffes der Steuerspannung an der S-Meter-Stufe des „Trio 2200 G"

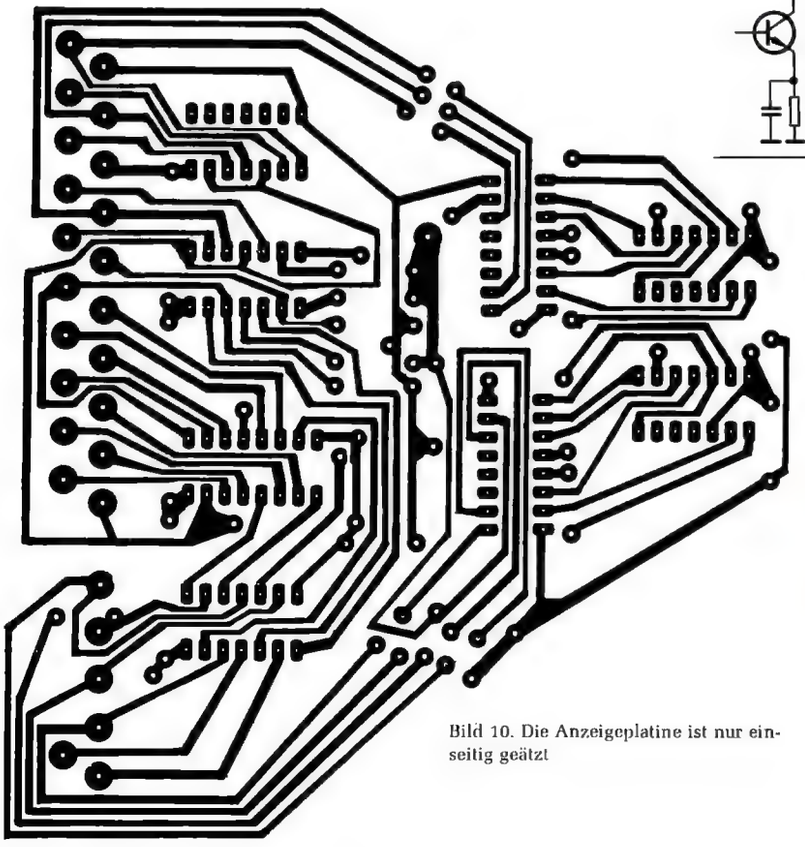


Bild 10. Die Anzeigeplatine ist nur einseitig geätzt

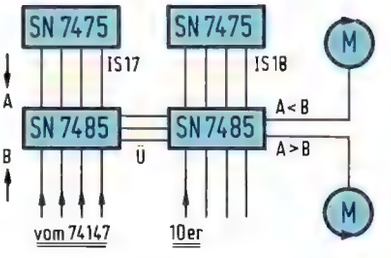


Bild 14. Diese Abänderung erlaubt ein automatisches Zurückdrehen, wenn die Antenne vom Wind verdreht wurde

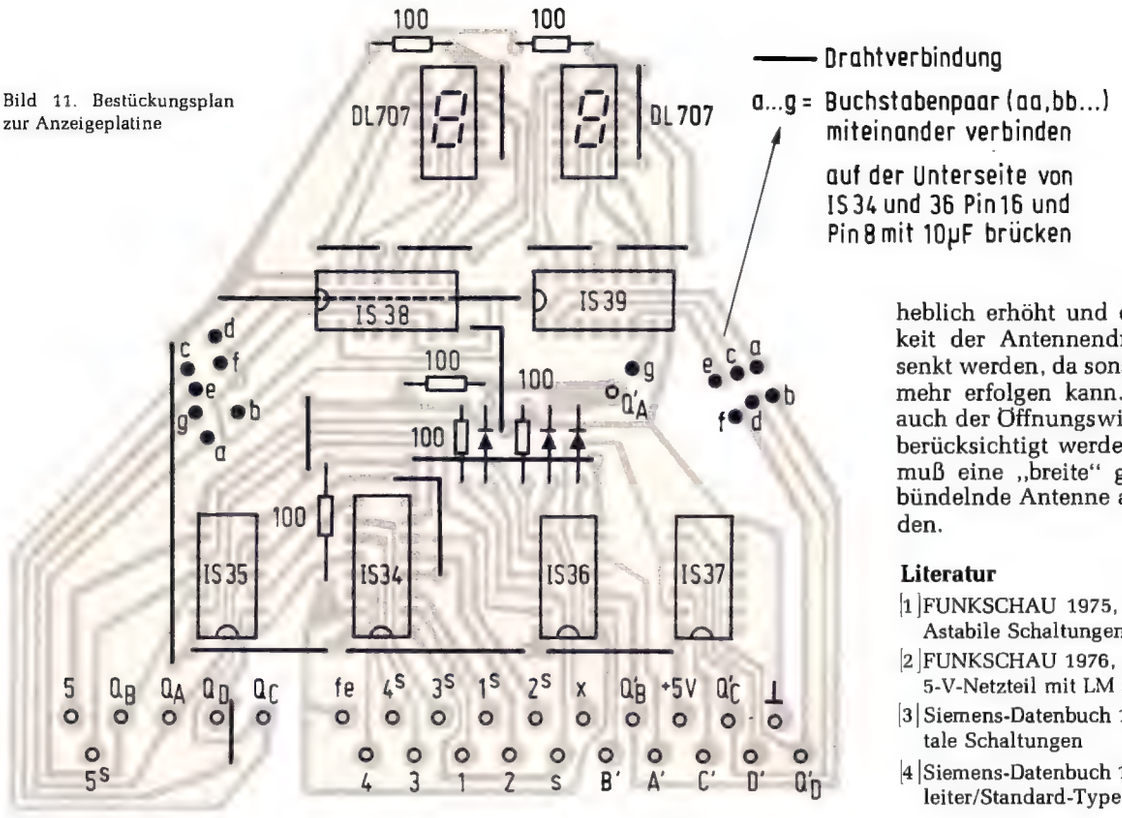


Bild 11. Bestückungsplan zur Anzeigeplatine

heblich erhöht und die Geschwindigkeit der Antennendrehbewegung gesenkt werden, da sonst keine Regelung mehr erfolgen kann. Zusätzlich muß auch der Öffnungswinkel der Antenne berücksichtigt werden; gegebenenfalls muß eine „breite" gegen eine scharf bündelnde Antenne ausgetauscht werden.

Literatur

[1] FUNKSCHAU 1975, Heft 13, Seite 337, Astabile Schaltungen

[2] FUNKSCHAU 1976, Heft 23, Seite 1022, 5-V-Netzteil mit LM 309 K

[3] Siemens-Datenbuch 1974/75, Bd. 1, Digitale Schaltungen

[4] Siemens-Datenbuch 1975/76, Einzelhalbleiter/Standard-Typen

Ing. (grad.)
Peter von Bechen

Der hier beschriebene Zeitschalter läßt sich mit nur wenigen Bauteilen aufbauen, zeichnet sich aber trotzdem durch gute Reproduzierbarkeit der Schaltzeiten aus. Das Gerät ist besonders für Foto-Vergrößerungsgeräte geeignet; der Bereich der Schaltzeiten liegt bei der gewählten Dimensionierung zwischen 5 s und 60 s.

Einfacher Zeitschalter

Die Schaltung

Bild 1 zeigt das Schaltbild des Zeitschalters. Im Ruhezustand (Relais abgefallen) liegt der Umschalter am Kondensator C 2 in der Stellung A; C 2 wird auf 12 V aufgeladen. Diese Spannung wird aus dem Netzteil (Trafo T, Brückengleichrichter, Siebelko C 1) durch eine einfache Z-Diodenstabilisierung gewonnen. Das Relais ist stromlos, weil wegen des fehlenden Basisstroms im Transistor kein Kollektorstrom fließt.

Durch Betätigen der Start-Taste wird die Kollektor-Emitter-Strecke kurzgeschlossen; das Relais zieht an, wodurch wiederum der Umschaltkontakt an C 2 in der Stellung B liegt. Nach Loslassen der Taste bleibt das Relais weiterhin angezogen, weil nun der Transistor leitet und über R 2/R 3 ein Basisstrom fließt. Kondensator C 2 entlädt sich in Abhängigkeit der Stellung von R 3. Die kürzeste Zeit wird erreicht, wenn nur R 2 wirksam ist, die längste, wenn R 3 seinen maximalen Wert hat.

Das Relais fällt wieder ab, wenn die Spannung am Kondensator so weit abgefallen ist, daß der in die Basis fließende Strom einen Kollektorstrom hervorruft, der nicht mehr ausreicht, um das Relais zu halten. Der Umschalter fällt in die Stellung A zurück, und C 2 hat sich in weniger als 0,5 s wieder auf 12 V aufgeladen.

Die Diode D 2 verhindert, daß die im Relais gespeicherte Energie beim Abschalten den Transistor zerstört.

Aufbau und Betrieb

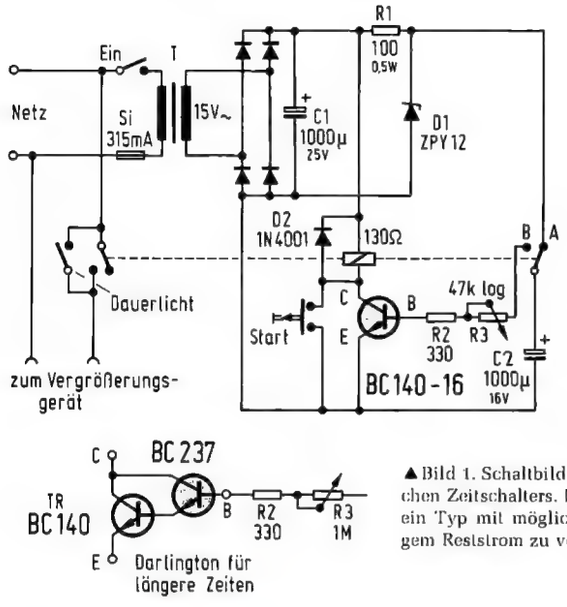
Die Bauteile befinden sich auf einer Platine (*Bild 2*), die in ein Kunststoffgehäuse eingeschoben wird. Mit den angegebenen Abmessungen paßt die Platine genau in die Einschubnuten des Gehäuses KG 21 von Amtron; man benötigt keine weiteren Befestigungselemente. Der Trafo und das Relais sind aufgeschraubt. Verbindungen, die Netzspannung führen, sind im Gehäuse verdrahtet und befinden sich nicht auf der Platine, deren Bestückung *Bild 3* zeigt.

Die im Mustergerät verwendeteten Bauelemente sind handelsüblich; der Netztrafo hat eine Sekundärspannung von 15 V bei 0,3...0,4 A, das Relais ist ein 12 V/130-Ω-Typ mit zwei Umschaltkontakten (RSM R15). Auf einwandfreie Qualität des Kondensators C 2 ist zu achten, weil sich bei zu hohem Leckstrom dieses Elkos keine langen Schaltzeiten erreichen lassen.

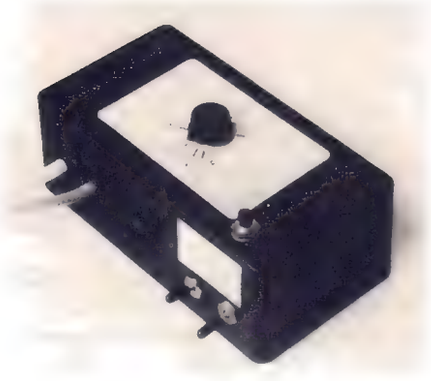
Das Gerät sollte erst in Betrieb genommen werden, wenn die Verdrahtung, besonders der Netzleitungen, genau geprüft wurde. Auch sollte nicht am offenen Gerät gearbeitet werden, wenn es mit dem Netz verbunden ist. Das Gerät wird geeicht, indem am Knopf von R 3 eine Skala angebracht wird, deren Werte durch Vergleich mit

einer Stoppuhr gefunden werden. Die Eichung muß für möglichst viele Werte erfolgen, da diese Skala nicht linear verläuft, wie auch *Bild 4* zeigt.

Werden andere Schaltzeiten benötigt, läßt sich die Schaltung problemlos auch mit anders dimensionierten zeitbestimmenden Bauteilen aufbauen. Den Kondensator C 2 über 1000 µF zu vergrößern, hat nicht viel Sinn, weil bei größeren Elkos der Leckstrom nicht mehr zu vernachlässigen ist. R 3 kann in der vorliegenden Schaltung auch nicht mehr viel größer gewählt werden, da bei höheren Werten nicht mehr genug Basisstrom fließt, um das Relais anziehen zu lassen. Das Problem läßt sich lösen, wenn man eine Darlingtonschaltung wählt. Der erforderliche Basistrom ist dann geringer, und für R 3 kann ein Poti mit höherem Widerstandswert gewählt werden. Für die Erzielung kleinerer Zeiten darf nicht R 2 verkleinert werden, weil sonst leicht der maximal zulässige Basistrom des Transistors überschritten wird; sinnvoller ist es, C 2 zu verkleinern.



▲ Bild 1. Schaltbild des einfachen Zeitschalters. Für C 2 ist ein Typ mit möglichst geringem Reststrom zu verwenden



▲ Bild 4. Das Mustergerät des Verfassers

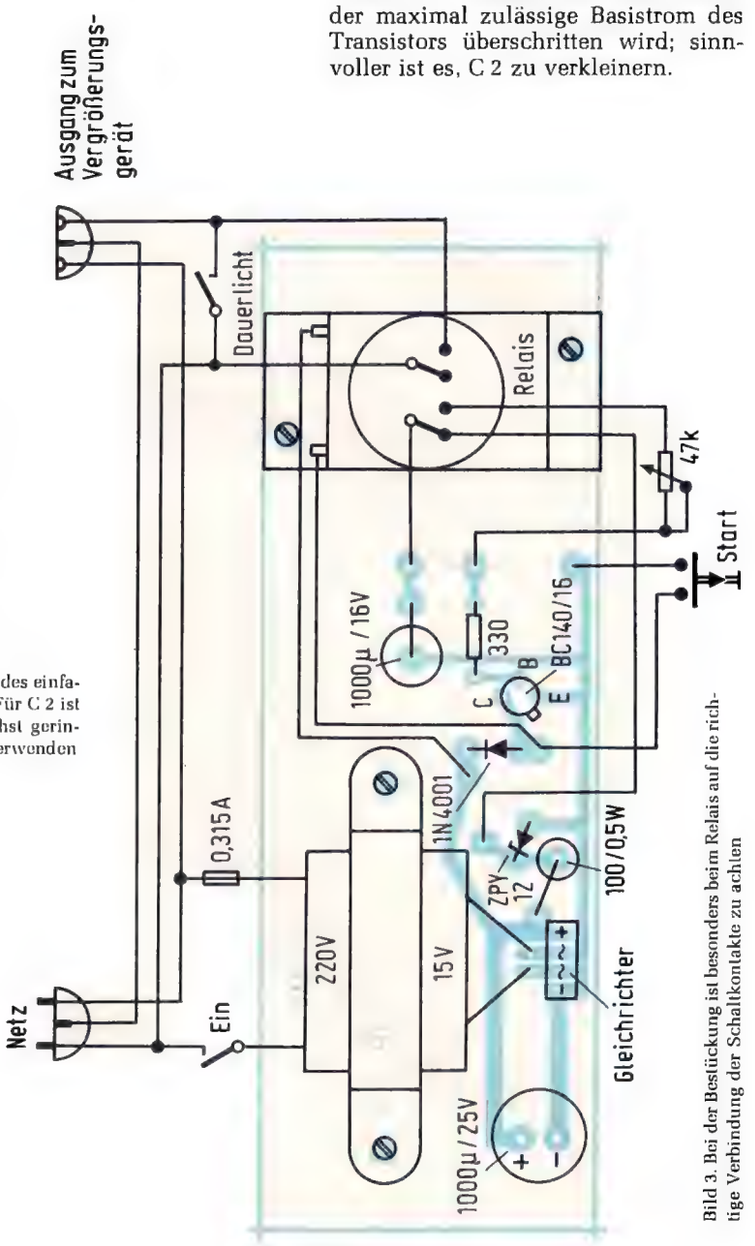


Bild 3. Bei der Bestückung ist besonders beim Relais auf die richtige Verbindung der Schaltkontakte zu achten

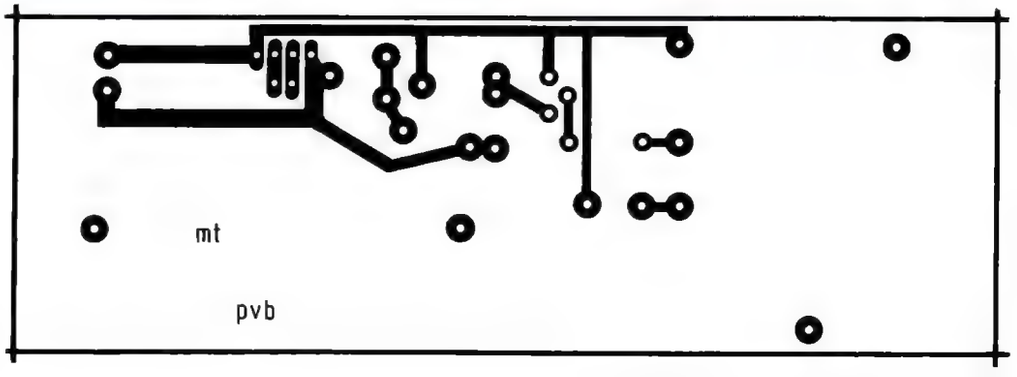


Bild 2. ▶
Die Platine. Sie enthält alle Teile einschließlich des 15-V-Netztrafos

Im folgenden Beitrag wird der Selbstbau eines Antennenanpaßgerätes für den Frequenzbereich von 3,5...30 MHz mit eingebauter Stehwellenmeßbrücke beschrieben. Damit ist es u. a. auch möglich, unabgestimmte Behelfsantennen für den KW-Funkverkehr von beliebiger Länge in Resonanz mit der Sende- bzw. Empfangsfrequenz zu bringen. Es ist nicht nur für Amateurfunkstationen bestimmt, sondern bringt auch den Höramateuren eine Verbesserung des KW-Empfanges.

Egon Koch

Universal-Antennenanpaßgerät mit Stehwellenmeßbrücke

Das erste „Antennenanpaßgerät" im weitesten Sinne für den Radiohörer brachte die Firma Richard Hirschmann vor etwa 35 Jahren auf den Markt. „Antovar trennt wunderbar" – so hieß es in einer Anzeige des Herstellers. Warum kam man mit so etwas heraus? Als Anfang der 30er Jahre die Leistung der Mittelwellenrundfunksender von 1,5 kW über 10 kW auf 100 kW erhöht wurde, lieferten die in dieser Zeit verwendeten 30...50 m langen Drahtantennen eine so große Empfangsspannung, daß die damals noch fast ausschließlich benutzten Ein- und Zweikreis-Radiogeräte nicht mehr in der Lage waren, die Stationen zu trennen. In dem „Antovar" (*Bild 1*) befand sich ein Kondensator mit einer Kapazitätsvariation von 5...50 pF, der sich durch Drehen eines Ringes an der Griffhülse einstellen ließ und somit eine elektrische Verkürzung der Langdrahtantenne bewirkte.

Nach diesem Prinzip arbeitet u. a. auch eine Schaltung in dem nachstehend beschriebenen Antennenanpaßgerät (*Bild 2*), die eine zu lange Drahtantenne für das betreffende Amateurband elektrisch verkürzt und in Resonanz mit der Arbeitsfrequenz bringt.

Was kann das Antennenanpaßgerät?

Die Funkamateure verwenden meist auf ein oder mehrere KW-Bänder abgestimmte Antennen, wobei durch Verkürzen der Länge bei Drahtdipolen oder durch Hinein- oder Herausschieben der Rohre der einzelnen Strahlerelemente bei KW-Yagi- und Groundplane-Antennen eine exakte Abstimmung möglich ist und sich daher ein Antennenanpaßgerät erübrigt. Viele benutzen jedoch, vor allem im Urlaub, ein Stück Draht beliebiger Länge als Antenne, das nun in Resonanz mit der Sendefrequenz gebracht werden soll.

Das Anpaßgerät gestattet nun, einen zu kurzen Draht durch Zuschalten einer Induktivität elektrisch zu verlängern, aber auch für die höheren KW-Bänder einen zu langen Antennendraht elektrisch zu verkürzen – also exakt auf die Arbeitsfrequenz abzustimmen. In einem engeren Bereich läßt sich auch die Fehlanpassung einer über ein Koaxialkabel eingespeisten, leicht fehlabgestimmten Antenne, z. B. Mehrband-Groundplane, korrigieren. Daneben schwächt das Anpaßgerät die Oberwellen der Sendefrequenz ab. Schließlich kann es noch zur Anpassung des Senderausganges an einen Linearendverstärker benutzt werden, wenn dieser nicht 50 Ω Eingangsimpedanz hat. Das hier beschriebene Anpaßgerät ist für eine maximale Senderleistung (PEP) von etwa 250 W und für den Frequenzbereich 3,5...30 MHz ausgelegt, läßt sich aber bei Verwendung einer höher belastbaren Induktivität auch für Ausgangsleistungen bis etwa 1 kW einsetzen.

Schaltung und Aufbau

Bei einem Antennenanpaßgerät (*Bild 3*) muß zur Überwachung des Abstimmvorganges in die Leitung zum Senderausgang eine Stehwellenmeßbrücke geschaltet werden. Sie wurde unter Verwendung eines fertig abgeglichenen SWR-Brückenelements (B. Annecke, Güglingerstr. 4, 7100 Heilbronn/Böckingen) aufgebaut (*Bild 4*). Zur Anzeige des Vor- und Rücklaufes sind getrennte und geeichte Zeigerinstrumente (Monacor, Ausführung „SWR" und „Power") vorhanden, was den Abstimmvorgang wesentlich erleichtert. Mit dem Empfindlichkeitsregler – ein Tandempotentiometer mit 2 x 22 kΩ linear – läßt sich die SWR-Brücke der Senderausgangsleistung anpassen. Der Antennenkoppler besteht aus den beiden Drehkondensatoren C 1 und C 2 (Hopt, Schörzingen) mit einer Endkapazität von 150 pF und 1,5 mm Plattenabstand sowie aus der einstellbaren Induktivität L 1 (Annekke, Heilbronn) in der Bauform eines hochbelastbaren Drahtpotentiometers. Diese sogenannte „Ringspule" hat eine Induktivität von 28 µH und kann bis etwa 250 W belastet werden.

Statt der Ringspule kann man auch eine Rollspule (*Bild 5*) vom gleichen Hersteller nehmen, die eine Induktivität von 40 µH und eine Belastbarkeit (bei 1 mm Draht-Ø, versilbert) von 250 W aufweist. Damit die gefundenen Einstellungen wieder leicht reproduzierbar sind, wird für die Einstellung ein Zählwerk 0 bis 99,99 (Annecke) benutzt, das in einem Ausschnitt die eingestellte Windungszahl anzeigt, während die Stellung des Abgriffes an der

◄ Bild 1. Antennenregler „Antovar" (Foto: Hirschmann)

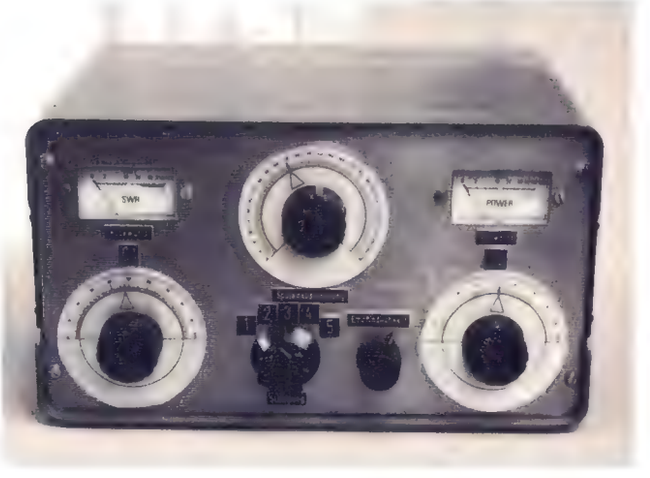


Bild 2. ► Antennenanpaßgerät mit eingebauter Stehwellenmeßbrücke (Foto: E. Koch)

sind durch passendes Einlöten von Dioden alle Daten enthalten, die zur Messung eines bestimmten Tunertyps erforderlich sind.

Die Erregung der 16 Datenzeilen erfolgt über einen TTL-Multiplexer, dessen Eingänge vom Mikroprozessor bedient werden. Die sechs Spalten werden über 6 Dateneingänge zum Prozessor gelesen. Nach der Aufnahme der Daten kann die Programmier-Steckkarte wieder gezogen und zur Programmierung eines anderen Platzes verwendet werden. Die sechs Datenleitungen sind jetzt Ausgänge und bilden einen Datenbus, der unter anderem den D-A-Wandler, die Datenausgabe und andere Schaltstellen bedient. Die 16 Multiplexerleitungen bilden ebenfalls einen Bus zur Bedienung von Schaltfunktionen. Auch die vom D-A-Wandler erzeugte Analogspannung wird durch das Gerät geführt und bedient z.B. die Abstimmdioden des Tuners sowie die Vertikalablenkung des X-Y-Schreibers. Da das Gerät sehr schnell ist (Messung eines 3-Bereichs-Tuners in 6 s), wird die Bestückungszeit der Prüf-Aufnahme zu einem zeitbegrenzenden Faktor. Das Gerät und das Programm sind deshalb auch für den Betrieb mit zwei Aufnahmen mit abwechselnder Bestückung eingerichtet.

Obwohl die Problemstellung des beschriebenen Meßplatzes so komplex ist, daß an eine reine Hardware-Lösung mit vernünftigem Aufwand kaum zu denken ist, genügt eine Minimalkonfiguration des Mikroprozessors 6800 (das Programm umfaßt nur 0,5 KBytes). Auch mit der Geschwindigkeit ist man noch lange nicht an der oberen Grenze; es könnten etwa viermal so viele Funktionen in der gleichen Zeit untergebracht werden. ■

Schichtdicken-Meßgerät für Kleinteile

Dünne galvanische Schichten auf Kleinteilen zu messen, ist mit den üblichen Schichtdicken-Meßgeräten problematisch und oft gar nicht möglich. Als Ausweg bietet sich hier ein in DIN 50 933 beschriebenes Verfahren an, bei dem die galvanische Schicht mit speziellen Elektrolyten anodisch abgelöst und durch zweimaliges Messen vor und nach dem Ablösen die Schichtdicke bestimmt wird. Bei Siemens hat man dieses Verfahren weiterentwickelt und ein entsprechendes Meßgerät gebaut, mit dem – je nach Geometrie und Werkstoffkombination des Prüfgegenstandes – eine Meßunsicherheit von nur ± 0,2 bis ± 1,0 µm erreicht wird.

Mit dem Gerät *(Bild)* können Nickel-, Kupfer-, Zink- und Cadmiumschichten auf dem Grundwerkstoff Eisen sowie Nickelschichten auf Kupfer, Messing und Bronze gemessen werden. Andere Schicht- und Grundwerkstoffkombinationen sind im Prinzip ebenfalls meßbar, wenn man dafür geeignete Elektrolyte entwickelt. Die zu messenden Schichtdicken können im Bereich von etwa 1 bis 200 µm liegen. Die Prüfgegenstände werden in die schraubstockartige Spanneinrichtung des Meßgerätes eingespannt. Für Kleinstteile, z. B. Stifte unter 1 mm Durchmesser oder kompliziert geformte Teile, sind spezielle Spanneinrichtungen zu verwenden. Allgemein reicht eine punktgroße Meßfläche für die Schichtdickenbestimmung aus.

Zum Messen wird auf das eingespannte Prüfteil ein induktiver Feinzeiger gesenkt und der Meßwert an dem angeschlossenen Anzeigegerät auf Null gestellt. Dann tropft man auf die Meßstelle etwas Elektrolytflüssigkeit und taucht darin eine Silberelektrode ein. Je nach Schichtdicke und Teileform ist nach einigen Sekunden oder Minuten das Schichtmaterial anodisch abgelöst, was z. B. durch den Farbunterschied zwischen Grund- und Schichtmaterial zu erkennen ist. Bei einer zweiten Messung mit dem Feinzeiger kann die Schichtdicke am Anzeigegerät abgelesen werden.

Mit diesem Meßgerät läßt sich die Dicke von dünnen galvanischen Schichten auf Kleinteilen messen

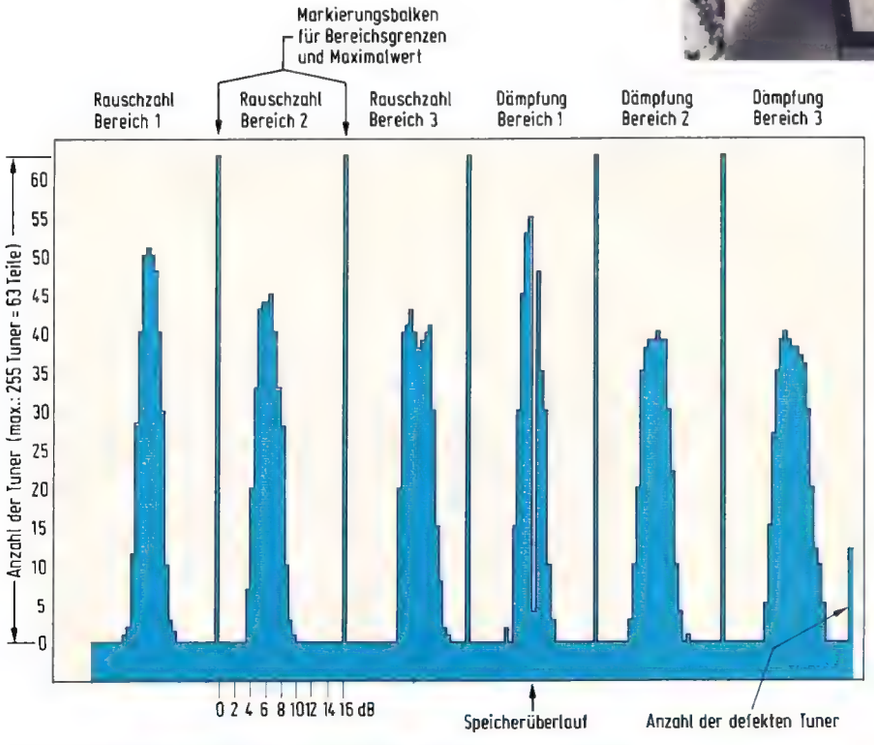
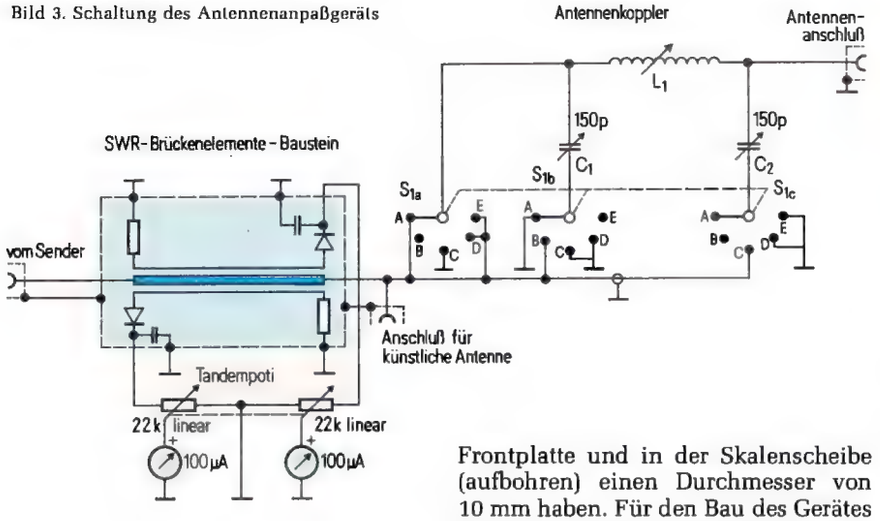


Bild 3. Beispiel für eine Tuner-Statistik, dargestellt mit dem X-Y-Schreiber

Bild 3. Schaltung des Antennenanpaßgeräts



Windung an der am Rande des Kurbelknopfes befindlichen Skaleneinteilung abgelesen werden kann. Für diejenigen, welche das Anpaßgerät auch für größere Sendeleistungen auslegen möchten, gibt es eine Rollspule mit am Ende gespreizter Wicklung (2 mm Draht-Ø, versilbert) und einer Induktivität von 30 µH. Allerdings muß bei Verwendung dieser Spule ein anderes Gehäuse mit größerer Tiefe verwendet werden.

Diese Ring- und Rollspulen bieten eine optimale Anpassung der Induktivität gegenüber den sonst bei derartigen Antennenanpaßgeräten verwendeten Spulen mit Anzapfungen für die einzelnen Bänder, wo vielfach die Abgriffe so ungünstig liegen, daß man sie umlöten muß.

Mit dem Stufenschalter S 1 (ITT 624 mit 4 x 5 Kontakten) lassen sich die fünf verschiedenen Anpaßschaltungen (*Bild 6*) einstellen. Bei Verwendung von Rollspulen mit Zählwerkanzeige muß man S 1 an einer Seiten- oder an der Rückwand des Gehäuses montieren.

Damit man die für die einzelnen KW-Bänder einmal gefundenen Einstellungen der Drehkondensatoren und der Induktivität wieder sofort reproduzieren kann, haben diese Aufbaukreisskalen mit 65 mm Durchmesser und Plexiglaszeigerscheibe (H. Grossmann, 3252 Bad Münder 13), und zwar für die Drehkondensatoren eine Skalenscheibe mit 180°- und für die Ringspule mit 270°-Einteilung. Bei der Montage ist zu beachten, daß je nach Anpaßschaltung die 6-mm-Drehkondensatorachsen Hf-Spannungen führen; deshalb muß für die Achsdurchführung das Loch in der Frontplatte und in der Skalenscheibe (aufbohren) einen Durchmesser von 10 mm haben. Für den Bau des Gerätes wurde das Zeissler-Gehäuse (Bestell-Nr. 2008-1100) in den Abmessungen 245 mm Breite, 140 mm Höhe, 180 mm

Bild 5. Rollspule mit Zählwerk (Foto: Annecke)

Tiefe mit dem dazugehörigen Erdungssatz verwendet, der eine leitende Verbindung aller Gehäuseteile untereinander herstellt. Die Drehkondensatoren sind mit kleinen Winkeln auf dem Gehäuseboden (*Bild 7*), das SWR-Brükkenteil mit den drei 50-Ω-Koaxbuchsen (SO 239) an der Rückwand befestigt. Die zwei Buchsen für Ein- und Ausgang der Brücke sind unmittelbar neben dieser Baugruppe anzuordnen. Zur Verdrahtung des Antennenkopplerteiles

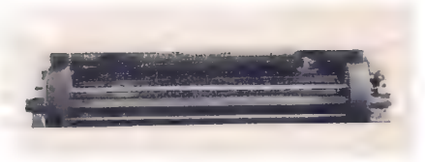


Bild 4. SWR-Brückenelement (Foto: Annecke)

nehme man versilberten Kupferdraht mit 2 mm Durchmesser. Sie läßt sich bei abgenommenem Gehäuseoberteil leicht vornehmen.

Die Bedienung

Wenn man eine Antenne ohne Koaxial-Speiseleitung – also ein Stück Draht beliebiger Länge – an den Senderausgang anpassen will, so empfiehlt es sich in diesem Falle, das Anpaßgerät in unmittelbarer Fensternähe aufzustellen, damit möglichst wenig Hf in den Wohnraum abgestrahlt wird. Sonst kann es direkt bei der Station stehen; für die Verbindung zum Sender ist Koaxialkabel zu verwenden.

Bei der Abstimmung geht man wie folgt vor: Zunächst wird der Sender unter Verwendung einer künstlichen Antenne, für die ein Anschluß hinter der SWR-Brücke am Anpaßgerät vorhanden ist, bei Bandmitte auf niedrigstes Stehwellenverhältnis, also 1, abgestimmt. Um dabei störende Beeinflussungen durch den Antennenkoppler mit der angeschlossenen Antenne zu vermeiden, schaltet man auf Anpaßschaltung „B" und dreht den Drehkondensator C 1 ganz heraus. Die Senderabstimmung darf dann während des Abstimmvorganges am Anpaßgerät nicht mehr verändert werden. Nach Entfernen der künstlichen Antenne ist die für die Antenne geeignete Anpaßschaltung einzustellen und bei geringer Ansteuerung der Senderendstufe (siehe im Handbuch) die angeschlossene Antenne mit dem Anpaßgerät auf niedrigstes Stehwellenverhältnis abzustimmen. Die Schaltungen nach „A" und

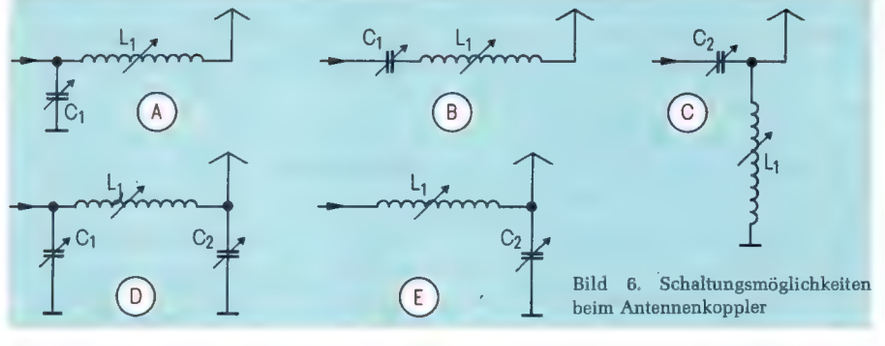


Bild 6. Schaltungsmöglichkeiten beim Antennenkoppler

„E" gestatten, eine zu kurze Drahtantenne – vor allem beim 80- und 40-m-Band – elektrisch zu verlängern, die nach „B" und „C", eine zu lange Drahtantenne – vor allem bei den Bändern 20 m, 15 m und 10 m – elektrisch zu verkürzen und auf der Arbeitsfrequenz in Resonanz zu bringen. Die Schaltung „D" wird u. a. benutzt, wenn eine bereits abgestimmte Antenne mit Koaxial-Speiseleitung ein schlechtes Stehwellenverhältnis hat.

Die gefundenen geeigneten Anpaßschaltungen für die jeweils verwendete Antenne sowie die Einstellwerte für C 1, C 2 und L 1 werden für jedes Amateurband notiert, so daß die Prozedur mit der künstlichen Antenne nur einmal nötig ist. Man kann dann bei Bandwechsel sofort die nötigen Einstellungen vornehmen; kleine Korrekturen sind nötig, wenn man am Bandanfang oder Bandende arbeitet. Mit dem Anpaßgerät wurde eine „Fahnenstangenantenne" von 2,75 m Länge optimal an den Senderausgang angepaßt, dabei ließ sich auf allen Amateurbändern ein Stehwellenverhältnis von 1 bis 1,21 erreichen.

Bei Verwendung von Behelfsantennen – sei es ein im Zimmer ausgespannter Draht, ein aus dem Fenster herunterhängender Draht oder eine am Fenster befestigte Stabantenne – ist wegen der unmittelbaren Nähe zu den Wohnräumen mit störenden Beeinflussungen des Fernseh- und Rundfunkempfanges zu rechnen. Man sollte daher besser eine Hochantenne (Dipol, Yagi usw.) mit Koaxial-Speiseleitung verwenden und so aufhängen bzw. aufstellen, daß sie von Wohnungen möglichst weit entfernt ist.

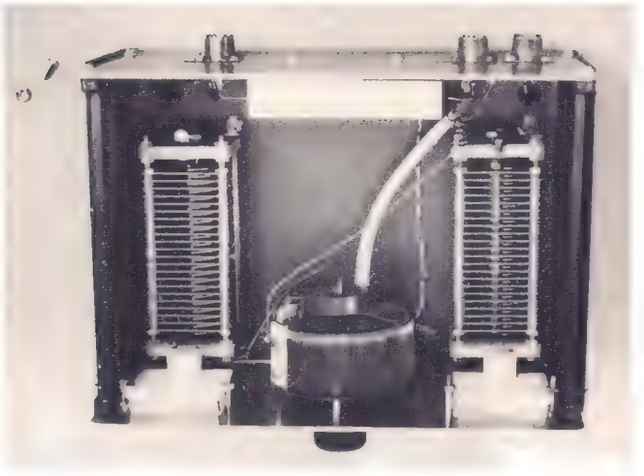


Bild 7. Innenansicht des Gerätes (Foto: E. Koch)

Wenn sich Höramateure das Antennenanpaßgerät bauen möchten, so kann natürlich die Stehwellenmeßbrücke entfallen, und es genügen normale Rundfunk-Drehkondensatoren. Durch Herausnahme von Platten läßt sich deren Kapazität entsprechend verringern, jedoch sollte man hier einen Endwert von 200 pF nicht unterschreiten. Außerdem genügt ein einfacher Stufenschalter mit Schaltebenen aus Hartpapier. ■

Laser-Bildspeicher von Bosch mit ungewisser Zunkunft?

Unter der Rubrik „Forschung in Berlin" setzte sich im Berliner Tagesspiegel vom 5.11.1977 unser Mitarbeiter Rainer Bücken ausführlich mit dem in den Forschungsinstituten Berlin und Lonay (Schweiz) entwickelten Laser-Bildspeicher der Robert Bosch GmbH auseinander. Dabei wurden interessante technische Fakten ans Tageslicht gefördert, hier nur einige: Für ein Fernsehbild muß die metallbedampfte Oberfläche der Plexiglas-Scheibe bei einer Umdrehung etwa 320 000 mal weggeschmolzen und verdampft werden. Eine Platte mit 30 000 Einzelbildern (entsprechend 20 Minuten Programm) weist dann 9,6 Milliarden (!) Löcher in der Metallschicht auf. 2000 solcher Informationsträger wären nötig, um dem Querschnitt eines durchschnittlichen Menschenhaares zu entsprechen.

Die Aufzeichnung erfolgt bekanntlich in Real Time; anschließend kann sofort wieder ausgelesen werden. Damit ergeben sich zwangsläufig ganz andere Anwendungsgebiete als bei den bekannten Bildplatten-Systemen für semiprofessionellen bzw. privaten Einsatz. So sei die Ergänzung der Studioanlagen durch den Bildspeicher ebenso möglich wie auch die Anwendung in Bildredaktionen von Verlagen (drei Millionen Bilder ließen sich auf 100 Platten unterbringen und über einen Computer einzeln abrufen) sowie im Gesundheitswesen vorstellbar. Neben diesen Möglichkeiten zeichnet sich jedoch noch kein Anwendungsgebiet konkret ab. Wo der Markt für solche Entwicklungen liegt, ist wirklich die Hauptfrage, zumal mittlerweile Magnetbandgeräte entwickelt wurden, die viele der positiven Bildplatten-Eigenschaften auch haben.

Deshalb schließt der Artikel auch mit der Feststellung, daß das Ergebnis jahrelanger Forschungsarbeiten unter Umständen nicht in die Praxis überführt werden kann. Aber mit solchen Problemen muß man sich oft auseinandersetzen, denn nicht jedem Forschungsprojekt ist der Erfolg sicher. Die FUNKSCHAU berichtete ausführlich über den Laser-Bildspeicher im Heft 25/1974, ab S. 973, und dann nochmals in Heft 17/1977, S. 776 (Montreux-Bericht). ■

Antennenmeßempfänger

Mit dem neuen Antennenmeßempfänger ME 6 hat Grundig ein neues Servicegerät geschaffen, dessen Eigenschaften sämtliche Messungen an Antennenanlagen mit großer Genauigkeit zulassen. So können beispielsweise die Hf-Pegel für das Abnahmeprotokoll der Deutschen Bundespost, der Sender-Standort und die Antennenrichtung optimal ermittelt werden. Der Antennenmeßempfänger ist für die üblichen vier Fernsehbereiche sowie für die Rundfunkbereiche UKW, K,M,L ausgelegt und für Batterie- und Netzbetrieb geeignet. Drei Fernsehsender und ein UKW-Sender sind speicherbar und können durch Tastendruck abgerufen werden. Daneben besteht freie Senderwahl. Die Empfangspegel-Anzeige erfolgt automatisch, wobei sich die Grunddämpfung ebenso automatisch einstellt und digital angezeigt wird. Dadurch befindet sich das Analog-Instrument zur Feinjustierung der Antenne und damit die Zusatzdämpfung immer im günstigen Ablesebereich. Außerdem ist das Gerät in den Fernsehbereichen mit einer automatischen Scharfabstimmung ausgestattet. Zur optimalen Bildbeurteilung läßt sich der mittlere Bildausschnitt mit den Frequenzmustern bei Testbildern dehnen. Für die qualitative Beurteilung des Stereo-Signals im UKW-Bereich sind ein Ausgang für Stereo-Kopfhörer sowie eine Stereo-Anzeige vorhanden.

Filterschaltungen für den Nf-Bereich erfreuen sich besonders bei den Musik-Elektronikern großer Beliebtheit, z. B. um Wow-Effekte zu erzielen, aber auch, um bestimmte Tonhöhen oder Spektralanteile hervorzuheben oder zu dämpfen und so einen charakteristischen „Sound" zu produzieren. Der folgende Beitrag zeigt, wie sich mit steuerbaren Operationsverstärkern ein Filter bauen läßt, dessen Parameter mit von außen angelegten Spannungen veränderbar sind.

Helmut Burkhardt

Spannungsgesteuertes Universalfilter

In Filtern im Nf-Bereich werden zunehmend Operationsverstärker eingesetzt. Man vermeidet dadurch unhandlich große Induktivitäten mit meist schlechten elektrischen Eigenschaften. Außer aktiven Bauelementen werden nur noch Widerstände und Kondensatoren benötigt.

An ein Universalfilter stellt man die Forderung, daß die Filtereigenschaften (Güte, Verstärkung und Resonanzfrequenz) voneinander unabhängig einstellbar sind. In der nachfolgend beschriebenen Schaltung ist dies ohne Einschränkung möglich. Interessant an der Schaltung ist, daß sie, bei einfacher Einstellbarkeit der Filterparameter, alle grundsätzlichen Filtertypen in sich vereinigt. Je nachdem, welcher Ausgang verwendet wird, arbeitet die Schaltung als selektives Filter, Sperrfilter, Tiefpaß und Hochpaß zweiter Ordnung. Durch Einsatz von OTAs anstelle von Operationsverstärkern erhält man ein steuerbares Universalfilter. OTAs werden in letzter Zeit günstig angeboten. Sie lassen sich vielseitig verwenden [2]. Die angewandte Technik der Ausnutzung der exponentiellen Kennlinie von Transistoren ist beispielhaft für viele Steuerschaltungen und Funktionsnetzwerke, so daß es sich lohnt, näher darauf einzugehen.

Der OTA (Operational Transconductance Amplifier)

Die ursprünglich als Rechenverstärker für Analogrechner entwickelten Operationsverstärker haben in der Nf-Technik als Grundbaustein längst allgemeine Bedeutung erlangt. Während die Eigenschaften eines normalen Verstärkers durch seinen inneren Aufbau vorgegeben sind, ist ein Operationsverstärker so beschaffen, daß seine Wirkungsweise durch äußere Bauelemente einfach und präzise programmiert werden kann. Beim OTA können darüber hinaus wichtige Parameter wie Verstärkung und Leistungsaufnahme über mehrere Dekaden durch einen Steuerstrom nahezu trägheitslos eingestellt werden.

Ein solcher steuerbarer Verstärker arbeitet nach dem Prinzip des Zweiquadranten-Multiplizierers mit Stromverteilungssteuerung [1]. Eine dazu verwendete Schaltung innerhalb der IS ist in *Bild 1* herausgezeichnet. T 3 und T 4 arbeiten als „Stromspiegel", so daß I_E ebenso groß ist wie I_{st} [3]. Aus der Schaltung ist bereits zu erkennen, daß I_{st} positiv sein muß und auch einen Wert von wenigen mA nicht überschreiten darf.

Mit zulässigen Vereinfachungen läßt sich für den OTA (*Bild 2*) sagen, daß der Ausgangsstrom dem Steuerstrom I_{st} und der Eingangsspannung $U_E = U_{E1} - U_{E2}$ proportional ist:

$$I_A = I_{st} \cdot U_E \cdot 19{,}2/V$$

Der Faktor 19,2/V ist dabei physikalisch bedingt.

Der Ausgangswiderstand eines OTA ist mit rd. 15 MΩ recht hoch, so daß die Spannungsverstärkung dem Lastwiderstand am Ausgang direkt proportional wird:

$$V = R_L \cdot I_{st} \cdot 19{,}2/V$$

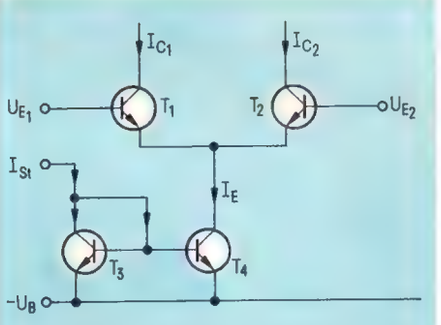


Bild 1. Prinzip der Verstärkungsregelung in einem OTA

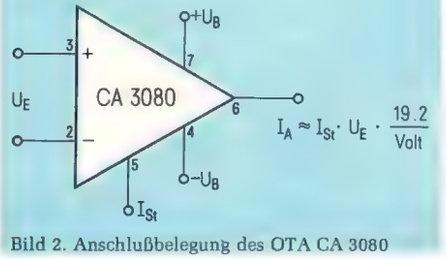


Bild 2. Anschlußbelegung des OTA CA 3080

Funktion des Universalfilters

Der Grundgedanke der Schaltung besteht darin, eine Schwingungsdifferentialgleichung zweiter Ordnung zu programmieren [1]. Dazu dienen OTA1 und OTA2, die als steuerbare Integratoren geschaltet sind. OV1 dient zur Dämpfung der Schwingung und zur Einspeisung des Signals. Durch ihren hohen Ausgangswiderstand werden OTAs bei rein kapazitiver Belastung automatisch zu Integratoren. Die als Sourcefolger eingesetzten Fets T1, T2 sorgen für gute Entkopplung. Dazu läßt sich z. B. der relativ preiswerte Typ BF 245 verwenden. Es können ebenso Vergleichstypen oder sogar einfach npn-Transistoren hoher Stromverstärkung benutzt werden (z. B. BC 109 C), allerdings zu Lasten der unteren Grenzfrequenz.

Das Schaltbild (*Bild 3*) zeigt u. a. ein besonders einfaches und hochaussteuerbares Mischpult. Jeder Eingang erfordert nur ein Potentiometer (50 oder 100 kΩ, logarithmisch), zwei Festwiderstände und einen Transistor. Für T4, T5 und T6 können npn-Universaltransistoren verwendet werden.

R10, OV3 und T3 sind als spannungsgesteuerte Transistor-Präzisions-Konstantstromquellen zur Steuerung der OTAs geschaltet. Falls U_{st} sehr niederohmig zur Verfügung steht, kann der als Spannungsfolger geschaltete OV2 entfallen. Die Offsetspannungskompensation von OV3 erfolgt so, daß für $U_{st} = 0$ auch gerade $I_{St} = 0$ wird.

Die Widerstände R9 schützen die Steuerstromeingänge der OTAs und verbessern die Stromaufteilung. Man wählt R9 möglichst groß, jedoch nicht größer als höchstens 2 · R10, damit für U_{st} der gesamte Spannungsbereich von 0 bis fast $+U_B$ zur Verfügung steht. Die zusätzliche Entdämpfung mit R7 und R8 kann die Unterdrückung der Resonanzfrequenz in der Betriebsart als Sperrfilter verbessern.

Durch die Entdämpfung kann das Filter auch bei endlicher Güte zur Eigenschwingung angeregt und damit zum

spannungsgesteuerten Sinusgenerator werden. Ohne Amplitudenregelung ist die dazu nötige Einstellung von R8 kritisch. Bei Inbetriebnahme ist das Potentiometer R8 an den unteren Anschlag zu stellen, da eine zu starke Entdämpfung das Filter durch Übersteuerung vorübergehend außer Betrieb setzen kann.

Das Schaltbild zeigt einen Dimensionierungsvorschlag, der das Steuern der Resonanzfrequenz über den gesamten Hörbereich erlaubt. Die Kreisgüte läßt sich mit R2 auf etwa 0,3...10 einstellen. Andere Eigenschaften können aus den Formeln für f_o und Q berechnet und durch Änderung weniger Bauteile leicht realisiert werden. Die *Tabelle* nennt die wichtigsten Eigenschaften des Filters und gibt Dimensionierungs-Formeln an.

Die präzise Funktion der Schaltung erfordert gut stabilisierte Betriebsspannungen. Gegebenenfalls sind diese durch sehr niederohmige RC-Glieder gegen „Netzverseuchungen" anderer Schaltungen abzusichern und die Ausgänge durch Abschlußwiderstände ≧680 Ω zu schützen. Längere Signalzuleitungen müssen abgeschirmt werden.

Tabelle: Zusammenfassung der wichtigsten Eigenschaften

Betriebsspannung
$+U_B = +15$ V
$-U_B = -15$ V

Zuordnung der Ausgänge:
U_1 : Sperrfilter
U_2 : Tiefpaß
U_3 : Hochpaß (entfällt in der vereinfachten Version)
U_4 : Selektives Filter
Ohne zusätzliche Entdämpfung ist die Verstärkung stets ≦ 1.

$$f_o = \frac{U_{st}}{R_{10} \cdot C \cdot 140\ V}$$

günstig: $R_2 \approx 4{,}7$ kΩ
$C > 500$ pF

$$Q = \frac{R_2}{R_5}$$

Einstellung mit R2,
$R_2 > 10$ kΩ

In den Betriebsarten als Sperrfilter und selektives Filter ist f_o die Resonanzfrequenz und Q die Filtergüte. Bei Benutzung als Tief- und Hochpaß bestimmt f_o die Grenzfrequenz und Q den Filtertyp:

Q	Filtertyp
0.5	Filter mit kritischer Dämpfung
0.58	Bessel-Filter
0.71	Butterworth-Filter
0.86	Tschebyscheff-Filter mit 0,5 dB Welligkeit
0.96	Tschebyscheff-Filter mit 1 dB Welligkeit
1.13	Tschebyscheff-Filter mit 2 dB Welligkeit
1.3	Tschebyscheff-Filter mit 3 dB Welligkeit

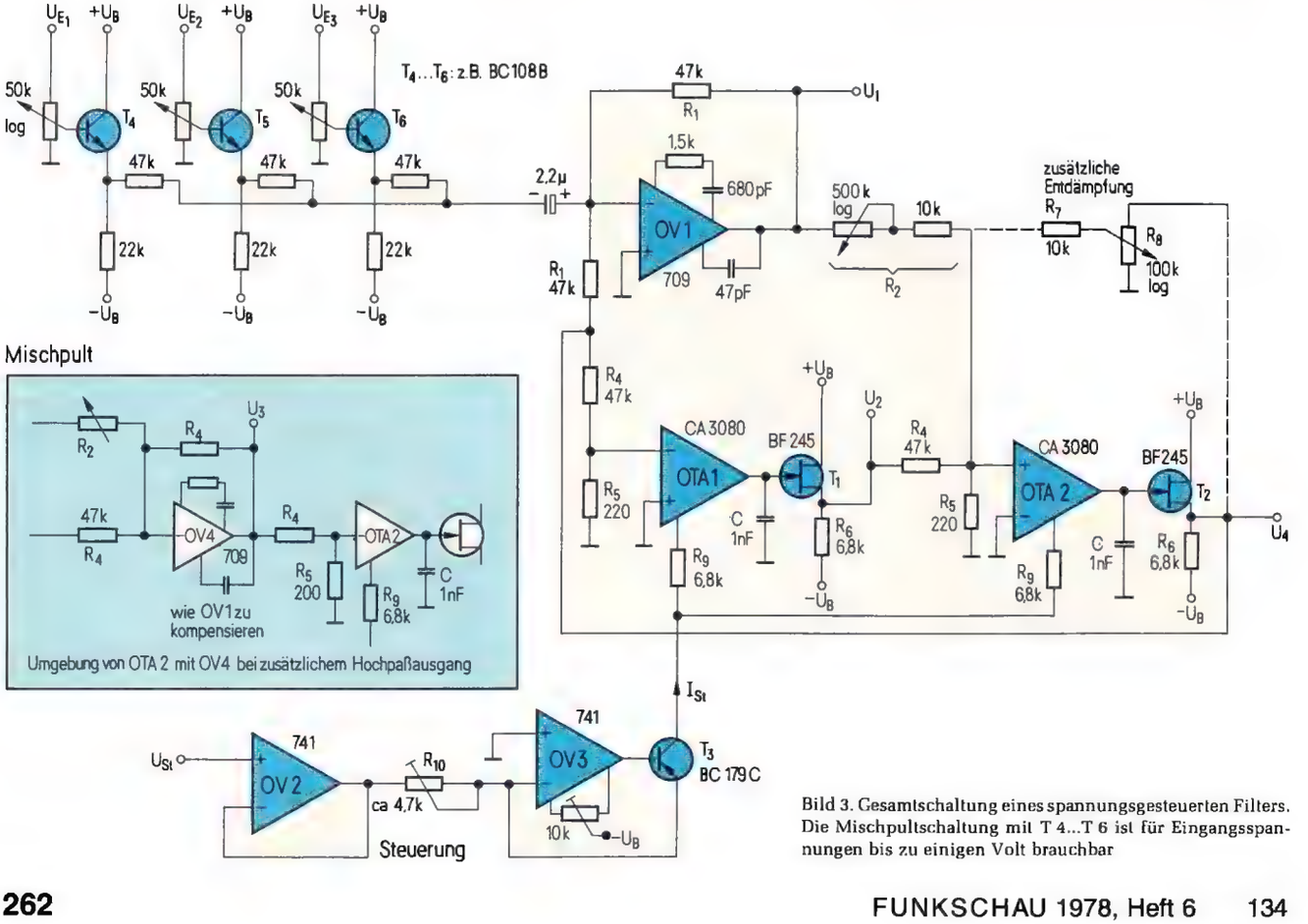


Bild 3. Gesamtschaltung eines spannungsgesteuerten Filters. Die Mischpultschaltung mit T 4...T 6 ist für Eingangsspannungen bis zu einigen Volt brauchbar

Anwendungen

Das Filter läßt sich im gesamten Bereich der Elektroakustik als universeller Entzerrer und Verzerrer einsetzen. Durch die Möglichkeit der dynamischen Klangänderung (Wah-Wah) kann das Filter gut zur Modifikation der Signale von elektrischen Gitarren oder Orgeln benutzt werden.

Besonders interessant ist die Anwendung des Filters für aufwendigere Einrichtungen wie Synthesizer oder Vocoder. Vom Verfasser wurde das Filter in das System eines größeren Synthesizers eingebaut. Die Steuerung arbeitet so genau, daß das Filter über mehrere Oktaven melodiös „gespielt" werden kann.

Eine weitere interessante Anwendung ist die Klanganalyse. Schon bei der in der Grunddimensionierung möglichen Güte Q = 10 lassen sich aus Rechteck- und Sägezahnsignalen zahlreiche Obertöne gut hörbar herausfiltern. Durch Unterdrückung der Grundwelle in der Betriebsart als Sperrfilter kann der Anteil anderer Frequenzen bestimmt werden. In Verbindung mit einem NF-Sägezahngenerator und einem Oszilloskop lassen sich Klangspektren direkt optisch darstellen. Dazu wird das Sägezahnsignal gleichzeitig als Steuer- und Zeitablenkungsspannung benutzt und damit die Ausgangsspannung U_4 des gewobbelten Filters abgebildet.

Literatur

[1] *Tietze, Schenk:* Halbleiter-Schaltungstechnik. Springer-Verlag 1976.

[2] *Holle:* Der OTA – eine Weiterentwicklung des Operationsverstärkers. ELEKTRONIK 1973, Heft 7.

[3] *Siebert:* Der Stromspiegel – eine interessante Schaltungseinzelheit aus der IS-Technik. Funk-Technik 1973, Heft 9.

Jürgen Theis

Warum soll eine Türglocke nur einen Ton (Klingel) oder zwei Töne (Gong) von sich geben? Die vorliegende Schaltung erzeugt eine ganze Melodie, die nach Belieben programmiert werden kann.

Elektronische Türglocke

Das Prinzip

In *Bild 1* ist das Prinzip der Glocke dargestellt. Ein spannungsgesteuerter Oszillator (VCO) dient zur Erzeugung der individuellen Töne der Melodie. Ein astabiler Multivibrator (MVB) mit nachgeschaltetem Binärzähler und einem 1-aus-16-Dekoder dienen zur Erzeugung der Tonfolge. Mit Hilfe eines bistabilen Multivibrators (FF) werden Anfang und Ende der Melodie bestimmt. Ein Leistungstransistor dient als einfache Endstufe zum Betrieb eines Lautsprechers.

Die Schaltung

Die gesamte Schaltung mit der Pinbelegung der integrierten Schaltkreise ist in *Bild 2* wiedergegeben. Der bistabile und der astabile Multivibrator wurden mit je zwei NAND-Gattern eines 7400 realisiert. Der Binärzähler ist ein 7493. Er wird unmittelbar vom astabilen Multivibrator angesteuert und weitergeschaltet. Die vier Ausgänge des Zählers sind auf die vier Eingänge des 1-aus-16-Decoders 74154 geschaltet. Mit den nachfolgenden 16 Dioden wird die Melodie programmiert.

Die Tonfolge und die Tondauer sind in *Bild 3* dargestellt. Die Melodie besteht aus acht Tonfrequenzen und dreizehn Tönen, von denen drei die doppelte Tondauer aufweisen. Diese Verdopplung der Tondauer wird durch ein zweimalig aufeinanderfolgendes Ansteuern des gleichen Tones erreicht.

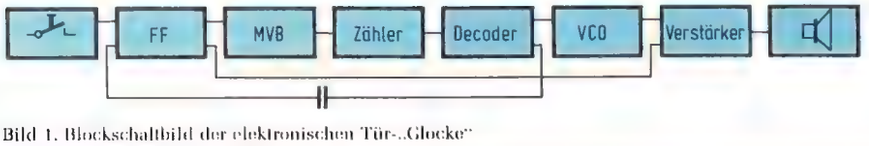


Bild 1. Blockschaltbild der elektronischen Tür-„Glocke"

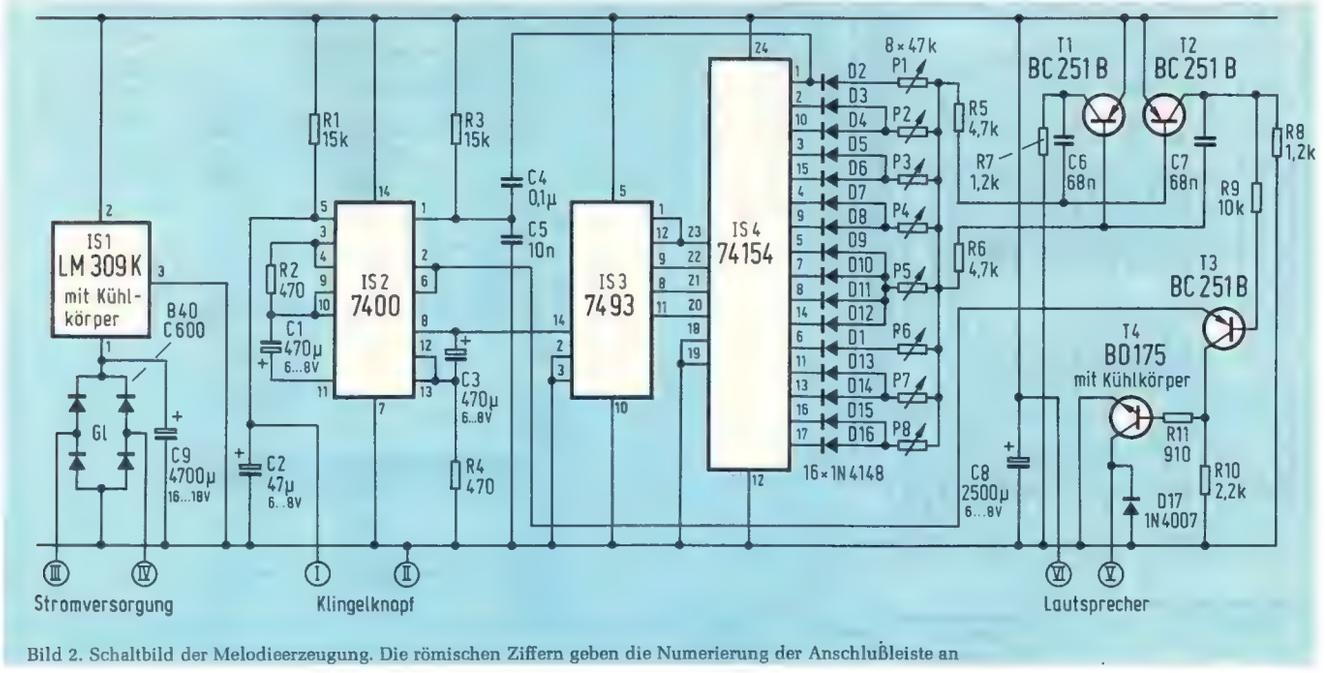


Bild 2. Schaltbild der Melodieerzeugung. Die römischen Ziffern geben die Numerierung der Anschlußleiste an

Der nachgeschaltete spannungsgesteuerte Oszillator ist um die Transistoren T1 und T2 aufgebaut. Der Transistor T3 dient zur Auskopplung der Tonfrequenz aus dem Oszillator und zur Ansteuerung der Endstufe.

Im Ruhezustand schwingt der Oszillator mit der Frequenz des ersten Tones der Melodie. Während dieser Zeit muß die Endstufe gesperrt werden. Diese Funktion wird ebenfalls durch den Transistor T3 wahrgenommen. Die Endstufe besteht aus einem einzelnen, mit Kühlkörper versehenen Transistor (T4).

Die Stromversorgung besteht aus einem Brückengleichrichter, einem 5-V-Spannungsregler und zwei Elkos. Gespeist wird die Stromversorgung aus einem 8-V-Klingeltrafo.

Der zeitliche Ablauf

Beim Drücken des Klingelknopfes wird der bistabile Multivibrator eingeschaltet. Dadurch kann der astabile Multivibrator schwingen und den Binärzähler weiterschalten. Gleichzeitig wird der Emitter des Transistors T3 nach + 5 V geschaltet. Dadurch wird

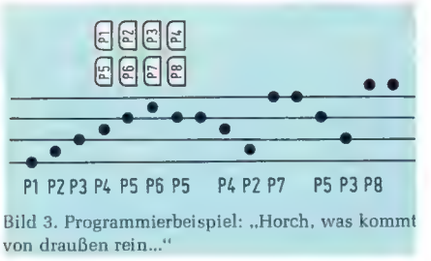


Bild 3. Programmierbeispiel: „Horch, was kommt von draußen rein..."

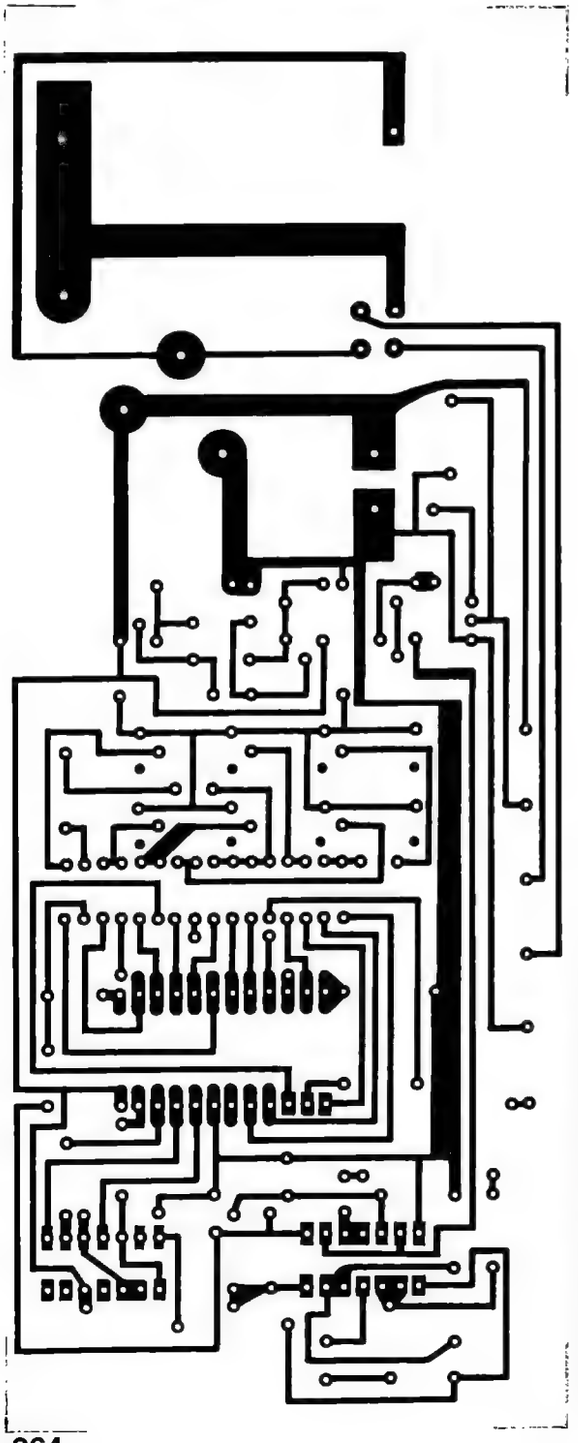


Bild 4. Die Platine enthält alle Bauelemente außer dem Klingeltrafo

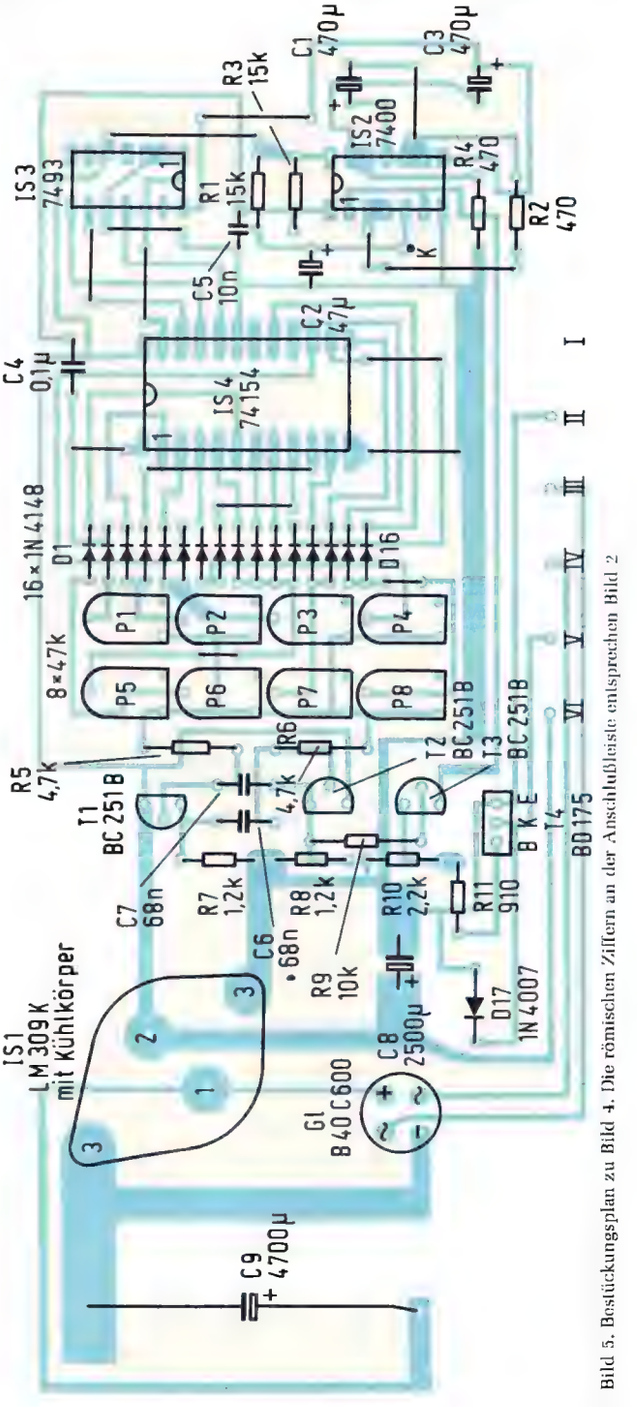


Bild 5. Bestückungsplan zu Bild 4. Die römischen Ziffern an der Anschlußleiste entsprechen Bild 2

die Endstufe freigegeben und die Töne des Oszillators gelangen zum Lautsprecher. Schalten der Zähler und der Decoder von Ton 16 nach Ton 1 um, so entsteht am Kondensator C4 ein kurzer Spannungssprung. Dieser Spannungssprung schaltet den bistabilen Multivibrator wieder aus. Dadurch wird der Emitter des Transistors T3 nach 0 Volt geschaltet, so daß die Töne des Oszillators nicht mehr zur Endstufe gelangen können. Der astabile Multivibrator schwingt nicht mehr, und der Binärzähler bleibt in der Stellung 0 stehen.

Die Poti-Einstellung

Nach der sorgfältigen Montage der Bauteile auf der Platine – es wird empfohlen, die integrierten Schaltungen auf Sockeln zu montieren – erfolgt die Einstellung der Potis wie folgt:

IS 3 und IS 4 werden aus den Sockeln entfernt. Ein Lautsprecher sowie die Versorgungsspannung werden angeschlossen. Anstelle des Klingelknopfes wird eine Drahtbrücke angeklemmt. Zum Justieren der acht Potis muß nun an IS 4 der jeweilige Ausgang mit Anschluß 12 (Minus) für die Dauer der Einstellung verbunden werden.

Die Zuordnung der Potis zu den Anschlüssen von IS 4 ist wie folgt: P 1 = 1, P 2 = 2, P 3 = 3, P 4 = 4, P 5 = 5, P 6 = 6, P 7 = 11, P 8 = 16.

Nach beendeter Stimmung werden die Versorgungsspannung abgeschaltet, die Schaltkreise IS 3 und IS 4 eingesetzt und die provisorischen Drahtbrücken entfernt.

Tips für den Nachbau

Eine gleichzeitige und gleichmäßige Verschiebung der Tonhöhe aller acht Töne kann erzielt werden, wenn zwischen die Widerstände R5 und R6 und die Potis P1...P8 ein Poti von 47 kΩ geschaltet wird. Die räumliche Anordnung der Potis auf der Platine sowie deren Zuordnung zu den einzelnen Tönen der Melodie sind in Bild 3 dargestellt.

Die Kondensatoren C1 und C3 bestimmen die einzelne Tondauer und damit die Laufzeit der Melodie. Wem ein flottes Abspielen der Melodie lieber ist, sollte statt 470 µF z. B. 220 µF für C1 und C3 wählen. Ein ständiges Drücken des Klingelknopfes hat ein dauerndes Wiederholen der Melodie zur Folge.

Bei der Bestückung der Platine (*Bild 4*) entsprechend *Bild 5* sind zuerst die eingezeichneten Drahtbrücken anzubringen. Der Punkt K bezeichnet den Anschluß für den Klingelknopf. Dieser Punkt ist mit einem Draht mit der Klemme 1 zu verbinden. Da bekanntermaßen Klingeltrafos eine erheblich höhere Leerlaufspannung als 8 V haben können, ist unbedingt darauf zu achten, daß die Spannung am Kondensator C9 den zulässigen Wert nicht überschreitet. Andernfalls ist ein Kondensator für eine höhere Betriebsspannung zu verwenden. Auf den Spannungsregler hat dies keinen Einfluß. Die Kreise mit römischen Ziffern bedeuten die Nummern der sechspoligen Anschlußklemme.

Herrmann Schreiber

Typenflut und uneinheitliche Benennungen ergeben, daß man es oft mit Halbleitern zu tun hat, bei denen weder die Funktion (Bipolar-, Feldeffekt-, Unijunctiontransistor, Thyristor, Triac) noch die Anschlußfolge bekannt ist. Außerdem gibt es Firmen, die ihre Unterlagen zwar mit sehr sorgfältigen Gehäusezeichnungen illustrieren, dabei vielleicht sogar die Abmessungen angeben, aber jegliche Angabe über die Anschlußlage unterlassen. Das hier beschriebene Gerät gestattet eine eindeutige Funktions- und Anschlußbestimmung.

Funktions- und Anschlußbestimmung bei Diskrethalbleitern

Arbeitsweise des Testers

Die Schaltung in *Bild 1* besitzt drei Anschlüsse (E, B, C), an die der Prüfling gelegt wird. Seine Anschlüsse werden manuell so lange vertauscht, bis eine Blinkanzeige die richtige Polung erkennen läßt. Das Vertauschen der Anschlüsse könnte auch durch zusätzliche Schalter oder durch Einführen des Prüflings in verschieden beschaltete Stecksockel erfolgen.

Angesteuert wird der Prüfling vom Blinktakt-Multivibrator T 1, T 2 über den Diodenschalter D 1 bis D 4. Seine Speisung erfolgt mit einer Wechselspannung, die durch D 5 und D 6 auf einen Wert begrenzt wird, der unter der Spannung liegt, bei der ein verkehrt gepolter Planartransistor auf Grund des Z-Dioden-Verhaltens der Basis-Emitter-Strecke leitend wird. Der über R 1 und R 2 zugeführte Basistrom des Prüflings wird in den Sperrphasen des Blinktakt-Multivibrators durch den Diodenschalter völlig von der Basis des Prüflings getrennt. Die Basis muß während dieser Sperrphase völlig offen bleiben, da beispielsweise ein zwischen B und E liegender Widerstand bei verkehrtem Einstecken des Prüflings eine zur Fehlanzeige führende Funktion in Kollektorschaltung bewirken kann.

Durch diese Maßnahmen wird erreicht, daß beim Anschluß eines normalen Bipolartransistors nur eine der beiden als Kollektorlast vorgesehenen und gegeneinander parallel geschalteten Leuchtdioden blinken kann. Bei geringer Stromverstärkung des Prüflings ($\beta<40$) verringert sich die Blinkhelligkeit; bei $\beta<10$ tritt kein Blinken mehr auf, womit auch eine grobe Funktionsprüfung möglich ist. Die Prüfung erfolgt mit einem Kollektorstrom von etwa 15 mA, bei dem nur für hohe Verlustleistungen ausgelegte Transistoren eine unzureichende Stromverstärkung aufweisen können. Das Gerät ist deshalb nur für Transistoren bis etwa 20 W Verlustleistung verwendbar.

Bei einem Sperrschicht-Feldeffekttransistor (JFET) sind Drain und Source vertauschbar; ein Unterschied besteht ausschließlich in den Kapazitäten. Bei Beschaltung mit dem Gate auf Anschluß B und Drain sowie Source beliebig auf C und E werden beide Leuchtdioden mehr oder weniger stark blinken. Über die Taste FET-TEST kann das Gate eine Wechselvorspannung erhalten, die höher ist als die Drainspannung. Der dazu eingeführte Vorwiderstand R 3 kann so hoch gewählt werden, daß er bei Bipolartransistoren kei-

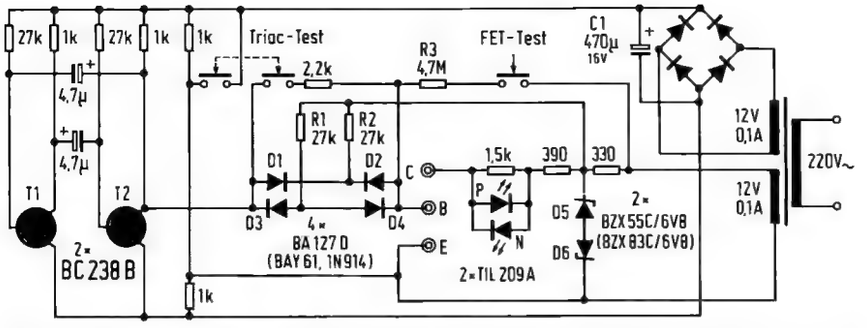


Bild 1. Bei automatischer Anzeige der Polarität unterscheidet das Gerät normale Bipolartransistoren von Typen mit integrierter Abschirmung, JFET von MOSFET sowie Triacs von anderen Typen

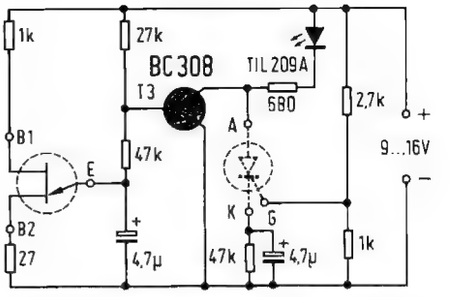


Bild 2. Zusatzschaltung zur Funktions- und Anschlußbestimmung bei Thyristoren und Unijunction-Transistoren

nen Einfluß hat. Die zusätzliche Vorspannung bewirkt beim JFET sicheres Abschalten während der Sperrphase, so daß nur die Leuchtdiode aufleuchtet, die der Polarität des Prüflings entspricht. Die andere wird höchstens bei Typen sehr hoher Pinch-off-Spannung etwas glimmen.

Metallgate-Feldeffekttransistoren (MOSFET) haben meist eine innere Verbindung zwischen Substrat und Source, deren Diodenwirkung die nicht der Polarität des Prüflings entsprechende Leuchtdiode dauernd aufleuchten läßt, während die andere bei richtigem Anschluß blinkt. Eine derartige Anzeige kann auch bei einem Bipolartransistor mit integrierter Abschirmung (BF 167, BF 173 und andere Typen mit geringer Rückwirkungskapazität) auftreten, wenn diese Abschirmung sich wie eine Diode zwischen Kollektor und Emitter verhält. Eine Unterscheidung dieser Transistoren von MOSFET ist jedoch durch Bedienen der FET-TEST-Taste möglich: Sie ändert nichts beim Bipolartransistor, läßt aber bei einem MOSFET beide Anzeigedioden gleichmäßig leuchten.

Der durch R 1 und R 2 begrenzte Steuerstrom ist meist zu gering, um einen Triac ansprechen zu lassen. Durch Drücken der Taste TRIAC-TEST kann man ihn so weit erhöhen, daß ein richtig angeschalteter Triac mittlerer Leistung ein gleichzeitiges Blinken beider Leuchtdioden bewirkt.

Bei manchen Thyristoren (SCR) hoher Gatempfindlichkeit kann eine dem NPN-Transistor entsprechende Blinkanzeige erhalten werden. Eine zuverlässige Aussage erhält man jedoch, wenn man den Prüfling in der Schaltung in *Bild 2* betreibt. Der Thyristor wird hier als Relaxationsschwinger betrieben und steuert direkt eine Leuchtdiode, die bei richtigem Anschluß kurze Blinkblitze abgibt.

Mit einem Unijunction-Transistor (UJT) erhält man in der Schaltung von Bild 1 keinerlei Blinkanzeige. Eine Überprüfung ist ebenfalls mit der Schaltung in Bild 2 möglich. Der UJT arbeitet dort als Sägezahn-Oszillator, während T 3 den erhaltenen Sägezahn für die Anzeige verstärkt und begrenzt.

Die Betriebsspannung für die Schaltung in Bild 2 kann an C 1 in Bild 1 entnommen werden. Eine komplementäre Version der Schaltung in Bild 2 würde sich zum Test von Thyristoren mit Anodengatter (PUT) und von UJTs mit N-Emitter eignen.

Anzeigefunktionen

In der *Tabelle* sind die vom beschriebenen Gerät gebotenen Prüfmöglichkeiten zusammengestellt. Anschlußvertauschungen oder auch Kurzschlüsse zwischen den Anschlüssen können weder dem Gerät noch dem Prüfling schaden. Bei Doppelgate-MOSFET kann mit zusammengeschalteten Gates gearbeitet werden, oder man kann jeweils ein Gate mit der Source verbinden.

Die Anschlußlage ist in der Tabelle mit Pfeilen angegeben: S → E bedeutet Source auf Emitteranschluß, G → B Gate auf Basisanschluß usw.

Tabelle: Anzeigefunktionen des Halbleiter-Testgeräts

Anzeige N	Anzeige P	Identifizierung
blinkt	dunkel	NPN-Transistor, eventuell auch Thyristor (in Schaltung 2 nachprüfen)
dunkel	blinkt	PNP-Transistor
blinkt	hell	– Wenn FET-TEST ohne Wirkung, Hf-Transistor, NPN – Wenn bei FET-TEST N und P hell N-Kanal-MOSFET (S→E, G→B, D→C) – Wenn bei FET-TEST N dunkel und P hell: P-Kanal-MOSFET, verkehrt gepolt (S→C, G→B, D→E)
hell	blinkt	– Wenn FET-TEST ohne Wirkung: Hf-Transistor, PNP – Wenn bei FET-TEST N und P hell: N-Kanal-MOSFET (S→E, G→B, D→C) – Wenn bei FET-TEST N hell und P dunkel: N-Kanal-MOSFET, verkehrt gepolt (S→C, G→B, D→E)
blinkt	blinkt	– Wenn bei FET-TEST P dunkel oder fast dunkel, N hell oder hell blinkend: N-Kanal-JFET (S→E, G→B, D→C oder S→C, G→B, D→E) – Wenn bei FET-TEST N dunkel oder fast dunkel, P hell oder hell blinkend: P-Kanal-JFET (S→E, G→B, D→C oder S→C, G→B, D→E).
hell dunkel	dunkel hell	Tyristor, UJT (in Schaltung 2 nachprüfen), sonst verkehrt angeschlossener oder nur als Diode arbeitender Halbleiter
hell	hell	Defekt durch inneren Kurzschluß
dunkel	dunkel	– Wenn TRIAC-TEST ohne Blinkwirkung: Thyristor, UJT (in Schaltung 2 nachprüfen) oder defekter Halbleiter – Wenn bei TRIAC-TEST beide Anzeigen blinken: Triac (T 1→E, G→B, T 2→C)

Bei Modellfernsteuerungen ist Energie, sprich Akku-Kapazität, meist Mangelware. Es liegt daher nahe, bei der Drehzahlregelung z. B. von Schiffsmotoren nicht unnötig Leistung zu „verbraten", sondern – ähnlich wie bei Triac-Lichtsteuerungen – eine geschaltete, also digitale Regelung zu realisieren. Der Gesamtwirkungsgrad läßt sich so wesentlich verbessern.

Wilfried Schmitten

Digitaler Drehzahlregler

Aufgaben des Drehzahlreglers

Aus einem Eingangsimpuls variabler Breite (etwa 1,2...1,8 ms; Wiederholrate ca. 25 ms) sollen folgende Informationen zur Steuerung eines Elektromotors gewonnen werden: Ein/Aus, Links-/Rechtslauf, und stufenlose Regelung der Drehzahl bis zur Höchstgeschwindigkeit proportional zur Impulsbreite.

Eine Regelung der Speisespannung des zu steuernden Motors scheidet wegen der auftretenden hohen Verlustleistung aus. Die Steuerung erfolgt daher über die Einschaltzeit des Motors, wobei diese Zeit in 15 Stufen verändert wird.

Die Schaltung ist für negative oder positive Kanalimpulse geeignet (Umschaltung durch Lötbrücken) und kann hinsichtlich Impulsvariation und Wiederholrate in weiten Grenzen an verschiedenste Fernsteuer-Anlagen angepaßt werden.

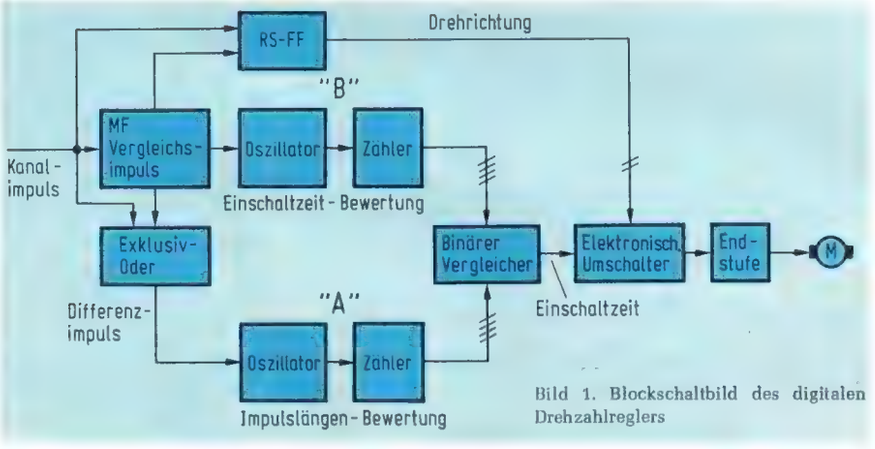
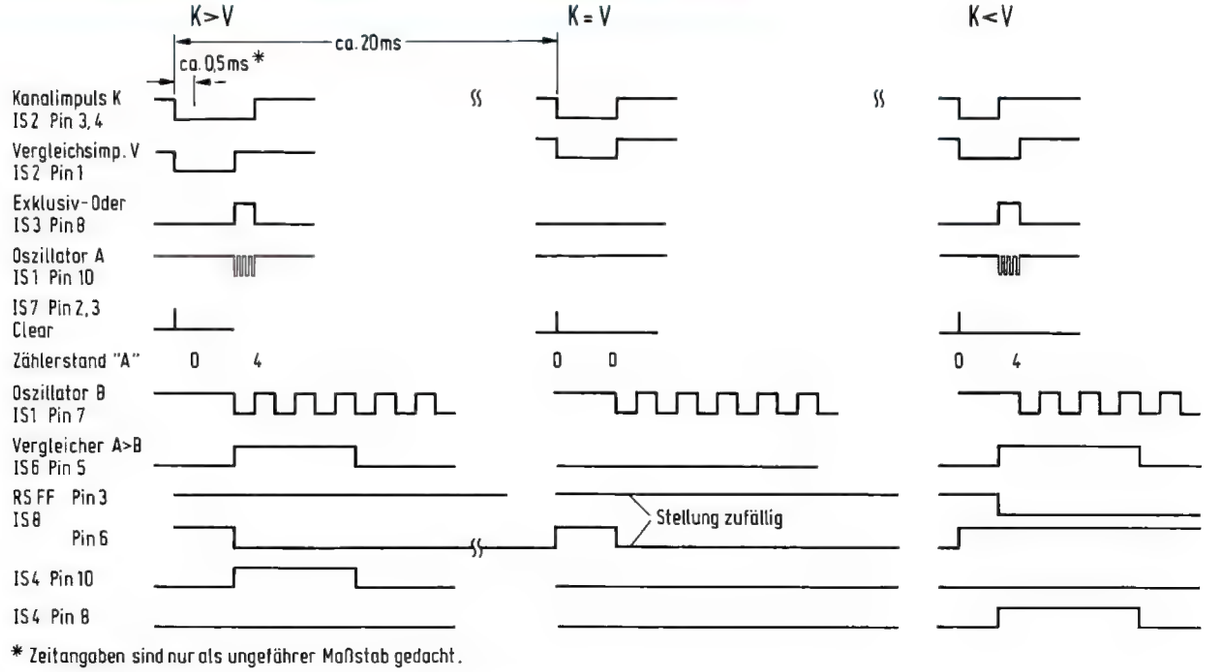


Bild 1. Blockschaltbild des digitalen Drehzahlreglers

Die Schaltung

Bild 1 zeigt das Blockschaltbild des digitalen Reglers. Der eintreffende Kanalimpuls löst mit seiner Vorderflanke ein Monoflop aus, das als Zeitvergleich mit der Eingangs-Impulsbreite dient. Kanalimpuls und Vergleichsimpuls werden in einer Exklusiv-Oder-Schaltung miteinander verglichen. Bei übereinstimmender Dauer ist der Ausgang L, keine der nachfolgenden Schaltungen wird aktiviert, der Motor bleibt ausgeschaltet. Weichen die Impulslängen voneinander ab, erscheint am Ausgang der Exklusiv-Oder-Schaltung ein positiver Impuls; seine Länge entspricht der Differenz der beiden Eingangsimpulse. Dieser Impuls wird invertiert und setzt während seiner Dauer einen Oszillator „A" in Betrieb. Die Ausgangsimpulse des Oszillators werden von einem nachgeschalteten Dualzähler gezählt. Die Frequenz des Oszillators „A" ist so bemessen, daß bei maximaler Abweichung von Kanal- und Vergleichsimpuls der Dualzähler den Zählerstand 15 erreicht, d. h. die Zeit-



* Zeitangaben sind nur als ungefährer Maßstab gedacht.

Bild 2. Zeitlicher Ablauf in Abhängigkeit vom Eingangssignal

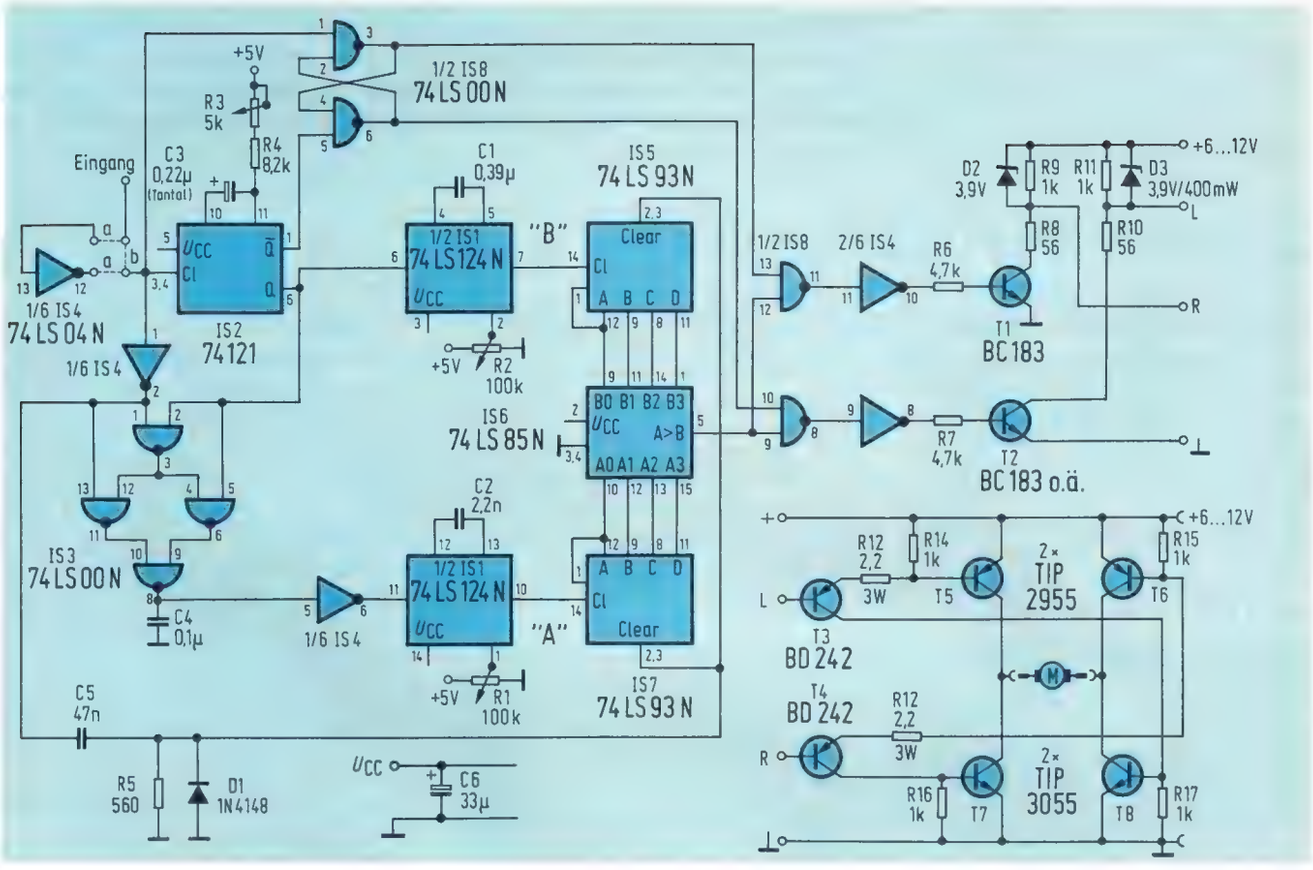


Bild 3. Gesamtschaltung der Drehzahlregelung. Je nach Polarität der Eingangsimpulse sind die Brücken a oder b einzulöten

differenz wird mit Zählerständen zwischen 1 und 15 bewertet.

Ein weiterer Oszillator „B" wird nach dem Rückschalten des Vergleichsmonoflops in Betrieb gesetzt. Seine Ausgangsimpulse werden ebenfalls von einem Dualzähler gezählt. Die Frequenz dieses Oszillators ist so eingestellt, daß die Zeit zwischen zwei Kanalimpulsen in 15 gleiche Schritte unterteilt wird.

Ein dualer Komparator vergleicht die Zählerstände von „A" und „B" und liefert ein H-Signal, wenn A > B.

Der zeitliche Ablauf (*Bild 2*) sieht dann so aus: Oszillator und Zähler „A" werden zuerst freigegeben; letzterer stellt sich während der Zeit des Differenzimpulses auf einen Wert proportional der zeitlichen Abweichung von Kanal- und Vergleichsimpuls ein. Dadurch gilt am Vergleicher A > B, und der Komparator liefert H-Signal.

Nach dem Vergleichsimpuls arbeiten Oszillator und Zähler „B". Sobald der Zählerstand von B=A wird, wechselt das Signal des Vergleichers auf L.

Damit ist ein Signal vorhanden, das proportional zur Kanalimpulslänge die Einschaltdauer des angeschlossenen Motors bestimmt.

Ein RS-Flipflop sorgt für die Umschaltung der Drehrichtung. Kanalimpuls und Vergleichsimpuls liegen an je einem Eingang dieses Flipflops. Wenn einer der beiden Impulse beendet ist, nimmt es eine definierte Lage ein und bestimmt die Drehrichtung.

Die Ausgangssignale des Flipflops und des Vergleichers werden einer Torschaltung zugeführt und steuern die Treiberstufe für Links- bzw. Rechtslauf an.

Als Gleichspannungsverstärker wurde eine bereits in FUNKSCHAU 1976, Heft 4, S. 157 publizierte Schaltung verwendet, so daß sich hier eine weitere Beschreibung erübrigt. *Bild 3* zeigt die Gesamtschaltung, *Bild 4* eine passende Platine, *Bild 5* deren Bestückungsseite und *Bild 6* schließlich die Bauelemente-Bestückung.

Tips für den Nachbau

Der Gleichspannungsverstärker T3...T8 sowie die Widerstände R12...R17 werden am besten gemeinsam an der Rückseite eines Kühlkörpers isoliert befestigt. Kühlung ist nur für die Transistoren T3 und T4 erforderlich, die einen Strom von etwa 1 A als Basisstrom für die Endstufe liefern, damit die Transistoren T5...T8 im Bereich der Sättigung arbeiten. Bei Verwendung leistungsschwächerer Motoren können die Werte von R12 und R13 wesentlich erhöht werden.

Die Logik-Baugruppe findet auf der beidseitig kupferkaschierten Platine Platz und wird mit Abstandrollen am Kühlkörper befestigt.

Durch Verwendung von Low-Power-Schottky-Bausteinen [2] ergibt sich ein relativ geringer Stromverbrauch. Einzige Ausnahme ist das Monoflop 74121, das aus Stabilitätsgründen bei der hier erforderlichen Impulslänge dem Typ 74LS122 vorgezogen wurde. Der Strombedarf der Gesamtschaltung beträgt etwa 42 mA bei einer Betriebsspannung von 4,8 V für die IS; die Motorspannung kann 6...12 V betragen, und der Motorstrom sollte 10 A nicht überschreiten.

Der Abgleich

Der Abgleich ist recht einfach, da es sich um spannungsgesteuerte Oszillatoren handelt, deren Frequenz sich durch Verändern der Gleichspannung an den Stiften 1 (Osz. A) und 2 (Osz. B) etwa im Verhältnis 4:1 variieren läßt. Ohne Meßmittel geht man am günstigsten in folgender Reihenfolge vor:

R1: Schleifer an Masse = min. Frequenz.

R2: Schleifer an U_{CC} = max. Frequenz.

Dann nimmt man die Fernsteueranlage

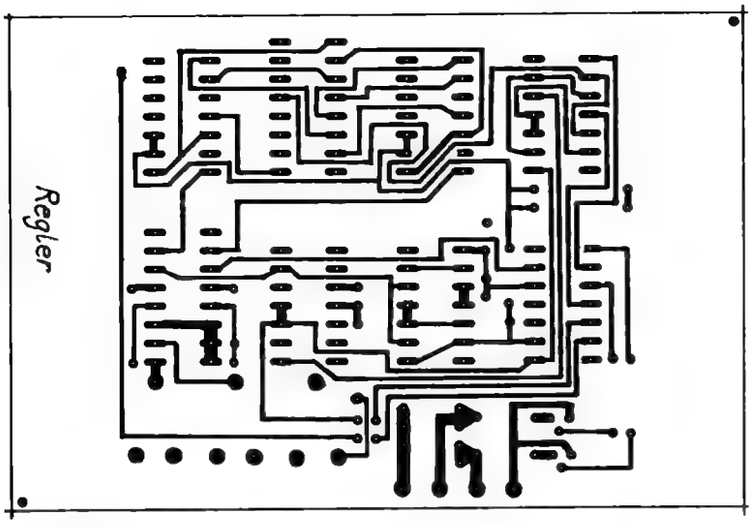


Bild 4. Lötseite der Platine

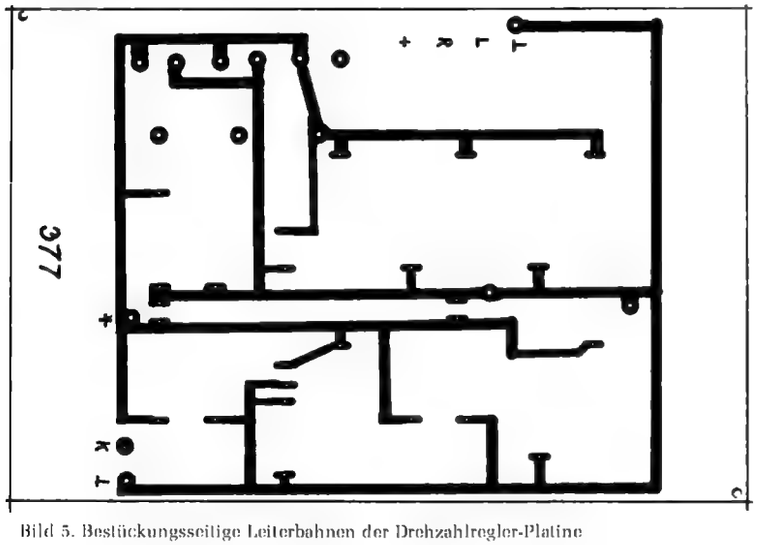


Bild 5. Bestückungsseitige Leiterbahnen der Drehzahlregler-Platine

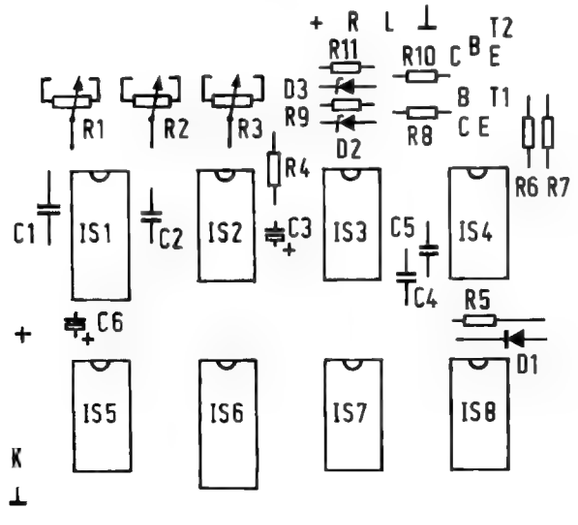


Bild 6. Bestückungsplan zu Bild 4 und Bild 5

in Betrieb und schließt den Motor an. In Mittelstellung des Steuerknüppels soll der Motor abgeschaltet sein; dies kann mit R3 eingestellt werden.

Beim Bewegen des Steuerknüppels von der Mitte zum Maximum muß der Motor kontinuierlich beschleunigen. Mit R1 ist die Frequenz von Oszillator „A" zu erhöhen, bis die maximale Drehzahl erreicht wird.

Wird die Frequenz zu hoch, überschreitet der Zähler „A" die Zahl 15, und der Motor schaltet ab oder läuft wieder langsamer. Diese „Nullstelle" sollte gerade eben außerhalb des Regelbereiches des Steuerknüppels liegen.

Anschließend wird mit R2 die Frequenz von Oszillator „B" bis zur maximalen Motordrehzahl verringert. Dieses Maximum ist erreicht, wenn Zähler „B" in der Zeit zwischen 2 Kanalimpulsen den Zählerstand 14 erreicht. Beim Unterschreiten dieser Zahl bleibt die Drehzahl konstant, da ständig A>B ist; die Steuerung der Drehzahl ist jetzt aber merklich grober abgestuft.

Der Abgleich ist genauer, wenn die Stromaufnahme des Motors gemessen wird und dann auf maximalen Strom abgeglichen wird.

Literatur

[1] Drehzahlregler mit Drehrichtungs-Umpolung. FUNKSCHAU 1976, Heft 4, Seite 157.

[2] Spannungsgesteuerter Oszillator. Applikationsbericht 74S124, Texas Instruments.

Hilfsmittel zur Platinenbestückung

FUNKSCHAU 1977, Heft 23, Seite 1103

Die beschriebene Biegelehre halte ich für ausgezeichnet. Auf die Schwierigkeit des Biegens der Lehre wegen des kleinen Abstandes „a" weist der Verfasser zum Schluß allerdings selbst hin.

Wesentlich einfacher ist es, die Biegelehre aus einem konisch zurechtgesägten Holzbrett von etwa 1 cm Dicke und 10...15 cm Länge mit seitlich angeschraubten Blechstreifen anzufertigen. Für den Maßstab müßte die gerade Seite des Brettchens angeschrägt werden, oder aber man befestigt unter dem Brett ein über die gerade Seite hinausragendes dünnes Blech.

Die gewünschten Rastermaße können auf dem Holz durch Querstriche gekennzeichnet werden, wobei die Dicke der Seitenbleche und die Radien der zu biegenden Anschlußdrähte (für die man etwa 0,5 mm annehmen kann) zu berücksichtigen sind.

Kurt Markwitz

K.-Alfred Knapp

In der Praxis ist es manchmal notwendig, Dualzahlen, wie sie beispielsweise von vielen Analog-Digital-Wandlern geliefert werden, in BCD-codierte Zahlen umzuwandeln, um diese dann anzuzeigen. Im folgenden Aufsatz wird eine Möglichkeit beschrieben, dafür Taschenrechner einzusetzen. Die beschriebene Schaltung bietet die Möglichkeit, Dualzahlen mit einer Wortlänge bis zu 16 Bit, insbesondere aber 8-, 10-, 12- und 16-Bit-Dualzahlen, also Wortlängen von handelsüblichen AD-Wandlern, anzuzeigen.

Taschenrechner als Dualzahlen-Decoder

Funktionsweise

Zuerst soll einmal die rechnerische Umwandlung einer Dualzahl in eine Dezimalzahl erläutert werden. Eine Dualzahl kann folgendermaßen umgewandelt werden: $Z_{10} = 2^0 \cdot Q_0 + 2_1 \cdot Q_1 + 2^2 \cdot Q_2 + ...$(Gl. 1)
wobei die Koeffizienten Q_0, Q_1..., nur die Werte 0 oder 1 annehmen können.

Für eine achtstellige Dualzahl läßt sich diese Gleichung wie folgt umschreiben:

$$Z_{10} = |(((Q_7 \cdot 2 + Q_6) \cdot 2 + Q_5) \cdot 2 + Q_4) \cdot 2 + ... + Q_1| 2 + Q_0 \quad \text{(Gl. 2)}$$

Hierzu ein Beispiel: Die Dualzahl Z_2 = 11011001 ist nach beiden Gleichungen in eine Dezimalzahl Z_{10} umzuwandeln.

Nach Gl. 1:

$$Z_{10} = 1 \cdot 2^7 + 1 \cdot 2^6 + 0 \cdot 2^5 + 1 \cdot 2^4 + 1 \cdot 2^3 + 0 \cdot 2^2 + 0 \cdot 2 + 1$$
$$V = 128 + 64 + 0 + 16 + 8 + 0 + 0 + 1 = 217$$

Nach Gl. 2:

$$Z_{10} = ((((((1 \cdot 2 + 1) \cdot 2 + 0) \cdot 2 + 1) \cdot 2 + 1) \cdot 2 + 0) \cdot 2 + 0) \cdot 2 + 1 = 217$$

Die Gleichung 2 ist für die Zahlenumwandlung mit Billigsttaschenrechnern besser geeignet als Gleichung 1, da sie keine Zwischenspeicherung erfordert. Als Taschenrechner wird ein preiswertes Modell, z. B. „Privileg-Beginner", verwendet (*Bild 1*). (Näheres zu diesem Rechner siehe |1|.)

Der verwendete Taschenrechner arbeitet nach der „Umgekehrten polnischen Notation", d. h. nach Eingabe der 1. Zahl muß eine ENTER-Taste (hier die „ +"-Taste) gedrückt werden.

Für das eben betrachtete Zahlenbeispiel müssen also folgende Tasten gedrückt werden:

1 + 2 x 1 + 2 x 0 + 2 x 1 + 2 x 1
+ 2 x 0 + 2 x 0 + 2 x 1 +

Steht an einer Stelle der Dualzahl der Wert 0, dann braucht keine Zahl in den Rechner eingegeben werden und auch nicht die „ +"-Taste gedrückt zu werden. Dies vereinfacht etwas den Ablauf bei der Zahlenumwandlung. Zum „elektronischen Drücken" der Rechnertasten sind Analogschalter vorgesehen; die Schaltung wurde ausschließlich in CMOS-Technik realisiert |2|.

Die Schaltung

Da eine bis zu 16stellige Dualzahl umgewandelt werden soll, sind in der Schaltung (*Bild 2*) zwei 8-Bit-Schieberegister (IS 1, IS 2) vorgesehen. Diese *Schieberegister* (*SR*) haben die Aufgabe, die anliegende Dualzahl zu speichern und jede Stelle einzeln (seriell) zur weiteren Verarbeitung auszugeben. Den Startimpuls für die Zahlenumwandlung liefert ein *monostabiler Multivibrator* (*MMV, IS 3*), indem er in seinen stabilen Zustand fällt |3|. Der Ausgang Q des MMV führt dann L-Pegel, wodurch die anliegende Dualzahl in die SR übernommen wird. Das H-Signal am Ausgang $\overline{Q}$ des MMV läßt einen *astabilen Multivibrator* (*AMV*), aufgebaut durch die Gatter N 1 und N 2, anschwingen. Die Zähler IS 6, IS 7 und IS 8 befinden sich beim Start in ihrer Nullage. Die Gatter N 3 und N 4 bilden eine UND-Stufe und verknüpfen die Ausgänge „0" von IS 7 und IS 8, die noch H-Pegel führen, mit dem Ausgan „1" von IS 6. Dieser Ausgang geht nach dem ersten einlaufenden Impuls des AMV auf H-Pegel, gleichzeitig wird auch der Ausgang von N 4 auf High gesetzt. Dadurch schließt der elektronische Schalter S 1 für die Dauer eines Impulses, d. h. die Clear-Taste wird überbrückt und die Anzeige des Rechners gelöscht. Mit dem dritten Impuls des AMV beginnt die eigentliche Zahlenumwandlung. Das *höchstwertigste Bit* (*MSB*) der im SR gespeicherten Dualzahl liegt am seriellen Ausgang (Pin 3 von IS 2) des SR und wird auf die beiden Gatter N 5 und N 7 geführt. Der Ausgang „3" von IS 6 geht dann auf H-Pegel. Ist das MSB High, wird der Schalter S 2 betätigt und so eine 1 in den Rechner eingegeben. Nach dem

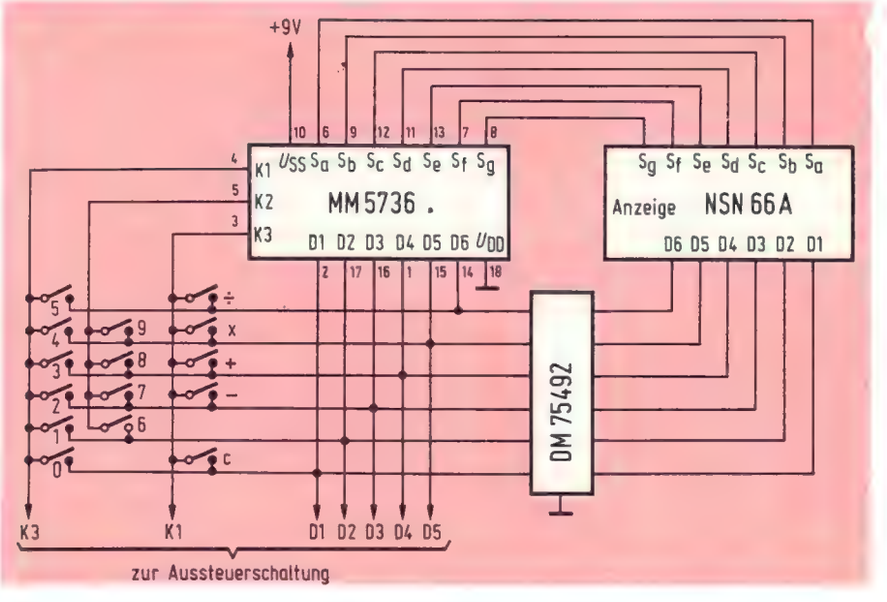


Bild 1. Schaltbild eines Billigst-Rechners mit der IS MM 5736. Bei der Auswahl geeigneter Taschenrechner sollte man darauf achten, daß sie in der Umgekehrten Polnischen Notation arbeiten

fünften Impuls führt der Ausgang „5" von IS 6 H-Pegel; mit MSB = H wird über N 7 und N 8 S 3 geschlossen und so die „+"-Taste betätigt. Bei MSB = L werden S2 und S3 nicht betätigt.

Die Zähler IS 7 und IS 8 können so verschaltet werden, daß sie sich nach 8, 10, 12 oder 16 eingelaufenen Impulsen zurücksetzen, d. h. es werden die einzelnen Stellen der anliegenden Dualzahl abgezählt (neben den angegebenen Wortlängen können auch andere Bitzahlenlängen eingestellt werden). Der Ausgang „6" von IS 6 ist aus diesem Grund mit dem Takteingang von IS 7 verschaltet.

Mit dem Ausgang „7" von IS 6 erfolgt die Eingabe der Zahl 2 durch den Schalter S 4, mit dem Ausgang „8" wird ein Schiebetakt für das SR abgegeben, danit im nächsten Zyklus die nächstniederwertige Stelle verarbeitet werden kann. Mit Ausgang „9", also nach dem neunten Impuls, wird S 5 betätigt und so eine Multiplikation durchgeführt. Danach setzt sich IS 6 zurück, und der eben beschriebene Vorgang beginnt für das nächstniederwertigere Bit (Stelle) von neuem; allerdings wird die Anzeige nicht mehr gelöscht, da jetzt Ausgang „0" von IS 7 nicht mehr H-Pegel führt.

Ist die letzte Stelle (*LSB = niederwertigste Stelle*) eingeschoben und addiert worden, erfolgt, sobald der Ausgang „6" von IS 6 auf High springt, das Rücksetzen von IS 6, IS 7 und IS 8 sowie das Triggern des MMV (IS 3). Die Verzögerungszeit des MMV beträgt etwa 0,8 s. Während dieser Zeit wird der AMV gesperrt und das SR wird zur Aufnahme einer neuen Dualzahl vorbereitet, gleichzeitig zeigt der Rechner das Ergebnis der Zahlenumwandlung an. Das Ende der Verzögerungszeit bewirkt den Start eines neuen Umwandlungszyklus.

Im Schaltbild sind die Verbindungen für die 8-, 10-, 12- und 16stellige Zahlenumwandlung angedeutet. Sind nur 8stellige Dualzahlen umzuwandeln und anzuzeigen, dann können IS 1 und IS 7 eingespart werden. Hierbei sind Pin 5 von IS 6 mit Pin 14 von IS 8, Pin 3 von IS 8 mit Pin 2 von N 3 und Pin 9 von IS 8 mit Pin 15 von IS 8, Pin 15 von IS 6 und Pin 8 von IS 3 zu verschalten.

Die Periodendauer des AMV wurde empirisch auf etwa 10 ms festgelegt, kann aber in weiten Grenzen z. B. durch Ändern des 33-nF-Kondensators geändert werden.

Eine weitere Einsatzmöglichkeit dieser Schaltung wäre beispielsweise ein Frequenzmesser, der mit Binärzählern aufgebaut ist.

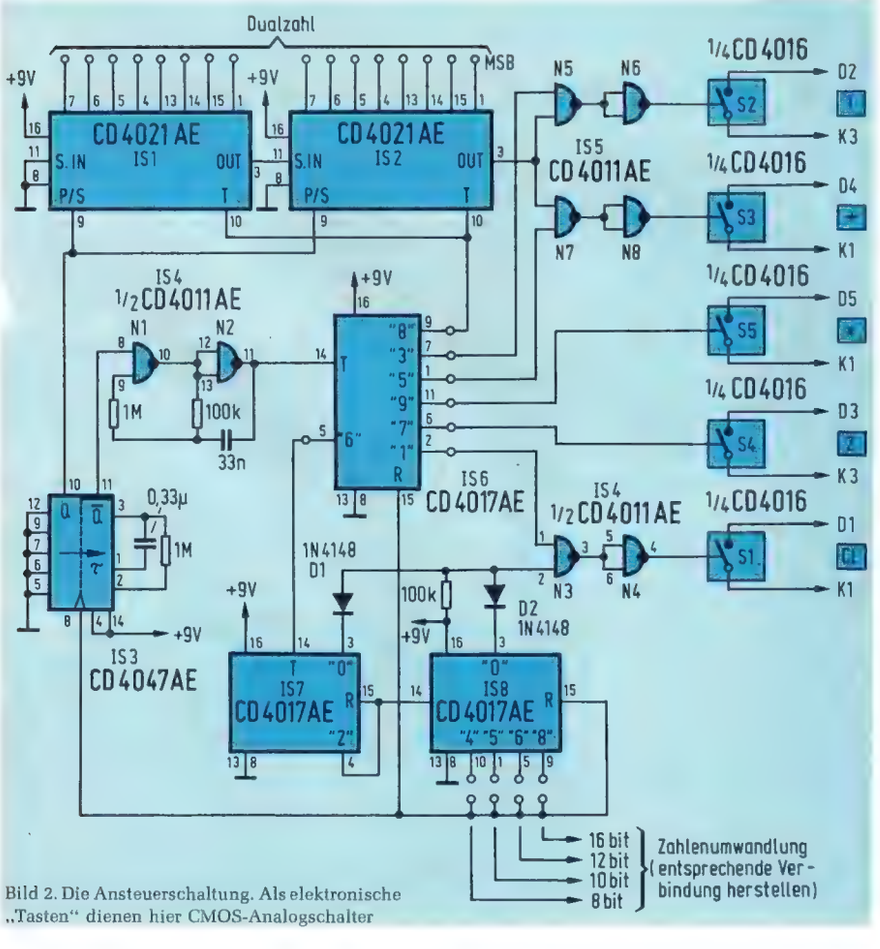


Bild 2. Die Ansteuerschaltung. Als elektronische „Tasten" dienen hier CMOS-Analogschalter

Literatur:

[1] Calculator chip makes a counter, Applikationsschrift der Fa. National Semiconductor

[2] CMOS-Datenbuch der Fa. RCA

[3] CMOS-Applikationsbuch der Fa. RCA

■

Nachtrag zu „Digitale Dunkelkammerschaltuhr"

FUNKSCHAU 1977, Heft 23, S. 1104

Einige Leser hatten beim Nachbau Schwierigkeiten im Zusammenhang mit den BCD-Schaltern. Es können wahlweise – ohne Schaltungsänderung – BCD-Komplement-Codierschalter verwendet werden, oder, falls diese nicht zu beschaffen sind, normale BCD-Codierschalter. Im ersten Fall ist der Schleifer der Schalter an Masse zu legen; im zweiten Fall an + 5 V, gleichzeitig werden dann an den Anschlüssen A,B,C,D Widerstände von etwa 1 kΩ nach Masse erforderlich.

Die Schaltung (Bild 1) enthält einen kleinen Fehler: Pin 2 der IS 74192 muß nicht mit Pin 3, sondern mit Pin 1 der IS 7447 verbunden werden. Pin 3 ist nämlich der „Lamp Test"-Eingang; wenn er an Masse gelegt wird, leuchten alle Segmente der LED-Anzeige auf.

Nachtrag zum Universalfilter

FUNKSCHAU 1977, Heft 26, S. 1264

Beim Aufbau des in Bild 3 angegebenen einfachen Netzgerätes ist es empfehlenswert, die Verbindung von der IS 78 M 24 C zu der Z-Dioden-Stabilisation und damit den Kondensatoren C5 und C6 nicht zu lang werden zu lassen, da sonst Schwingneigung auftreten kann. Ferner wurden im Bestückungsplan (Bild 9) versehentlich die Schleifer des zweipoligen Umschalters S2 vertauscht – auch hier war bei manchen Nachbauern Schwingen die Folge.

Nachtrag zur Elektronischen Spieluhr

FUNKSCHAU 1977, Heft 21, S. 994

In die Platinenzeichnung des Taktgebers (Bild 13) hat sich ein Fehler eingeschlichen. Es fehlt die Verbindung vom gemeinsamen Anschluß der acht Übertragseingänge zu Pin 14 der IS 7.

Schaltungs-kniffe – von Lesern für Leser

200 DM für jede veröffentlichte Schaltungs-Idee

Sicher ist es auch Ihnen schon einmal so gegangen: Man hat eine „geniale" Idee, wie man ein bestimmtes elektronisches Problem mit geringstem Aufwand, aber doch reproduzierbar lösen kann. Ein „Stachelschwein"-Aufbau ist schnell gemacht, und vielleicht funktioniert die Schaltung sogar.

Daraus gleich eine Bauanleitung mit Platinenvorschlag und Abgleichanweisung zu machen, ist sicher oft übertrieben und manchmal auch gar nicht notwendig. Da aber viele FUNKSCHAU-Leser sich gerade für solche Schaltungskniffe besonders interessieren, wäre es zu schade, die Idee nur in einem Notizbuch festzuhalten oder sie gar in den Papierkorb zu werfen.

Wie soll die Schaltungs-Idee aussehen?

Wir wollen uns bei dem Schaltungswettbewerb darauf beschränken, nur solche Schaltungen zu veröffentlichen, die

- mit handelsüblichen Bauelementen auskommen,
- vom Umfang her zusammen mit einem kurzen, erläuternden Text nicht mehr als eine halbe Seite in der FUNKSCHAU beanspruchen, und
- bei Zugrundelegung üblicher Einzelstück-Katalogpreise nicht zu teuer sind (Richtwert: etwa 20 DM).

Bitte schicken Sie uns aber nur solche „Schaltungskniffe", die von Ihnen selbst stammen. Halbleiter-Applikationsschriften haben wir selbst genug!

Noch irgendwelche Unklarheiten? Nein? Na also.

...und hier gleich der erste Schaltungskniff:

Gerard Daleiden

Funktionsgenerator für Sinus, Dreieck, Rechteck und e-Funktion

Mit einer CMOS-IS vom Typ 4011 läßt sich ein Sinus-, Dreieck-, Rechteck- und Exponential-Funktionsgenerator aufbauen, wobei Rechteck und Dreieck dauernd zur Verfügung stehen und zwischen Sinus- und Exponential-Funktion umgeschaltet werden muß (*Bild*). Der Frequenzbereich läßt sich in einem Verhältnis von größer 100 : 1 einstellen; bei der angegebenen Dimensionierung beträgt er 30 bis 3500 Hz. Beim Aufbau des Funktionsgenerators wurde die Kennlinie von CMOS-IS konsequent ausgenutzt, und zwar der lineare Teil zur Erzeugung der Dreieckschwingung sowie der nichtlineare Teil zur Sinus- und Exponential-Formung.

Gatter N 1 und N 2 bilden zusammen mit R 2 und R 3 einen Komparator mit Hysteresis. Diese wird durch das Verhältnis der beiden Widerstände bestimmt:

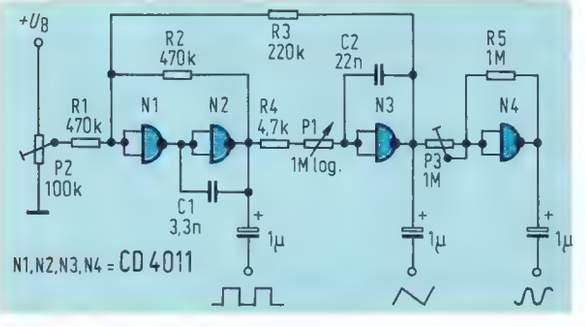
$$U_{Hys} = U_B \cdot \frac{R_3}{R_2}$$

Der Ausgang des Komparators liegt entweder auf U_B oder auf U_0. Diese Spannung wird vom Integrator, gebildet aus Gatter N 3, Kondensator C 2 und Potentiometer P 1, integriert. Erreicht die Ausgangsspannung des Integrators den Triggerpegel des Komparators, so schaltet dieser um, und N 3 integriert in die andere Richtung bis der Komparator wieder umschaltet. Damit ist die Amplitude der entstehenden Dreieckschwingung festgelegt. Sie ist gleich der Hysteresis U_{Hys}. C 1 soll dabei bei höheren Frequenzen die Flanken der Rechteckschwingung dämpfen.

Durch Ändern des Kondensators C 2 läßt sich der Frequenzbereich nach höheren und tieferen Frequenzen hin erweitern; ab 10 kHz erhöht sich jedoch der Klirrfaktor erheblich.

Gatter N 4 bildet einen einstellbaren Verstärker. Mit P 1 wird seine Verstärkung so eingestellt, daß die Spitzen der Dreieckspannung an der nichtlinearen Kennlinie der IS abgerundet werden. Mit dem Trimmer P 2 wird die Mittenspannung des Dreiecks so eingestellt, daß die Spitzen der Dreickspannung symmetrisch beschnitten werden. Durch diesen einfachen Abgleich läßt sich eine Sinusschwingung mit einem Klirrfaktor von kleiner 5 % erreichen. Ein Oszilloskop ist allerdings unbedingt erforderlich.

Mit P 2 und P 3 kann man außerdem den Arbeitspunkt des Gatters N 4 so nach unten verschieben, daß sich eine Exponentialschwingung ergibt.



Funktionsgenerator aus einem 4011. Pin 7 ist an Masse zu legen. Pin 14 an +5...10 V; bei 9 V ist der Stromverbrauch etwa 5 mA. Zu verwenden ist die ungepufferte Ausführung des 4011

Günter Heeke, DC1QW

FM-Vielkanal-UKW-Funkgeräte arbeiten heute meist mit PLL-Oszillatoren. Die Frequenzmodulation geschieht dabei üblicherweise dadurch, daß die Nf der PLL-Regelspannung aufmoduliert wird. Daß das nicht ganz unproblematisch ist und einiger Vorüberlegungen bedarf, zeigt der folgende Beitrag.

Frequenzmodulation phasengeregelter Oszillatoren

In zunehmendem Maße werden in Funksprechgeräten phasensynchronisierte Oszillatoren eingesetzt, da sich durch derartige Regelschaltungen kostengünstige Vielkanalgeräte realisieren lassen. Soll ein PLL-Oszillator frequenzmoduliert werden, so sind die Besonderheiten der Phasenregelsysteme zu beachten.

Zunächst sei das Blockschaltbild eines Vielkanaloszillators angegeben (*Bild 1*). Die generelle Arbeitsweise der Schaltung wird als bekannt vorausgesetzt.

Nichtlineare Steuerkennlinien

Als spannungsgesteuerte Oszillatoren werden fast ausschließlich LC-Oszillatoren benutzt, bei denen als variable Reaktanzen Kapazitätsdioden zum Einsatz kommen. Die Sperrschichtkapazität C_j der Dioden ist von der angelegten Sperrspannung U_r abhängig und gehorcht nach |1| der Gleichung

$$C_j = \frac{C_o}{1 + \left(\frac{U_r}{U_d}\right)^n}$$

mit U_r = Sperrspannung,
C_j = Sperrschichtkapazität,
C_o = Sperrschichtkapazität ohne Vorspannung,
U_d = Diffusionsspannung,
n = technologieabhängiger Faktor.

Die Sperrschichtkapazität ändert sich demnach nicht linear mit der Sperrspannung.

Bei einem Oszillatorschwingkreis in Reihenschaltung ergibt sich die wirksame Gesamtkapazität zu

$$C_{ges} = \frac{C_z}{1 + \frac{C_z}{C_j}}$$

mit C_z = Zusatzkapazität, also die Summe aller wirksamen Kapazitäten außer C_j. Bei gegebenem L ist die Resonanzfrequenz ω eine Funktion der Diodenkapazität:

$$\omega(C_j) = \frac{1}{\sqrt{L \cdot C_z}} \cdot \sqrt{1 + \frac{C_z}{C_j}}$$

mit L = Schwingkreisinduktivität. Daraus läßt sich der folgende Differentialquotient ableiten:

$$\frac{d\omega}{dC_j} = -\frac{\sqrt{\frac{C_z}{L}}}{2 \cdot C_j^2 \sqrt{1 + \frac{C_z}{C_j}}}$$

Aus der Gleichung ist erkennbar, daß die differentielle Änderung der Frequenz abnimmt, wenn die Frequenz sinkt bzw. die Diodenkapazität größer wird. Hierdurch ergibt sich bezüglich der Oszillatorfrequenz eine teilweise Kompensation der nichtlinearen Spannungs-Kapazitäts-Kennlinie der Diode.

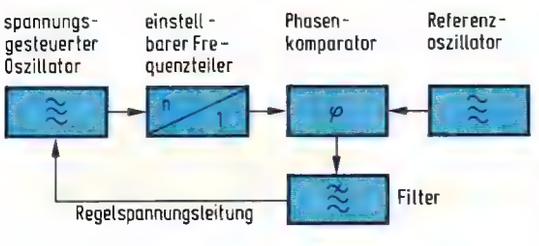
Bild 2 zeigt eine typische resultierende Steuerkennlinie eines spannungsgesteuerten Oszillators. Es wird ersichtlich, daß die Übertragungssteilheit eines solchen Oszillators im oberen Frequenzbereich geringer ist als bei tiefen Frequenzen. Nachdem an zwei gewählte Arbeitspunkte Tangenten gelegt wurden, wird deutlich, daß bei konstanter, der Diodensperrspannung überlagerter Modulationsspannung unterschiedliche Frequenzhübe erzielt werden. Im Beispiel ergibt sich bei 144 MHz Betriebsfrequenz ein Übertragungsbeiwert von 0,425 MHz/V, bei 146 MHz dagegen von 0,15 MHz/V. Dabei wird die VCO-Steuerkennlinie als stückweise linear angenommen, was bei den geringen üblichen Frequenzhüben zulässig ist. Werden im Modulationsverstärker keine besonderen Maßnahmen getroffen, so ergibt sich bei sonst konstanten Betriebsbedingungen allein durch Frequenzwechsel vom unteren in den oberen Oszillatorbereich ein um den Faktor 0,35 verringerter Frequenzhub, woraus ein verminderter Störabstand im Empfänger resultiert. Andererseits besteht die Gefahr der Übermodulation, falls der Hub bei einer hohen Betriebsfrequenz eingestellt wird.

Legt man auf einen angenähert konstanten Frequenzhub im gesamten nutzbaren Oszillatorbereich Wert, so kann man über elektronische Schalter dem Hubregler Widerstände zuschalten, wie in *Bild 3* gezeigt. Die Steuerung der Schalter kann oft direkt durch die bei Synthesizern zur Frequenzeinstellung benutzten Codierschalter erfolgen. Geeignete elektronische Schalter sind z. B. Analogschalter in CMOS-Technik (4016).

Regelschleifen-Frequenzgang

Neben dem dargestellten Komplex der nichtlinearen Steuerkennlinien von VCOs und den daraus resultierenden unterschiedlichen Frequenzhüben gibt es bei phasengeregelten Oszillatoren noch Besonderheiten beim Übertragungsfrequenzbereich des Modulationssignals.

Die Modulationsspannung kann an verschiedenen Stellen in den Phasenregelkreis eingeschleift werden. Da bei den hier zugrunde gelegten Regelkrei-



◀ Bild 1. Blockschaltbild eines Vielkanaloszillators. Die VCO-Frequenz ist hier das n-fache der Referenzfrequenz, sobald die PLL eingeschwungen ist

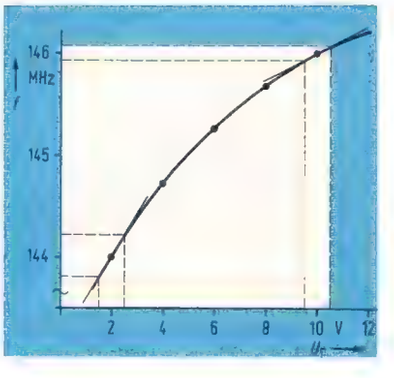


Bild 2. ▶ Steuerkennlinie eines diodenabgestimmten Oszillators

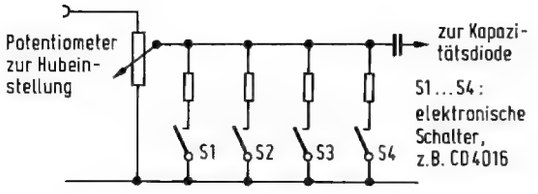


Bild 3. Auswirkungen von Unlinearitäten in der VCO-Kennlinie lassen sich z. B. mit elektronischen Schaltern (die vom Frequenzwahlschalter gesteuert werden) „ausbügeln"

sen die Verwendung einstellbarer Frequenzteiler üblich ist, ist es unpraktikabel, den Referenzoszillator zu modulieren. Je nach eingestelltem Teilungsfaktor ergäbe sich ein anderer Wert für den Frequenzhub, da die Regelschleife als selektiver Vervielfacher arbeitet und der Hub des Referenzoszillators ebenso wie die Referenzfrequenz vervielfacht wird. Außerdem ist die erzielbare Regelgeschwindigkeit zur Übertragung der höchsten vorhandenen Modulationsfrequenzen oft nicht ausreichend.

Fast immer wird die Modulationsspannung kapazitiv in die Regelspannungsleitung eingekoppelt. Die so erzwungene Frequenzmodulation eines Oszillators stellt eine Störung im Regelkreis dar und wird wie eine solche behandelt, d. h. es wird der Versuch einer Ausregelung unternommen.

Bei sehr niederfrequenter Modulationsspannung wird diese durch die Regelung fast vollständig kompensiert. Mit zunehmender Modulationsfrequenz ruft der im Regelkreis enthaltene Tiefpaß eine immer stärkere Phasendrehung hervor, so daß sich die Gegenkopplung in Richtung der Mitkopplung verschiebt, was eine geringere Ausregelung zur Folge hat. Für sehr hohe Frequenzen ist die Regelung unwirksam, so daß diese Anteile voll übertragen würden.

Es existiert eine als „kritsche Frequenz" des Regelkreises bezeichnete Störfrequenz, welche am wenigsten ausgeregelt wird. Zur Ermittlung dieser Frequenz wird eine Störschwingung mit variabler Frequenz und konstanter Amplitude in den Regelkreis eingeschleift, und mit einem Frequenzgangschreiber werden die Wechselanteile in der vom Phasenvergleich gewonnenen Regelspannung aufgezeichnet. *Bild 4* zeigt ein Diagramm zur Ermittlung der kritischen Frequenz, das bei einer typischen Regelschleife mit 25 kHz Referenzfrequenz aufgenommen wurde. Da die kritische Frequenz eines Regelkreises von dessen Parametern abhängt und nicht willkürlich gewählt werden kann, ist es zur Erzielung eines optimalen Modulationsfrequenzgangs erforderlich, einen Modulationsverstärker zu benutzen, dessen Frequenzgang speziell auf die Regelschaltung zugeschnitten ist. Im vorliegenden Beispiel mußte der Bereich bis etwa 2000 Hz deutlich abgesenkt werden. Die Verwendung eines Hochpasses mit einer Grenzfrequenz von ca. 2000 Hz und einer Flankensteilheit von etwa 8 dB pro Oktave im Modulationsverstärker läßt einen günstigen Sprachfrequenzgang erwarten.

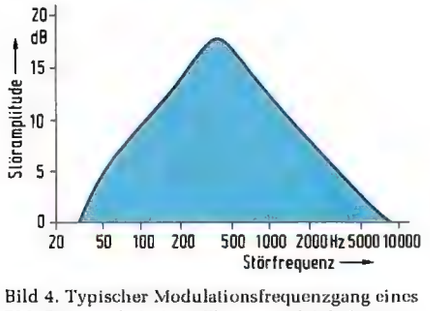


Bild 4. Typischer Modulationsfrequenzgang eines PLL-Systems bei einer Phasenvergleichsfrequenz von 25 kHz

Literatur

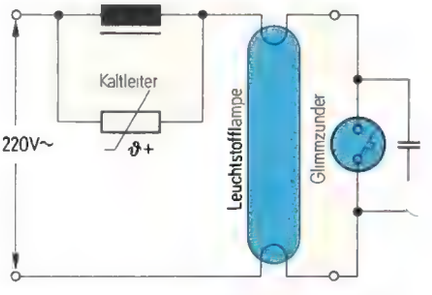
1 Siemens Bauelemente. Technische Erläuterungen und Kenndaten für Studierende

Kaltleiter verhindert Flackern beim Einschalten von Leuchtstofflampen

Beim bisherigen Startverfahren für Leuchtstofflampen bleibt der Zündvorgang im wesentlichen dem Wechselspiel zwischen einer Drosselspule und der Elektrodenheizung überlassen, das von einem Glimmzünder mit Bimetallkontakten gesteuert wird. Zwischen den Elektroden an beiden Enden der Lampe tritt jedoch nur dann eine ständige Gasentladung auf, wenn die Erwärmung weit genug fortgeschritten war und außerdem die Drossel im Verein mit einem Kondensator genügend Spannung geliefert hat.

Vielfach ist die Vorheizzeit jedoch zu kurz und der Spannungsstoß zu schwach, um die idealen Zündbedingungen sofort zu erzeugen. In der Regel dauert es einige Sekunden, bis die Lampe dauernd leuchtet und die Lichtsäule im Glasrohr steht. Die vorausgehenden Kaltstarts mit ungenügender Vorheizung setzen die Lebensdauer der Lampe und der Starteinrichtung spürbar herab, und außerdem wird das Flackern oft als recht störend empfunden. Deshalb neigen die Benutzer auch dazu, Leuchtstofflampen bei vorübergehender Abwesenheit nicht abzuschalten, wodurch die an sich gegebenen Möglichkeiten, Stromkosten zu sparen, verlorengehen.

Der jetzt von Siemens herausgebrachte Kaltleiter Sikafit läßt die Leuchtstofflampen dagegen ohne Flakkern aufleuchten. Das Element befindet sich mit vorbereiteten Anschlüssen in einem kleinen Kästchen (55 mm x 15 mm x 15 mm), das parallel zur Drossel geschaltet wird und etwa eine Sekunde lang verhindert, daß die Drossel Zündimpulse liefert (*Bild*). Während dieser Zeit durchfließt die Elektroden in der Lampe ein kräftiger Heizstrom.



Ein parallel zur Drossel geschalteter Kaltleiter verhindert das Flackern beim Einschalten von Leuchtstofflampen

Nach Ablauf der Sekundenfrist sind die Elektroden mit Sicherheit betriebsbereit. Der Kaltleiter hat sich inzwischen ebenfalls so weit erwärmt, daß sein Widerstand sprunghaft abnimmt und die Drossel die Leuchtstofflampe zünden kann.

Der Kaltleiter Sikafit läßt sich für Lampen mit 40 W und 65 W (notfalls auch mit 20 W) verwenden und in jede Leuchte auf einfache Weise auch nachträglich einbauen. Die zusätzliche Verlustleistung durch den Kaltleiter beträgt etwa 1 W.

Relaisfunkstellen dienen der Vergrößerung der Reichweite von tragbaren oder mobilen Funksprechgeräten. In Deutschland gibt es bereits etwa 90 UKW-Relais für Amateurfunkzwecke auf teilweise recht exponierten Standorten. Der nachfolgende Beitrag zeigt, wie die automatische Steuerung einer Relaisfunkstelle, die bisher einen erheblichen schaltungstechnischen Aufwand erforderte, von einem Mikrocomputer übernommen werden kann.

Relaisfunkstelle mit Mikrocomputer

Aufgaben der Steuerung

In Deutschland existieren für Relaisfunkstellen fest vereinbarte Normen, die zum Teil auch in den postalischen Bestimmungen über diese Art von Amateurfunkstationen verankert sind. Dazu gehört z. B., daß der Abstand zwischen Sende- und Empfangsfrequenz 600 kHz beträgt (bei den verwendeten Betriebsfrequenzen um 145 MHz bringt das schon einige Filterprobleme mit sich, um die Sendeleistung vom Empfängereingang fernzuhalten; aber den 600-kHz-Abstand haben sich die Amateure selbst eingebrockt...). Der Sender des Relais soll mit einem Tonruf (1750 Hz) eingeschaltet werden können und so lange eingeschaltet bleiben, wie die Rauschsperre des Relaisempfängers offen ist, also ein Signal empfangen wird. Wenn einige Sekunden nichts mehr empfangen wird, soll der Sender sich automatisch wieder ausschalten.

Um auch schwach ankommenden Stationen zu ermöglichen, die Relaisfunkstelle zu verwenden, besteht bei manchen Relais darüber hinaus die Möglichkeit, mit einer anderen Tonruffrequenz, meist 2135 Hz, die Rauschsperre des Relaisempfängers zu öffnen.

Gemäß den postalischen Bestimmungen muß das Relais in bestimmten Zeitabständen sein eigenes, zugeteiltes Rufzeichen (DB 0...) ausstrahlen. Zu diesem Zweck muß ein Telegrafie-Geber vorhanden sein. Früher wurde dieses Problem mit einer rotierenden, gelochten Scheibe gelöst, die fotoelektrisch abgetastet wurde; heute enthalten viele Relais integrierte Schaltungen als Rufzeichengenerator, die eine Diodenmatrix abfragen.

Bild 1 zeigt, wie eine Relaisfunkstelle prinzipiell funktioniert.

Mikrocomputer als Steuerung

Die Relais-Ablaufsteuerung und die Erzeugung des Rufzeichens lassen sich, wie die Mehrzahl der derzeit existierenden UKW-Relaisfunkstellen zeigt, mit noch vertretbarem Aufwand in herkömmlicher IS-Technik ausführen.

Eine Mikrocomputer-Steuerung hat demgegenüber zwar zunächst keine finanziellen Vorteile; sie ermöglicht aber – im Gegensatz zu einer reinen Hardware-Realisation – jederzeit eine Abänderung aller Parameter, wie Sender-Haltezeit, Rufzeichen-Geschwindigkeit, Tonhöhe oder Ablauf-Folgezeiten. Ferner besteht die Möglichkeit, auf Abruf bestimmte Informationen in Telegrafie auszustrahlen.

Für die 2-m-Relaisfunkstelle auf dem Winterberg (Nähe Waldkraiburg) wurde eine „Software"-Steuerung entwickelt, die auf dem Mikrocomputer-System „KIM-1" von MOS Technology aufbaut und die den Mikroprozessor 6502 verwendet. Da die fertig käufliche KIM-Platine bereits eine Anpaßschaltung für den Anschluß üblicher Kassettenrecorder als Speicher enthält, kann das Betriebsprogramm „zu Hause" entwickelt oder geändert werden und dann mit Hilfe einer Tonbandkassette (die sich sogar per Post verschicken läßt!) in das Mikrocomputer-System der Relaisfunkstelle auch von Nicht-Programmierern auf einfache Weise geladen werden.

Das so gespeicherte Programm kann über die ebenfalls schon auf der Platine enthaltene Hexadezimal-Tastatur jederzeit geändert werden, z. B. um einen neuen Telegrafie-Informationstext einzuspeichern oder die Rufzeichen-Wiederholzeit zu modifizieren. Das Betriebsprogramm belegt etwa die Hälfte des im KIM-1 vorhandenen RAM-Speicherplatzes, der Rest steht für spätere Erweiterungen oder auch für längere Telegrafie-Texte zur Verfügung, die mit einem speziellen Tonruf abgerufen werden können. Es würde den Rahmen dieses Aufsatzes sprengen, das gesamte Programm darzustellen; der grobe Ablauf ist aber aus dem Flußdiagramm (*Bild 2*) ersichtlich.

Funktionsablauf

Für den Benutzer unterscheidet sich die Mikrocomputer-Relaisfunkstelle kaum von den bisher üblichen Ausführungen. Sobald das Programm manuell über die Tastatur des Computers gestartet wurde, werden die Eingabe/Ausgabe-Leitungen auf ihre Grundstellung gebracht, wobei die Rauschsperre vom Empfänger selbst gesteuert wird und der Sender ausgeschaltet ist. Sobald ein 1750-Hz-Tonruf eintrifft, verläßt das Programm den aus einer Warteschleife bestehenden ersten Teil; der Sender wird eingeschaltet, und nach einer (programmierbaren) Verzögerungszeit wird ein kurzer Begrüßungstext ausgestrahlt, dem das Rufzeichen des Relais folgt. Letzteres wiederholt sich etwa jede Minute, solange der Sender ein-

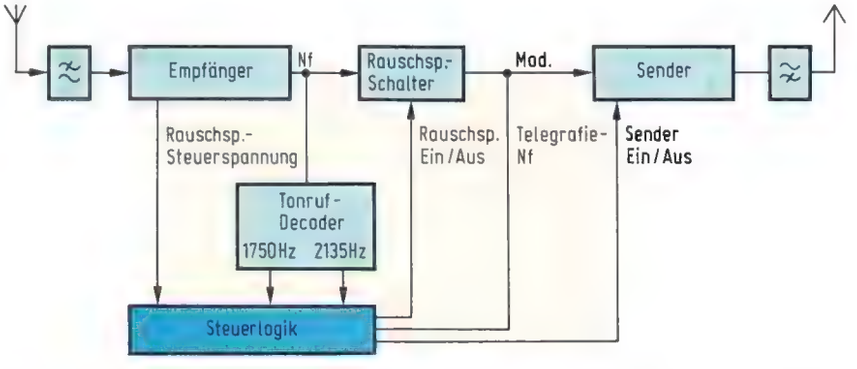


Bild 1. Prinzipaufbau einer Relaisfunkstelle. Die Steuerlogik besteht meist aus diskreten Schaltungen, wurde im beschriebenen Relais aber durch einen Mikrocomputer ersetzt

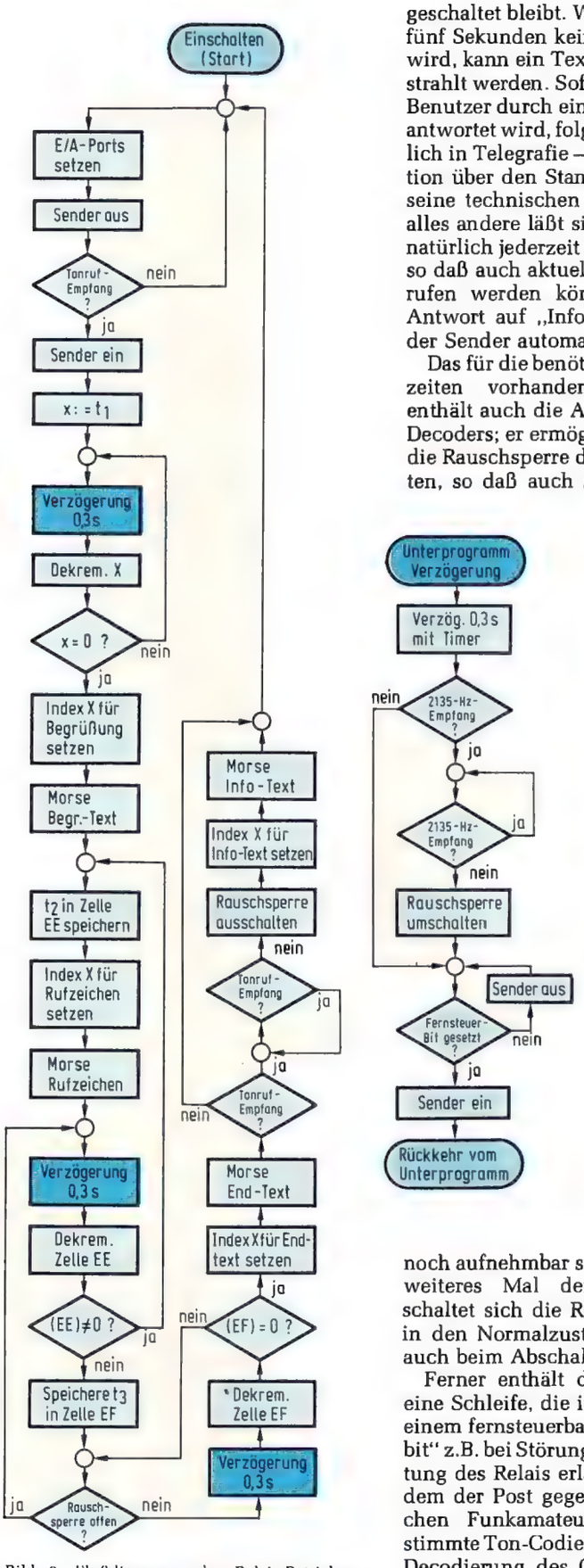


Bild 2. Flußdiagramm des Relais-Betriebsprogramms

geschaltet bleibt. Wenn länger als etwa fünf Sekunden kein Signal empfangen wird, kann ein Text wie „Info?" ausgestrahlt werden. Sofern diese Frage vom Benutzer durch einen Tonruf mit Ja beantwortet wird, folgt – wiederum natürlich in Telegrafie – eine kurze Information über den Standort des Relais und seine technischen Eigenschaften. Wie alles andere läßt sich auch dieser Text natürlich jederzeit frei programmieren, so daß auch aktuelle Meldungen abgerufen werden können. Erfolgt keine Antwort auf „Info?", so schaltet sich der Sender automatisch ab.

Das für die benötigten Verzögerungszeiten vorhandene Unterprogramm enthält auch die Abfrage des 2135-Hz-Decoders; er ermöglicht dem Benutzer, die Rauschsperre des Relais abzuschalten, so daß auch schwache Stationen

noch aufnehmbar sind. Drückt man ein weiteres Mal den 2135-Hz-Tonruf, schaltet sich die Rauschsperre wieder in den Normalzustand; das geschieht auch beim Abschalten des Senders.

Ferner enthält das Unterprogramm eine Schleife, die in Abhängigkeit von einem fernsteuerbaren „Sender-Statusbit" z.B. bei Störungen die Fernabschaltung des Relais erlaubt; dies kann von dem der Post gegenüber verantwortlichen Funkamateur durch eine bestimmte Ton-Codierung geschehen. Die Decodierung des Codes selbst erfolgt innerhalb einer Interrupt-Sequenz.

Die Möglichkeiten auch dieses noch recht einfachen Mikrocomputer-Systems sind mit diesem Relais-Betriebsprogramm keinesfalls ausgeschöpft; andererseits muß man bedenken, daß eine Relaisfunkstelle für Funkverbindungen da ist und daher nicht zu viele „Spielmöglichkeiten" bieten sollte.

Herwig Feichtinger

Lehranlage für blinde Telefonisten

Von den etwa 60 000 Blinden, die es in der Bundesrepublik Deutschland gegenwärtig gibt, sind 12 000 berufstätig, davon 2000 als Telefonisten, da sich diese Tätigkeit für Sehbehinderte besonders eignet. Zur Ausbildung blinder Menschen als Telefonisten entwickelte Siemens die sogenannte Gruppen-

▲ Schülerplatz der Lehranlage GLG 78 für die Ausbildung von Blinden als Telefonisten

lehr-Geberanlage GLG 78, bei der an ein Lehrgerät bis zu acht Schülerplätze anzuschließen sind (*Bild*).

Die GLG 78 besteht aus einer speziell auf diesen Zweck abgestimmten ESK-Zentrale, einem steuernden Lehrbediengerät und maximal acht Schülergeräten, die als simulierte Vermittlungsplätze ausgebildet sind. Alle in der Praxis vorkommenden Vermittlungsvorgänge lassen sich mit der Anlage individuell oder kombiniert üben. Die übliche optische Anzeige ist am Schülerplatz – wie an jedem Blindenvermittlungsfernsprecher – durch akustische Hinweise sowie durch dünne Stifte ersetzt, die aus den Tasten heraustreten und dadurch die mit den Fingerkuppen erfühlbare jeweilige Funktion signalisieren. Bei der GLG 78 wurde die Reaktion auf Bedienungshandgriffe des Schülers weitgehend automatisiert, wodurch sich der Lehrbetrieb für den Ausbilder wesentlich vereinfacht; er kann sich somit ganz auf die Unterstützung des angehenden Telefonisten konzentrieren und dessen Orientierungsvermögen und Reaktionsgeschick stärken sowie seine Fingerfertigkeit und sprachliche Wendigkeit schulen.

Dipl.-Ing.
Reinhard Gößler

Als aktuelle Neuentwicklung in der Serie der FUNKSCHAU-Mini-Meßgeräte stellen wir nachfolgend das Mini-Digitalvoltmeter (DVM) vor. Als Einfachversion zu dem in [1] beschriebenen vollautomatischen Multimeter zeichnet sich das hier betrachtete Gerät durch unkomplizierten Aufbau und hohe Nachbausicherheit aus.

Miniatur-Digitalvoltmeter für Batterie- und Netzbetrieb 1. Teil

Die ausführliche Baubeschreibung wurde durch detaillierte Hinweise für die Inbetriebnahme und Fehlersuche erweitert, so daß damit auch der weniger erfahrene Hobby-Elektroniker die Gelegenheit hat, sein Heimlabor durch dieses leistungsfähige und preiswerte Meßgerät zu erweitern. Der Fachhandel bietet hierzu wiederum einen kompletten Bausatz an.

Schaltungskonzeption

Oberstes Ziel bei der Schaltungsauslegung war es, ein sehr einfach aufgebautes Gerät zu schaffen, dessen Nachbau auch dem weniger erfahrenen Hobby-Elektroniker keine Schwierigkeiten bereitet; dies sollte natürlich nicht auf Kosten der Leistungsfähigkeit gehen. Gleichzeitig mußte bei den verwendeten Spezialbauteilen auf Preiswürdigkeit geachtet werden, um den Etat des Amateurs nicht zu strapazieren. Die vorliegende Schaltung vereint all diese Gesichtspunkte und bietet ein hochgenaues, langzeitstabiles und robustes Digitalvoltmeter an, das durch den selbsttätigen Nullpunktabgleich und die automatische Polaritätsanzeige selbst Industriegeräten in nichts nachsteht (*Bild 1*).

Die technischen Daten führt die *Tabelle* auf. Hoher Eingangswiderstand, Überlaufanzeige und die Möglichkeit des Batterie- und Netzbetriebes runden die Vielseitigkeit dieses Kompaktgerätes ab, das durch interne Schutzmaßnahmen im Betrieb nahezu zerstörungssicher ist. Zur Eichung des Gerätes ist nur ein einziges Potentiometer abzugleichen, und trotz automatischer Polaritätsanzeige kommt die Schaltung mit nur einer Versorgungsspannung aus.

Zur Stromversorgung sind alle denkbaren Möglichkeiten vorgesehen worden: Interne Versorgung durch Trokkenbatterien oder wiederaufladbare NiCd-Zellen oder externe Versorgung aus dem FUNKSCHAU-Mini-Netzteil [4] bzw. direkt aus dem Schukostecker des Mikro-Netzteils; auch die beiden letztgenannten Geräte bietet der Fachhandel im Rahmen der FUNKSCHAU-Mini-Meßgeräteserie an. Bei den Anzeigen wurde der herkömmlichen LED-Siebensegment-Version der Vorzug gegenüber Flüssigkristall-Anzeigen gegeben; für diese Wahl spricht schon der deutlich niedrigere Preis.

Die Blockschaltung

Zentraler Bestandteil der gesamten Schaltung ist der monolithische A/D-Umsetzer ICL 7107 der amerikanischen Firma Intersil (*Bild 2*). Er ist in leistungssparender CMOS-Technologie ausgeführt und enthält sämtliche Funktionsgruppen, die zum Betrieb des Voltmeters erforderlich sind. Die Frequenz des internen Taktoszillators wird durch die Beschaltung mit einem RC-Glied eingestellt. Langzeitstabilität und genauer Wert dieser Taktfrequenz sind für die Funktion der Schaltung unerheblich. Dennoch ergibt sich bei geeigneter Wahl dieser Frequenz der Vorteil der Brummunterdrückung; das bedeutet, daß Einstreuungen der Netzfrequenz ohne Einfluß auf das Meßergebnis bleiben, solange die Integrationszeit ein ganzzahliges Vielfaches der 50-Hz-Periodendauer ist. Der nachfolgende Abschnitt geht detailliert auf diese Zusammenhänge ein.

Auch die Referenzspannungserzeugung übernimmt der Steuerbaustein 7107 selbst. Dafür sorgt eine eingebaute, temperaturkompensierte Z-Diode, die der Schaltung eine recht gute Temperaturstabilität verleiht. Es ist eine Besonderheit dieses Bausteins, daß nur eine einzige Referenzspannung benötigt wird, obwohl die Polarität der Eingangsspannung beliebig sein kann. Dadurch werden von vornherein Gleichlaufprobleme zweier Bezugsspannungen vermieden, und der sogenannte Roll-over-Fehler, der durch das bloße Umpolen einer festen Meßspannung auftritt, sinkt unter die Wahrnehmbarkeitsgrenze. Zur Eichung des Meßgerätes genügt demzufolge der Abgleich von nur einem Potentiometer.

Tabelle der technischen Daten

Gleichspannungsmeßgerät mit fünf manuell einstellbaren Bereichen

Bereichsendwerte:
0,2 V – 2,0 V – 20 V – 200 V – 2000 V
Automatischer Nullpunktabgleich mit tatsächlicher Anzeige „0000"
Automatische Polaritätswahl und -anzeige
Eingangswiderstand: größer als 10 MΩ
Temperaturdrift der verwendeten Referenzspannung: 80 ppm/°C
Meßgenauigkeit: besser als 0,1 % (Fehler des Eingangsteilers nicht gerechnet)
Stromaufnahme: 150 mA aus 5 V
Stromversorgung: Über eingebaute Mignonzellen, NiCd-Akkus, externes 6-V-Netzgerät oder direkt aus dem Netzstecker des Mikronetzteils

◄ Bild 1. Das FUNKSCHAU-Mini-DVM ist ein handliches Digitalvoltmeter mit automatischer Polaritätswahl und Überlaufanzeige

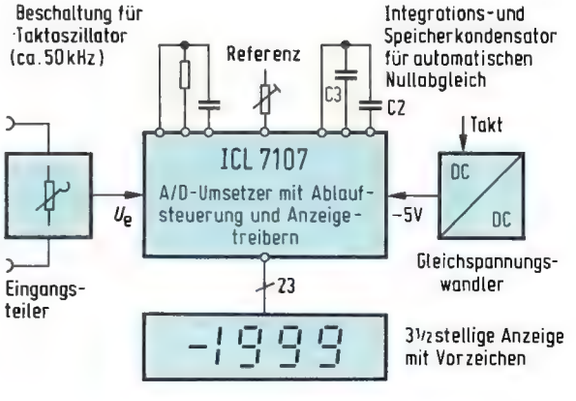


Bild 2. ► Blockschaltung des Gerätes

Der Eingangsteiler stuft die zu messende Spannung in fünf Bereiche. Im empfindlichsten Bereich wird bei einer Eingangsspannung von 200 mV die Meßbereichsgrenze erreicht, und mit den vier darüber liegenden dekadischen Teilerstufen beträgt der größte Meßbereich 2000 V. Die Anzeige ist 3 $^1/_2$stellig aufgebaut, d. h. das höchstwertige Digit kann nur eine „0" oder „1" anzeigen. Bei dieser Anordnung liegen die Meßwerte zahlenmäßig immer im Bereich 199...1999; bei größeren oder kleineren Werten kann auf den nächsthöheren bzw. niedrigeren Meßbereich umgeschaltet werden. Durch die hohe Auflösung der Schaltung lassen sich Gleichspannungen vom Millivolt- bis in den Kilovoltbereich erfassen. Zur Kennzeichnung des gewählten Meßbereichs dienen fünf Dezimalpunkte, die den vier Anzeigestellen zugeordnet sind. Das Meßergebnis erscheint in jedem Fall in „Volt"; im 200-mV-Bereich leuchtet dabei der Dezimalpunkt links neben der höchstwertigen Stelle, und im 2000-V-Bereich ist der Punkt rechts neben der niedrigstwertigen Stelle aktiv. Dadurch entfällt eine aufwendige Bereichsanzeige, und auch der mechanische Teil kann einfach gehalten werden.

Die negative Polaritätsanzeige übernehmen zwei Leuchtdioden, die ein Minuszeichen symbolisieren.

Um den Anschluß von Meßspannungen beliebiger Polarität zu ermöglichen, ist für den internen Analogteil des Steuerbausteins eine negative Versorgungsspannung erforderlich; da diese Spannung nur geringfügig belastet wird, kann sie mit einem einfach aufgebauten Gleichspannungswandler erzeugt werden, der vom Signal des Taktoszillators angesteuert wird.

Der Steuerbaustein ICL 7107

Der Chip des CMOS-Steuerbausteins enthält die drei Funktionsgruppen Analogteil, Ablaufsteuerung und Anzeigentreiber (*Bild 3*). Der Analogteil übernimmt die Aufgabe, eine zur Meßspannung proportionale Torzeit zu erzeugen, während der die digitalen Impulse gezählt werden, um als Meßergebnis in der Anzeige zu erscheinen. Das Zählen und Auslösen der erforderlichen Steuerimpulse übernimmt die Ablaufsteuerung (Digitalteil), zu der auch der Taktoszillator zur Erzeugung der Taktfrequenz gehört. Die Anzeigentreiber schließlich liefern direkt den zur Ansteuerung von LED-Anzeigen erforderlichen Strom.

Digitalteil und Umsetzverfahren

Aufgrund der internen Struktur ergibt sich beim Taktoszillator folgender Zusammenhang zwischen RC-Beschaltung und Oszillatorfrequenz:

$$f_{osz} = \frac{0{,}45}{R \cdot C} \qquad (1)$$

Die durch Vier geteilte Taktfrequenz wird während der vom Analogteil generierten Torzeit von den internen Dekadenzählern hochgezählt. Für den vollen Meßbereich sind dafür 2000 Zählimpulse bzw. 8000 Taktimpulse τ_{osz} erforderlich, und diese Zeit soll wegen der eingangs erwähnten Brummunterdrückung ein ganzzahliges Vielfaches n der 50-Hz-Periodendauer von 20 ms sein:

$$8000 \cdot \tau_{osz} = n \cdot 20\ \text{ms} \qquad (2)$$
mit n = 1, 2, 3...

Berücksichtigt man weiter, daß der externe Widerstand R nach Herstellerangaben in der Größenordnung von 100 kΩ liegen soll, ergibt sich für den externen Kondensator folgende Beziehung:

$$C = \frac{0{,}45 \cdot n \cdot 20\ \text{ms}}{8000 \cdot 100\ \text{k}\Omega} \qquad (3)$$

Diese Gleichung lautet als „zugeschnittene Größengleichung":

$$C = 11{,}25 \cdot n\ |\text{pF}| \qquad (4)$$

Der Kondensator erscheint hier in pF, und für n wird eine ganze Zahl eingesetzt. Solange diese Beziehung in der Praxis erfüllt ist, bleiben 50-Hz-Wechselspannungseinstreuungen ohne Einfluß auf das Meßergebnis, weil sie wegen der ganzen Anzahl erfaßter Perioden bei der Integration „herausfallen".

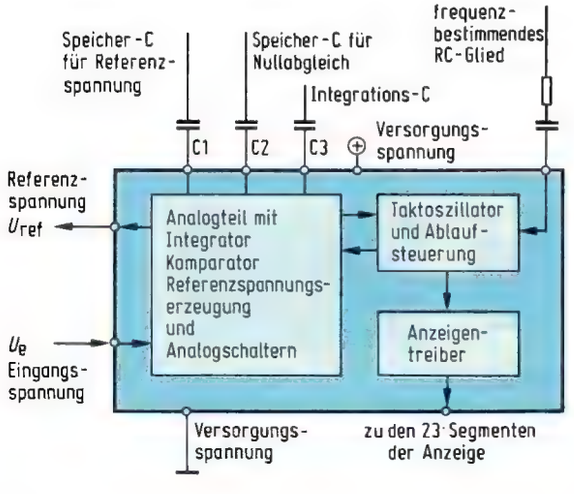
Die Schaltung arbeitet wohlgemerkt auch dann, wenn man den hier abgeleiteten Zusammenhang nicht berücksichtigt; nur ist dann natürlich nicht die Eliminierung von Brummeinstreuungen gegeben. Der mögliche Bereich für den Kondensator wird nach unten durch die Grenzfrequenz des Oszillators und nach oben durch die Mindest-Umsetzrate bei der A/D-Wandlung bestimmt; es ergibt sich zwischen beiden ein guter Kompromiß, wenn C in der Größenordnung von 100 pF liegt.

Die Ablaufsteuerung teilt den gesamten Meßzyklus in drei Phasen ein:
Phase 1: Aufintegration der Meßspannung (feste Zeit vorgegeben);
Phase 2: Abintegration des Spannungs-/Zeit-Integrals aus Phase 1 (Referenzspannung vorgegeben);
Phase 3: automatischer Nullpunktabgleich.

Die Phase 1 dauert, vorgegeben durch die interne Ablaufsteuerung, genau 1000 Zählimpulse; während dieser Zeit wird die an den Integratoreingängen anliegende Meßspannung U_x integriert. Durch die hohe Linearität des Integrators darf dessen Ausgangsspannung bis auf 0,3 V an die Versorgungsspannung herankommen, ohne daß Einbußen an Genauigkeit auftreten. Dennoch sollte aus Sicherheitsgründen ein größerer Abstand eingehalten werden, um die einwandfreie Funktion auch noch bei entladenen Batterien zu gewährleisten. Wenn, beginnend mit entladenem Kondensator, an einem Integrator (*Bild 4*) eine Gleichspannung U_x anliegt, stellt sich an dessen Ausgang eine zeitabhängige Spannung $u_{a(t)}$ ein, für die gilt: (5)

$$u_{a(+)} = -\frac{t}{R \cdot C} \cdot U_X = \frac{4000 \cdot \tau_{osz}}{R \cdot C} \cdot U_X$$

Läßt man für $u_{a(t)}$ einen Spannungshub von maximal ±2 V zu, so ergibt sich bei einer angenommenen Taktfrequenz f_{osz} von 50 kHz folgender Wert T für die Integrationszeitkonstante R · C:



◄ Bild 3: Aufbau und prinzipielle Beschaltung der IS 7107

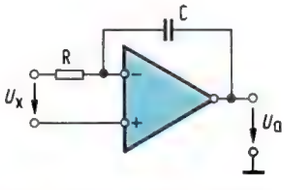


Bild 4. Prinzipschaltung eines Integrators

$$T = 4000 \cdot \tau_{osz} \cdot \frac{U_x}{u_{a(t)}}$$

$$T = \frac{4 \cdot 10^3}{5 \cdot 10^4} \cdot \frac{0{,}2\ V}{2{,}0\ V} \cdot \frac{1}{Hz}$$

$$T = 8\ ms = R \cdot C_3 \qquad (6)$$

Mit dem vom Hersteller empfohlenen Wert von 47 kΩ für R ergibt sich für C_3 rechnerisch folgende Größe:

$$C_3 = \frac{8\ ms}{47\ k\Omega} = 170\ nF \qquad (7)$$

In der Praxis wird dafür 220 nF eingesetzt.

Während der Phase 2 wird der Integrationskondensator C_3 dadurch entladen, daß an den Integrator eine Referenzspannung U_{ref} gelegt wird, deren Polarität umgekehrt zur Meßspannung ist. Diese Abintegration bis zum Wert $U_a = 0$ nimmt die variable Zeit t_x in Anspruch, die um so länger dauert, je höher die Integrationsspannung gewesen ist. Während t_x wird der Kondensator C_3 mittels U_{ref} vom Wert $u_{a(t)}$ auf Null entladen, was betragsmäßig dasselbe ist wie der umgekehrte Aufladevorgang:

$$u_{a(t)} = \frac{t_x}{R \cdot C} \cdot U_{ref} \qquad (8)$$

Das Gleichsetzen der Gleichungen (5) und (8) führt zu der Beziehung:

$$\frac{t_x}{t} = \frac{U_x}{U_{ref}} \qquad (9)$$

Beide Zeiten t_x und t werden durch Zählimpulse dargestellt; für t_x ergeben sich x Impulse, während t = 1000 Impulse lang ist, wie oben erwähnt wurde. Damit ist der Zusammenhang zwischen Meßspannung U_x, Referenzspannung U_{ref} und Anzeigewert x hergestellt:

$$\frac{t_x}{t} = \frac{x}{1000} = \frac{U_x}{U_{ref}} \qquad (10)$$

Stellt man eine Referenzspannung von $U_{ref} = 0{,}1$ V ein, entsteht folgende Beziehung zwischen Digitalanzeige x und Analogspannung U_x:

$$x = \frac{1000}{0{,}1\ V} \cdot U_x = 10\,000 \cdot U_x \qquad (11)$$

Bei diesem A/D-Umsetzungsverfahrten (*dual slope integration* = Zwei-Rampen-Verfahren) ergibt sich also ein linearer Zusammenhang zwischen dem digitalen Zählerstand x und der Eingangsspannung U_x. Die Taktfrequenz selbst geht hierbei nicht ein, solange sie für Auf- und Abintegration gleich ist, also zumindest kurzzeitstabil bleibt. Dies ist der Grund dafür, daß man als frequenzbestimmende Bauteile des Taktoszillators ein einfaches RC-Glied einsetzen kann. Eine weitere Randbedingung ist bei diesem Verfahren wichtig: Die Auf- und Abintegration muß nicht unbedingt vom Absolutwert null Volt ausgehen bzw. dorthin zurückführen; der zur Detektion dieses Schwellwertes eingesetzte Komparator kann ohne weiteres einen Offsetfehler aufweisen, sofern dieser bei der ansteigenden und fallenden Flanke denselben Wert hat. Damit ist sichergestellt, daß Auf- und Abintegration über denselben Spannungsbereich erfolgen, was die Voraussetzung für das Gleichsetzen der Gleichungen (5) und (8) war. Das Dual-slope-Verfahren führt folglich zu einer sehr genauen Analog/Digital-Umsetzung, obwohl die dabei verwendeten Bauteile keine hohen Ansprüche erfüllen müssen.

Während der dritten Phase des Meßzyklus' schließt die interne Ablaufsteuerung den Integrator-Meßeingang kurz und gibt eine solche Vorspannung an den invertierenden Integrator-Eingang, daß eine Torzeit nahe Null erzeugt wird (im Idealfall gleich Null) und der Digitalteil die Anzeige „0000" liefert. Diese Vorspannung wird im Speicherkondensator für die Dauer des laufenden Zyklus' gehalten, ehe sie im folgenden Meßzyklus nachgeführt wird, wenn dies erforderlich ist. Durch den außerordentlich hohen Eingangswiderstand der internen Operationsverstärker können bereits sehr kleine Kondensatoren die Spannung halten, ohne daß Leckströme der Halbleiter eine Entladung verursachen; wesentlich kritischer sind hierbei die dielektrischen Verluste, die die Kondensatoren selbst in Form von Leckströmen hervorrufen.

Analogteil

Der Analogteil enthält neben dem Integrator mit nachfolgendem Komparator noch insgesamt elf Analogschalter und die Referenzspannungserzeugung. Integrator und Komparator übernehmen die Torzeiterzeugung für das Meßintervall, wie es im vorigen Abschnitt bereits beschrieben wurde; weitergehende Darstellungen zu diesem Meßprinzip sind beispielsweise in [5] zu finden. Die Analogschalter sind hochisolierende Feldeffekttransistoren, bei denen es im eingeschalteten Zustand nicht primär auf niedrigen Durchlaßwiderstand, sondern auf gute Übereinstimmung der einzelnen Schalter ankommt. Diese Anforderung ist durch die gleichzeitige Herstellung beim Diffusionsvorgang automatisch erfüllt, und wegen der monolithischen Struktur sind viele Probleme der Leitungsführung von vornherein ausgeschaltet.

Der Baustein erzeugt intern eine Referenzspannung, von der man die zur Abintegration benötigte Vergleichsspannung ableiten kann. Das Referenzelement besteht aus der Reihenschaltung einer 6,2-V-Z-Diode mit einer Siliziumdiode, die beide von einem eingeprägten Strom durchflossen werden (*Bild 5*). Ein Teilernetzwerk greift von der Konstantspannung einen Wert von 2,8 V ab, gemessen gegen die positive Versorgungsspannung. Dieser Pegel steht über einen Stromtreiber am Anschlußstift 32 zur Verfügung. Der Temperaturkoeffizient dieser Spannung beträgt typisch 80 ppm/°C, was für herkömmliche Anwendungen bei weitem ausreichen dürfte. Diese Angabe besagt, daß sich die Konstantspannung um 80 ppm (ppm = *parts per million* ≙ 10^{-6}) ändert, wenn die Umgebungstemperatur um 1 °C schwankt. Bei höheren Genauigkeitsanforderungen muß man eine entsprechende externe Referenz vorsehen.

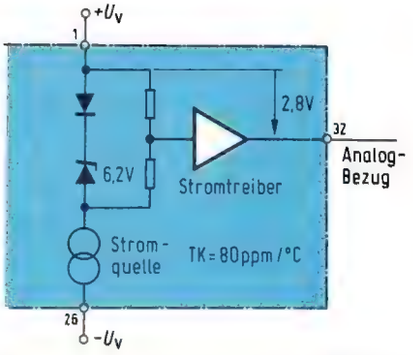


Bild 5. Interne Erzeugung einer Referenzspannung von 2,8 V

Stromtreiber

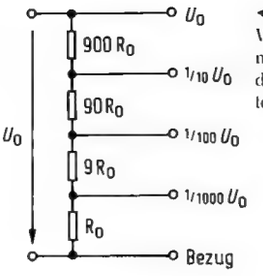
Die Stromtreiber zur Ansteuerung der LED-Siebensegment-Anzeigen können direkt 8 mA pro Segment treiben, ohne daß ein Vorwiderstand in den einzelnen Zweigen liegen muß. Die Anzeigen werden statisch angesteuert und nicht im Multiplexbetrieb. Das wirkt sich ungünstig auf die entstehende Verlustleistung aus und erfordert eine wesentlich höhere Anzahl von Verbindungsleitungen zu den Anzeigeelementen. Dies hat seinen Grund darin, daß es für den Baustein ICL 7107 einen äquivalenten zur Ansteuerung von Flüssigkristallanzeigen gibt; diese können nicht im Multiplex-Verfahren betrieben werden, und man hat herstellerseitig für beide Bausteine dieselbe interne Struktur beibehalten.

Schaltungsdetails

Die Gesamtschaltung des Gerätes zeigt *Bild 6*; verschiedene Details daraus sollen nachfolgend noch näher betrachtet werden, weil durch deren Konzeption der Aufbau und in entscheidendem Maße der Preis beeinflußt werden.

Eingangsteiler

Um einen Spannungsteiler dekadisch zu stufen, müssen die Widerstandswerte in dem Verhältnis zueinander stehen, wie es *Bild 7* angibt. In zahlreichen Labor- und Industrieschaltungen findet man für den Fußwiderstand R_o = 1 kΩ (bzw. 10 kΩ) eingesetzt, und die übrigen Werte sind dann teuere Spezialanfertigungen, weil „glatte" Neunerwertigkeiten in keiner Normreihe enthalten sind. Setzt man stattdessen für die oberen Widerstände Werte mit glatten Zehnerpotenzen ein, läßt sich R_o durch die Parallelschaltung zweier Standardwerte nachbilden. Nach diesem Schema ist der Eingangsteiler ausgelegt worden, was sich in einem deutlichen Preisvorteil niederschlägt.



◀ Bild 7. Widerstandsverhältnisse an einem dekadischen Spannungsteiler

Spannungswandler

Um den Einsatz einer zweiten Versorgungsspannung zu vermeiden, wurde ein Gleichspannungswandler vorgesehen (*Bild 8*); außer einer Standard-IS 4049 werden dazu nur noch vier passive Bauelemente benötigt, da der Takt zur Ansteuerung vom zentralen Baustein 7107 bezogen wird. Die sechs Gatter der IS sind untereinander derart miteinander verbunden, daß ein Gatter die fünf übrigen, parallelgeschalteten treibt; durch die Parallelschaltung erhöht sich der bereitgestellte Strom.

Am Punkt P tritt das Rechtecksignal der ansteuernden Taktfrequenz auf, das über C_1 gleichspannungsmäßig abgetrennt und den beiden Dioden zugeführt wird. Während der positiven Spannungsspitzen leitet D 2 und begrenzt den maximal möglichen Spannungspegel in positiver Richtung auf etwa 0,5 V (gemessen vom Punkt 0 gegen Masse). Während der negativen Impulsspitzen leitet D 1, und über diese Diode lädt sich der Glättungselko C2 negativ auf. Die in bezug auf Masse negative Ausgangsspannung U_a ist um den Betrag der Diodendurchlaßspannung kleiner als der Spannungshub am Punkt P. Für einfache Anwendungsfälle, in denen es nicht auf hohe Konstanz und guten Wirkungsgrad ankommt, läßt sich eine Spannungsumsetzung nach dem angegebenen Schema sehr einfach und problemlos durchführen.

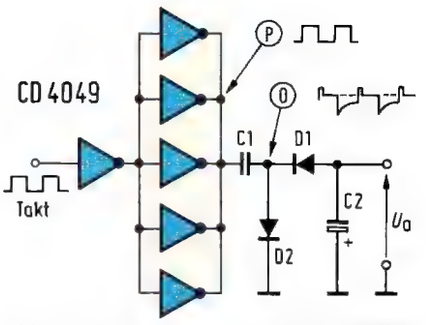


Bild 8. Aufbau eines Gleichspannungswandlers mit einer CMOS-IS

(Schluß folgt)

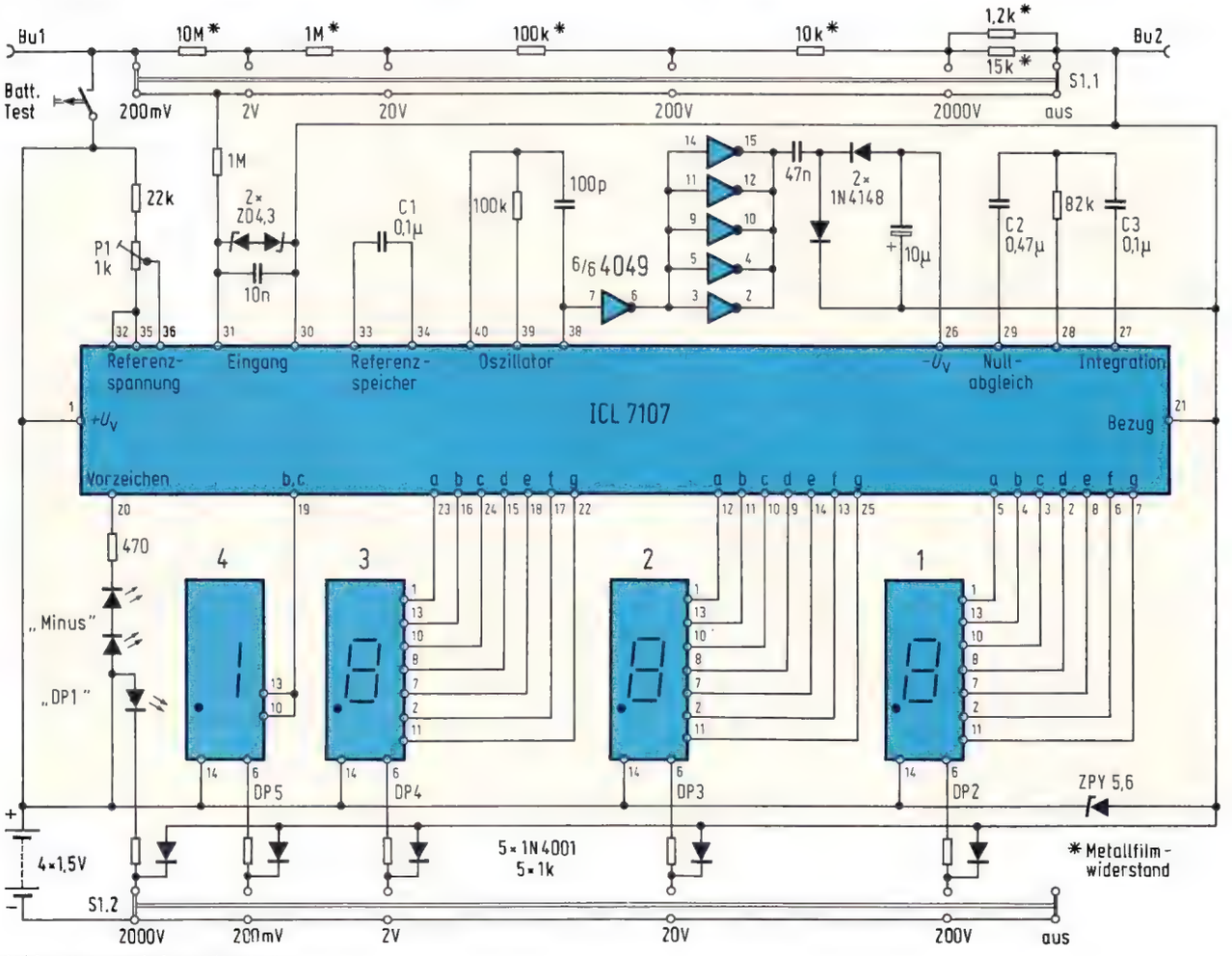


Bild 6. Gesamtschaltung des Gerätes

Joachim Kölbl

Reedkontakt-Sicherung

Zweck der hier beschriebenen Sicherung ist es, einen brauchbaren Kompromiß zwischen herkömmlichen Schmelzsicherungen und rein elektronischen Lösungen darzustellen. Ein besonderer Vorteil gegenüber letzteren ist die Möglichkeit, die Reedkontakt-Sicherung für Wechselstrom zu verwenden.

Prinzip der Sicherung

Der Hauptbestandteil der vorliegenden Schaltung ist ein Reedkontakt, ein Schalter also, der durch Einwirken eines Magnetfeldes schließt. Der Laststrom fließt durch eine Spule, die ein dem Strom proportionales Magnetfeld erzeugt. Die Spule ist um den Reedkontakt gewickelt, der folglich bei einer bestimmten Stromstärke – je nach Bauart der Spule – anspricht. Sein Schalten löst über ein Relais das Unterbrechen des Stromkreises aus. Die resultierende Schaltung (*Bild 1*) ist somit höchst einfach.

Im Ruhezustand gelangt die Betriebsspannung vom Eingang E über L und den geschlossenen Relaiskontakt zum Ausgang. Der 100-µF-Kondensator dient zur Stromversorgung des Relais während dessen Umschaltzeit und wird über R, der nach dem Umschalten die Sollbetriebsspannung des Relais herstellt, aufgeladen.

Zieht beim Auslösen der Sicherung das Relais an, wird der Eingang vom Ausgang getrennt; dieser Zustand bleibt erhalten, weil das Relais über den Umschalter seine Betriebsspannung direkt vom Eingang erhält. Zur eindeutigen Anzeige dieser Stellung ist ein Lämpchen vorgesehen, das aber auch weggelassen werden kann.

Den Normalzustand kann man entweder durch Betätigen des Aus-Tasters Ta herstellen oder – falls solcher nicht vorhanden – durch kurzes Ausschalten des Gerätes, in dem sich die Sicherung befindet.

Berechnung von R

Bei Verwendung eines beliebigen Relais lautet die Formel:

$$R = \frac{(U_e - U_{rel}) \cdot R_{rel}}{U_{rel}}$$

(U_e = Eingangsspannung; U_{rel} = Betriebsspannung des Relais; R_{rel} = Spulenwiderstand des Relais)

Bei Verwendung des im folgenden vorgeschlagenen (Print-)Relais vereinfacht sich die Rechnung:

$R = 7{,}5 \cdot U_e - 45$

Reed-Relais selbstgebaut

Weil Reedkontakte im allgemeinen sehr große Exemplarstreuungen hinsichtlich ihrer Empfindlichkeit auf Magnetfelder aufweisen, kann man kaum genaue Angaben für die Spule machen, umso mehr, als die Möglichkeit bleiben soll, jeden (billigen) Reedkontakt verwenden zu können. Die Abschaltstromstärke wird also sowohl von der Windungszahl als auch durch die Bauart des Reedkontaktes bestimmt. Zur Ermittlung der notwendigen Windungszahl hat sich folgendes Verfahren bewährt: Man baut die gesamte Schaltung wie angegeben zunächst auf, und bewickelt den Glaskörper eng mit Kupferlack- oder Schaltdraht (*Bild 2*). Dann

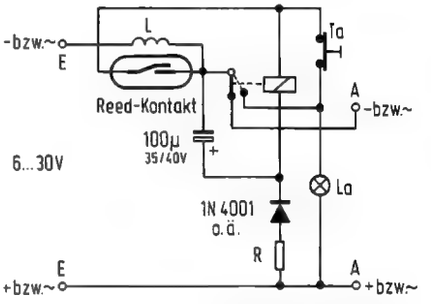


Bild 1. Schaltplan der Reedkontakt-Sicherung

schließt man die Sicherung, nachdem man den bewickelten Kontakt eingelötet hat, an ein Netzteil mit einstellbarer Ausgangsspannung an. Den Ausgang der Sicherung schließt man mit einem Amperemeter ab und regelt die Spannung am Eingang langsam hoch, bis die Sicherung auslöst. Mit dem so gefundenen Stromwert kann man leicht die benötigte Windungszahl berechnen, da ja der Strom der Windungszahl indirekt proportional ist.

Der Aufbau ist unproblematisch, lediglich der Draht, mit dem man den

Tabelle: Verwendbare Relais

Alle nachstehend aufgeführten Relais sind bei der Fa. Dr. H. Bürklin, 8000 München 2, Schillerstr. 40, erhältlich; die Bestellnummern sind jeweils in Klammern angegeben.

Relais:

Printrelais Typ Schrack RU 110 006 (Best.-Nr.: 30 G 670) oder

Kartenrelais Typ Siemens NV 23012-A0101-A 001 (Best.-Nr.: 30 G 700)

Reedschalter:

Hamlin DRR-2 (Best.-Nr.: 30 G 214) oder

Hamlin MSRR-2 (Best.-Nr.: 30 G 206)

Es können selbstverständlich auch andere, ähnliche Relais und Reedkontakte verwendet werden.

Frontplattenbeschriftung durch Fotoverfahren

Für Besitzer einer Dunkelkammer gibt es eine einfache und saubere Methode zur Frontplattenbeschriftung. Es ist meist sehr schwierig, Kreisskalen, Skalen, Beschriftung etc. direkt auf die Gehäusefrontplatte aufzubringen. Um diese Schwierigkeiten zu umgehen, werden Skalen, Beschriftungen etc. mit Aufreibesymbolen (im Fachhandel erhältlich) oder mit Schablonen und Tuschefüllern paßgenau auf ein Blatt Transparentpapier aufgerieben bzw. aufgezeichnet. Genaues Arbeiten ist natürlich Voraussetzung für das Zusammenpassen der Gehäusefrontplatte mit den Bohrungen etc. und der später aufzuklebenden Frontplatte.

Das nun vorliegende „Layout" wird dann in der Dunkelkammer auf ein entsprechend großes Blatt Fotopapier mit der Gradation hart oder auch extra hart gelegt, mit einer Glasplatte beschwert und anschließend mit dem Vergrößerungsgerät 4...6 s (Anhaltswert) belichtet. Entwicklung und Fixierung erfolgen wie gewöhnlich. Nach dem Trocknen wird die Oberfläche des Fotopapiers zum Schutz mit Plastikspray übersprüht. Verwendet man Fotopapier mit matter Oberfläche, so erhält man eine schwach glänzende Oberfläche. Zuletzt wird die so entstandene Frontplatte paßgenau auf die Gehäusevorderseite geklebt. Um ein Lösen an den Ecken zu vermeiden, ist es sinnvoll, das Fotopapier etwas größer zu belassen, um es dann um die Ecken herumzukleben.

Das Ergebnis ist ein professionell aussehendes Gerät mit weißer Beschriftung auf schwarzem Grund. Wer es ganz exakt haben will, kann die weiße Schrift in einem Tönungsbad auch silbern einfärben.

Ing. (grad.) Richard Kurzhals

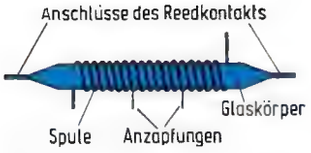


Bild 2. Aufbau der Spule für den Reedkontakt

Reedschalter umwickelt, sollte dem durchfließenden Strom angemessen sein. Die *Tabelle* nennt die benötigten Teile.

Um den Auslösestrom verändern zu können, verwendet man am besten Anzapfungen, deren Lage ebenfalls nach dem Grundsatz „Die Abschalt-Stromstärke ist der Windungszahl umgekehrt proportional" gefunden werden kann. Die Anzapfungen schaltet man mit einem Stufenschalter um; bei sehr kleinen Auslöseströmen wird man den Reedkontakt in mehreren Lagen bewikkeln müssen.

Tabelle 1. Geeignete Transistoren

Typ	2N3020	2N3442	BUY28	BU108	BU126	BU130
U_{ce}	140 V	160 V	420 V	1500 V	750 V	330 V
I_c	1 A	10 A	10 A	5 A	3 A	10 A
U_{eb}	7 V	7 V	25 V	7 V	6 V	5 V

Tabelle 2. Dimensionierung von R 2

Eingangsspannung	410 V	340 V	230 V	200 V
Ausgangsspannung	370 V	310 V	215 V	155 V
Widerstand R 2	390 kΩ	330 kΩ	220 kΩ	150 kΩ

Stabilisation für hohe Spannungen

Im folgenden Aufsatz wird eine einfache Möglichkeit zur Stabilisation höherer Spannungen beschrieben, wie sie z. B. als Schirmgittervorspannung in Röhren-Endstufen oder als Ablenkspannungen benötigt werden. Netzspannungsschwankungen werden etwa um den Faktor 100 ausgeregelt.

Die Voraussetzung einer Hochspannungs-Stabilisation nach dieser Methode ist das Vorhandensein einer gut stabilisierten Bezugsspannung zwischen etwa 6 V und 24 V; als Transistoren müssen Typen verwendet werden, deren zulässige Kollektor-Emitter-Spannung größer als die maximal zu erwartende Differenz zwischen Eingangs- und Ausgangsspannung ist. *Tabelle 1* zeigt, welche Transistoren in Frage kommen.

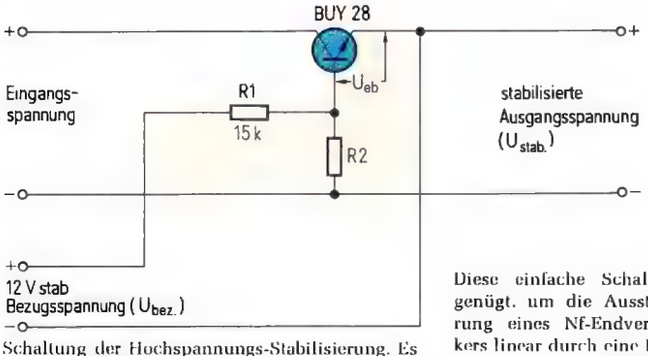
Wie im *Bild* zu erkennen ist, dient der Transistor als Längsregler, dem über einen Widerstand (R 1, hier 15 kΩ) eine Bezugsspannung an der Basis zugeführt wird. Über den Widerstand R 2 ist die Basis mit dem negativen Pol der Eingangsspannung verbunden. Das Teilerverhältnis R 2/R 1 bestimmt als wesentlichster Faktor zusammen mit dem Wert der Bezugsspannung die stabilisierte Ausgangsspannung:

$$U_{stab} = U_{eb}\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) - U_{bez}\frac{R_2}{R_1}$$

Zu erwähnen ist noch, daß die im Schaltbild angegebene maximale Arbeitsspannung der Schaltung durch die Spannungsfestigkeit der Diode und des Kondensators festgelegt wird. Durch Austausch gegen Typen für höhere Spannungen läßt sich der Arbeitsbereich erweitern.

Tabelle 2 zeigt einige Dimensionierungsbeispiele für den Fall, daß R 1 = 15 kΩ bleibt und die Bezugsspannung 12 V ist. Die Verlustleistung, die der Transistor verkraften muß, ergibt sich aus dem Produkt von maximal zu erwartendem Ausgangsstrom und der Differenz zwischen Ein- und Ausgangsspannung. Zu beachten ist noch, daß die Bezugsspannung galvanisch von der Eingangsspannung getrennt zur Verfügung stehen muß; die Isolation muß hochspannungsfest sein, denn U_{bez} liegt fast auf dem gleichen Potential wie die Eingangsspannung.

Wolfgang Hamer



Schaltung der Hochspannungs-Stabilisierung. Es ist darauf zu achten, daß die Bezugsspannung potentialfrei zur Verfügung stehen muß

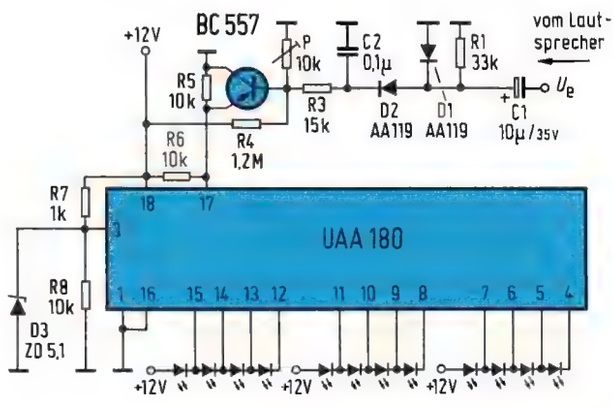
Aussteuerungsanzeige mit UAA 180

Die im *Bild* gezeigte Schaltung eignet sich zum direkten Anschluß an jeden vorhandenen Verstärker mit einer Ausgangsimpedanz von 4...8 Ω. Bei einer Verstärker-Ausgangsleistung von 20 W (z. B. TDA 2020) ergibt sich ein Anzeigeumfang von etwa 26 dB; der Skalenverlauf der LED-Zeile ist dabei nicht logarithmisch, sondern linear.

Das Signal wird zunächst von D 1 und D 2 gleichgerichtet, mit C 2 geglättet und über einen PNP-Transistor der IS UAA 180 zugeführt. Mit dem Potentiometer P wird die Schaltung so abgeglichen, daß die letzte Leuchtdiode gerade zu leuchten beginnt, wenn der Verstärker das Nf-Signal zu begrenzen anfängt. Die erste LED leuchtet grundsätzlich auch; sie dient als Funktionsanzeige, wenn kein Signal anliegt.

Die Zeitkonstante der Nf-Aussteuerungsanzeige kann durch geeignete Wahl von C2 in weiten Grenzen verändert werden.

Richard Rastetter



Diese einfache Schaltung genügt, um die Aussteuerung eines Nf-Endverstärkers linear durch eine LED-Zeile mit 12 Leuchtdioden anzuzeigen

Ing. (grad.)
Ulrich Hüllenhagen

Die zwei hier beschriebenen Digitalschaltungen in CMOS-Technik sollen dem Dia-Freund die Möglichkeit geben, seine Dias mit jedem handelsüblichen Tonbandgerät oder Kassettenrecorder ohne Dia-Impulsgeber (!) zu vertonen und gleichzeitig mit zwei fernbedienbaren Projektoren eine „Duovision" mit erstaunlichen Effekten zu realisieren. Der Abgleich kann ohne Meßgeräte erfolgen.

Diavertonung + Duovision = perfekte Dia-Show

Jeder Dia-Freund kann sich vorstellen, wie angenehm es ist, eine Dia-Show automatisch vom Magnetband steuern zu lassen. Der Vorteil liegt auf der Hand: Man kann die Dias mit Musik unterlegen und zu jedem Dia den passenden Text sprechen. Die im Handel erhältlichen Geräte machen dies ausgezeichnet, doch brauchen sie meist eine zusätzliche Impulsspur und die zugehörigen Ton- und Löschköpfe. Daraus ergibt sich, daß das Magnetband nur in einer Richtung (bei Stereofonie) verwendet werden kann. Das erste der hier beschriebenen Geräte kann an jedes Tonbandgerät bzw. jeden Kassettenrecorder angeschlossen werden, ohne daß eine zusätzliche Spur beansprucht wird. Somit ist eine Stereovertonung möglich, und zwar in beiden Richtungen. Der Steuerimpuls wird der Musik bzw. der Sprache unterlegt.

Zusätzlich kann über ein zweites Gerät eine Duovision (das ist eine Vorführung mit zwei Projektoren) realisiert werden. Ein Beispiel möge auf die Vorteile der Duovision hinweisen. Sie haben in Athen die Akropolis fotografiert – viele Totalaufnahmen und sehr viele Detailaufnahmen. Bei jeder Detailaufnahme müssen Sie nun erläutern, wo sich dieser Gegenstand befindet. Per Duovision zeigen Sie eine Großaufnahme des Objektes (z. B. Portal) und lassen dieses Dia bei der Vorführung in einem Projektor stehen, wobei auf dem anderen Projektor die Detailaufnahmen zu sehen sind. Mit einem Leuchtzeiger ist es nun sehr einfach, den entsprechenden Platz auf der Großaufnahme zu lokalisieren. Es lassen sich natürlich noch andere Effekte erzielen, z. B. Ein- bzw. Überblendungen. Doch hier muß jeder sein eigener Regisseur sein.

Das Prinzip der Schaltungen

Während der Sprach- bzw. Musikaufnahme wird bei jedem Diawechsel ein Steuerton von ca. 11 kHz für etwa 25 ms mit auf das Magnetband gegeben. Er ist fast unhörbar, da er von Sprache oder Musik überdeckt wird. Bei der Wiedergabe wird dieser Steuerton über eine PLL-Schaltung herausgefiltert und zu einem Steuerimpuls von 1 s Länge weiterverarbeitet. Bei der Duovision muß ein Impuls-Code auf das Magnetband gegeben werden, um den jeweiligen Projektor zum Bildwechsel zu veranlassen. Dieser Code, der innerhalb von 4 s mit 1 s Pause zwischen den Imulsen auf das Magnetband gegeben werden muß, lautet wie folgt:
Ein Impuls: Projektor 1 wechselt
Zwei Impulse: Projektor 2 wechselt
Drei Impulse: beide Projektoren wechseln

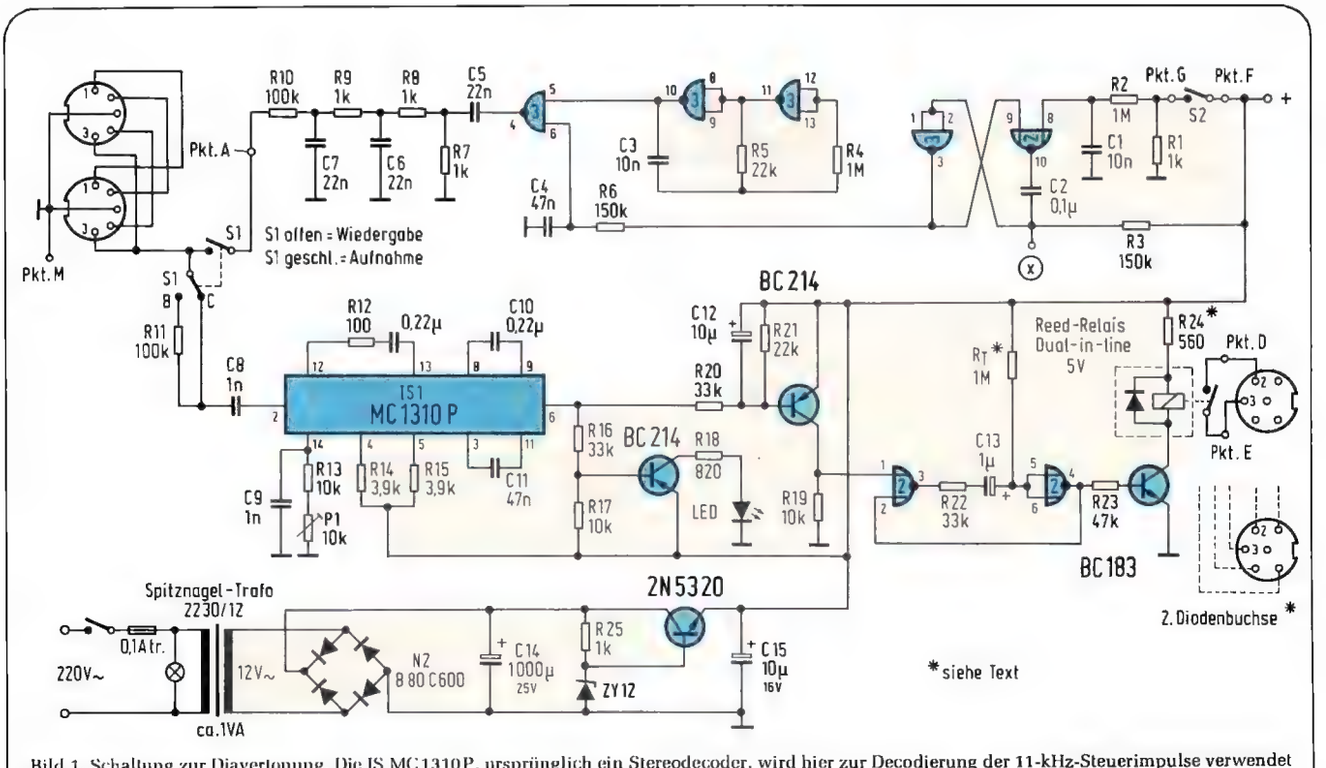


Bild 1. Schaltung zur Diavertonung. Die IS MC1310P, ursprünglich ein Stereodecoder, wird hier zur Decodierung der 11-kHz-Steuerimpulse verwendet

Ist bereits ein Tonband mit Impulsgeber vorhanden, so kann die PLL-Schaltung weggelassen werden. Der Impuls-Code muß dann mit der Tonbandtaste auf das Magnetband gebracht werden.

Schaltung zur Diavertonung

Aufnahme

Das Herzstück des Diavertonungs-Geräts ist ein CMOS-Generator, der mit einer Frequenz von etwa 11 kHz kontinuierlich schwingt. Um dieses Rechtecksignal auf das Magnetband zu bringen, müssen einige Voraussetzungen erfüllt werden. Wie schon erwähnt, soll der Steuerton nicht länger als 25 ms anstehen. Dies geschieht durch ein Monoflop, welches nach Betätigen der Taste „S 2" gestartet wird und einen 25 ms breiten Rechteckimpuls abgibt. Dieser Impuls wird über ein RC-Glied auf den Eingang eines Gatters gegeben, wodurch der Ausgang „schleichend" freigegeben und somit der Einschaltknack vermieden wird. Eine nachgeschaltete RC-Kombination erzeugt aus den Rechtecksignalen des Generators sinusähnliche Signale, die über einen 100-kΩ-Widerstand ausgekoppelt werden. Um das Signal mit auf das Magnetband zu mischen, muß der Schalter „S 1" geschlossen sein bzw. auf Aufnahme stehen. In den Eingang (Stereo-Normbuchse) wird das von der aufzunehmenden Nf-Quelle kommende Kabel (Mikro, TB, TA usw.) gesteckt, vom Ausgang (Stereo-Normbuchse) wird mit einem Kabel der Eingang des Tonbandes verbunden. Das Signal kann nun mit in die Aufnahme gemischt werden.

Gleichzeitig wird es über einen Vorwiderstand auf den Empfänger gegeben; so wird auch bei der Aufnahme ein Diawechsel vollzogen. Es wirkt direkt auf den Eingang einer PLL-Schaltung, die durch eine etwas andere Beschaltung (MC 1310 P ist ein Stereo-Decoder) für unseren Zweck „mißbraucht" wird. Am Eingang 14 der IS liegt die Fangfrequenz (ca. 11 kHz) an, die mit der Eingangsfrequenz verglichen wird. Stimmen beide Frequenzen überein (durch die Beschaltung wurde die Bandbreite auf ± 300 Hz begrenzt), so schaltet Pin 6 (Stereo-Lampen-Treiber) auf „Low". Dieses Signal steht für etwa 25 ms an und wird durch eine LED optisch angezeigt.

Dieser schmale Impuls reicht aber nicht aus, um einen Projektor zum Bildwechsel zu veranlassen, er muß also verlängert werden. Ein zweites Monoflop übernimmt diese Aufgabe, es verlängert den Impuls auf etwa 1 s und steuert damit ein Relais an, das den Projektor potentialfrei weiterschaltet.

Bei einigen Projektoren wird der Bildwechsel „Vor" oder „Zurück" von

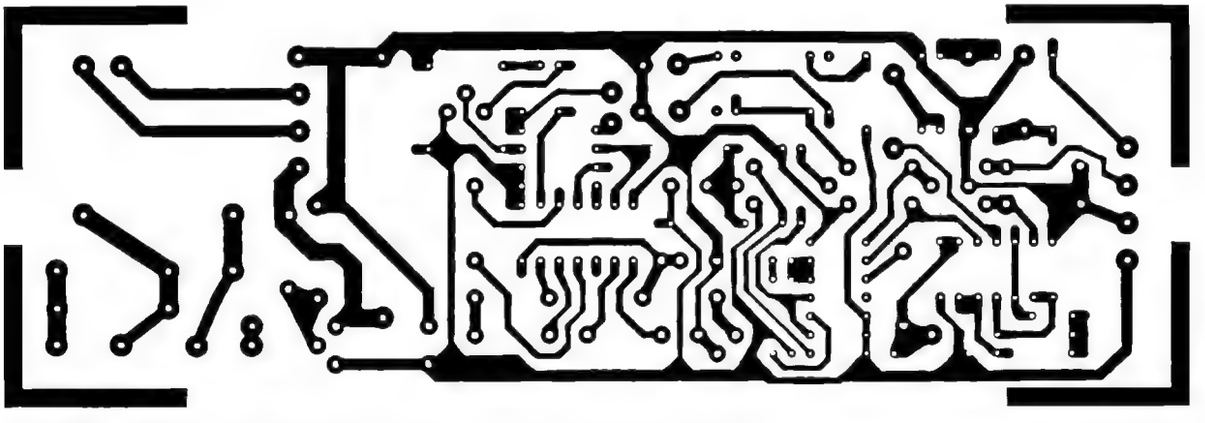


Bild 2. Platine für das Diavertonungs-Gerät; sie enthält den Aufnahme- und Wiedergabeteil

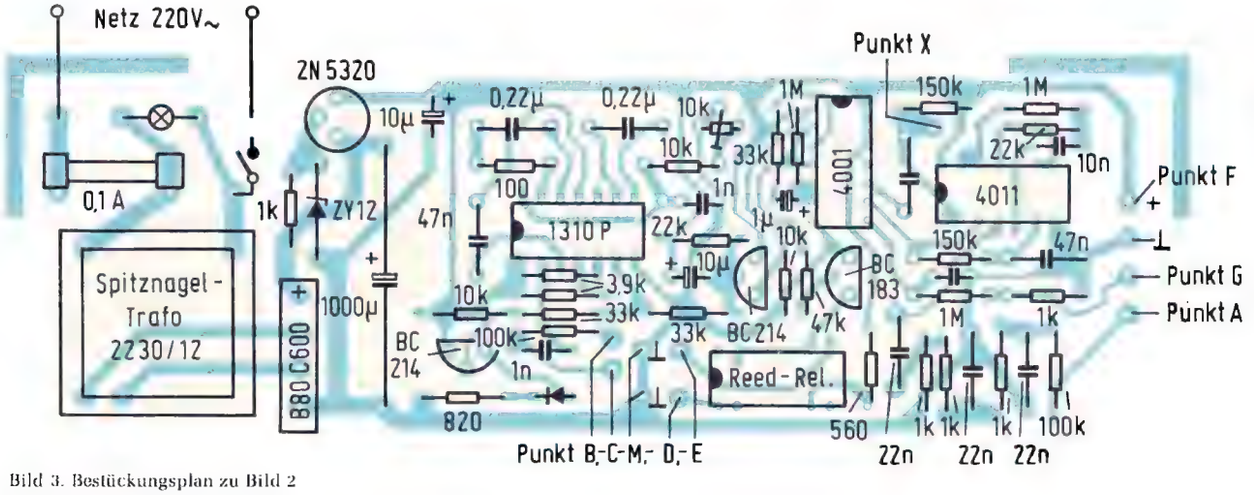


Bild 3. Bestückungsplan zu Bild 2

der Länge des Steuerimpulses (Schließzeit des Relaiskontaktes) abgeleitet. Ist ein solcher Projektor vorhanden, muß der Widerstand R_T auf 470 kΩ verringert werden.

Wiedergabe

Wird der Schalter „S 1" auf Wiedergabe geschaltet, ist der Sendeteil abgeschaltet; dabei sollte das Kabel aus der Eingangsbuchse entfernt werden. Das Tonbandgerät wird auf Wiedergabe geschaltet und gestartet. (Verbindung des Ausgangs zum Tonbandgerät bleibt bestehen.) Die PLL-Schaltung filtert den Steuerton aus dem ankommenden Nf-Signal heraus und verarbeitet ihn, wie unter „Aufnahme" beschrieben.

Die Schaltung zur Duovision

Um einen Dia-Vortrag erst einmal von Hand zu steuern, wird in den Eingang der Duovisions-Schaltung ein Umschalter „S 1" (Manuell – TB) gelegt. In Stellung „Manuell" kann mit der Taste „T 1" ein Vortrag durchgetestet werden.

Wird ein Kontakt geschlossen (manuell oder extern), so gelangt an den Eingang des Schmitt-Triggers ein Low-Signal, welches als High-Signal am Ausgang zur Verfügung steht. Mit diesem Signal wird ein dek. Zähler (4017), der gleichzeitig der Decoder zur Ansteuerung der Projektoren ist, von 0 auf 1 gesetzt. Ebenfalls wird ein Flipflip gesetzt, das erstens die LED erlöschen läßt (während eines Zyklus verlöscht die LED; leuchtet sie, so kann programmiert werden) und zweitens das Zählgatter vor dem Teiler 100:1 (4518) freigibt. Die aus dem Netzteil abgeleiteten Zählimpulse (100 Hz) können nun auf den Zähleingang 2 des Frequenzteilers gelangen. An seinem Ausgang 14 stehen nun Impulse mit einer Breite von 1 s an, die einem zweiten dekadischen Zähler (4017) zugeführt werden. Die ersten vier Ausgänge sind nicht belegt; dies hat folgenden Grund: Während der ersten vier Sekunden müssen am Eingang (TB...) die entsprechenden Impulse (1, 2 oder 3) eingegangen und gezählt worden sein. Der Eingangszähler steht dann auf dem entsprechenden Ausgang (2, 4 oder 7). Springt nun der Zähler auf den Ausgang 10, so werden die entsprechenden Gatter zur Ansteuerung der Relais freigegeben. Sie ziehen für eine Sekunde an, die dazugehörige LED leuchtet auf. Springt der Zähler auf Ausgang 1, so werden die Gatter wieder gesperrt, das Flipflop und alle Zähler auf 0 gesetzt, ein neuer Zyklus kann beginnen. Die Schaltung besitzt einen Richtimpuls, so daß sie nach Anlegen der Netzspannung sofort startbereit ist.

Der Abgleich

Der Abgleich der Schaltung ist sehr einfach. Abgeglichen werden muß nur die PLL, und zwar wie folgt: Der Punkt „x" wird während des Abgleichs auf Masse (0V) gelegt; mit dem Potentiometer am Pin 14 der PLL-Schaltung (MC 1310 P) wird die LED zum Leuchten gebracht. Sende- und Empfangsfrequenz sind damit aufeinander abgestimmt; Punkt „x" ist jetzt wieder von Masse zu trennen.

Tips für die Praxis

Man sollte Musikstücke mit hohen Frequenzen, z. B. Synthesizer-Musik möglichst meiden, da die PLL-Schaltung ansprechen könnte. Beim Verfasser ist dieser Effekt allerdings bisher nicht aufgetreten, da der Steuerton eine relativ hohe Amplitude aufweist.

Die Schaltung wurde mit einem Uher-Report 4400 und einem preiswerten Kassettenrecorder geprüft. Die Eingangskontakte 3 und 5 waren mit einem Widerstand von 1 MΩ verbunden, so daß ein Umschalten der Wiedergabe-Leitung von 3 nach 5 nicht nötig war. Sollten andere Eingangsschaltungen vorhanden sein, es wäre die Ausnahme, so muß durch Probieren der richtige Anschluß gefunden werden (Schaltbild des Gerätes beachten).

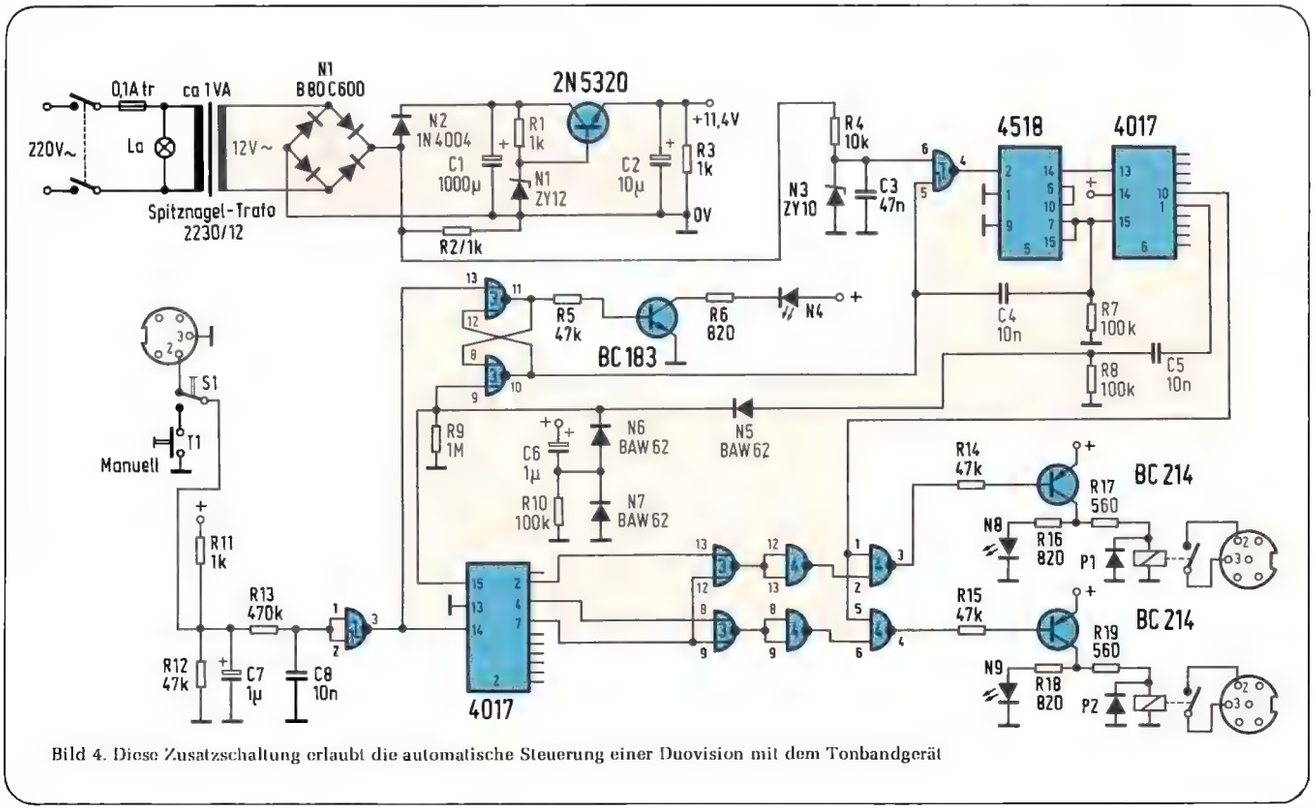


Bild 4. Diese Zusatzschaltung erlaubt die automatische Steuerung einer Duovision mit dem Tonbandgerät

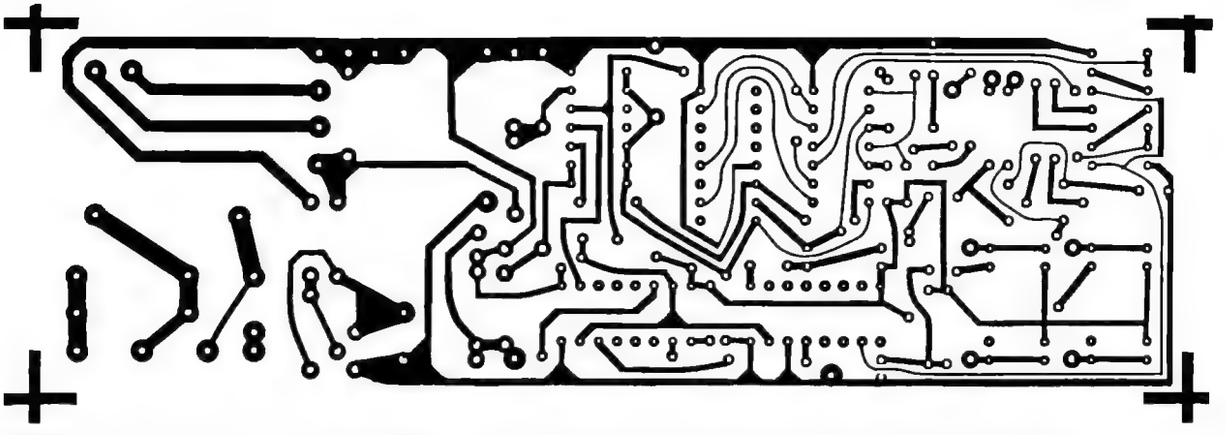


Bild 5. Beim Ätzen dieser Duovisions-Steuerplatine sollte man darauf achten, daß die dünnen Leiterbahnen nicht unterätzt werden

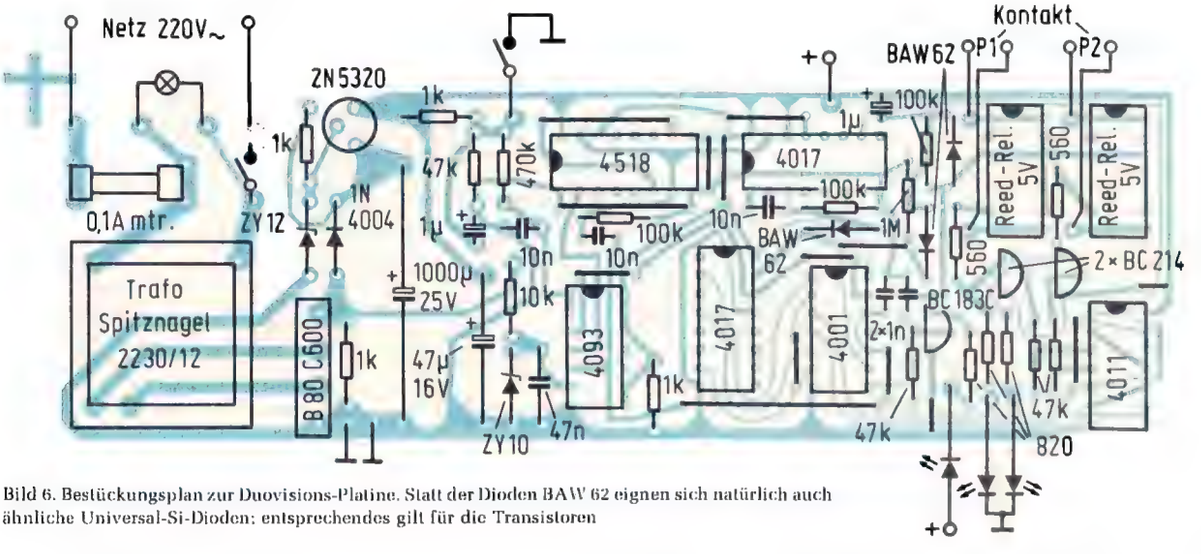


Bild 6. Bestückungsplan zur Duovisions-Platine. Statt der Dioden BAW 62 eignen sich natürlich auch ähnliche Universal-Si-Dioden; entsprechendes gilt für die Transistoren

Zwischen zwei Steuerimpulsen sollte immer eine Sekunde Pause liegen. (Das ist durch das Monoflop bedingt.)

Es ist von Vorteil, genormte Diodenbuchsen zu verwenden, da man dann die von der Industrie angebotenen Überspielkabel (TB-Projektor) verwenden kann.

Bei Verwendung beider Schaltungen wird der Relaisausgang der Vertonungsschaltung mit dem Eingang des Duovisions-Gerätes verbunden. Wenn die Schaltungen in zwei Gehäusen untergebracht werden, so kann die Verbindung mit einem üblichen Überspielkabel (siehe oben) hergestellt werden. Beide Geräte sollten aus eigenen Netzteilen betrieben werden.

Es kann von Vorteil sein, die Ausgangsbuchsen paarig einzubauen. Die Kontakte werden miteinander verbunden, so daß in eine Buchse der Projektor und in die andere die Fernbedienung gesteckt werden kann. Mit der Fernbedienung kann dann während der Vorführung die Schärfe nachgestellt werden.

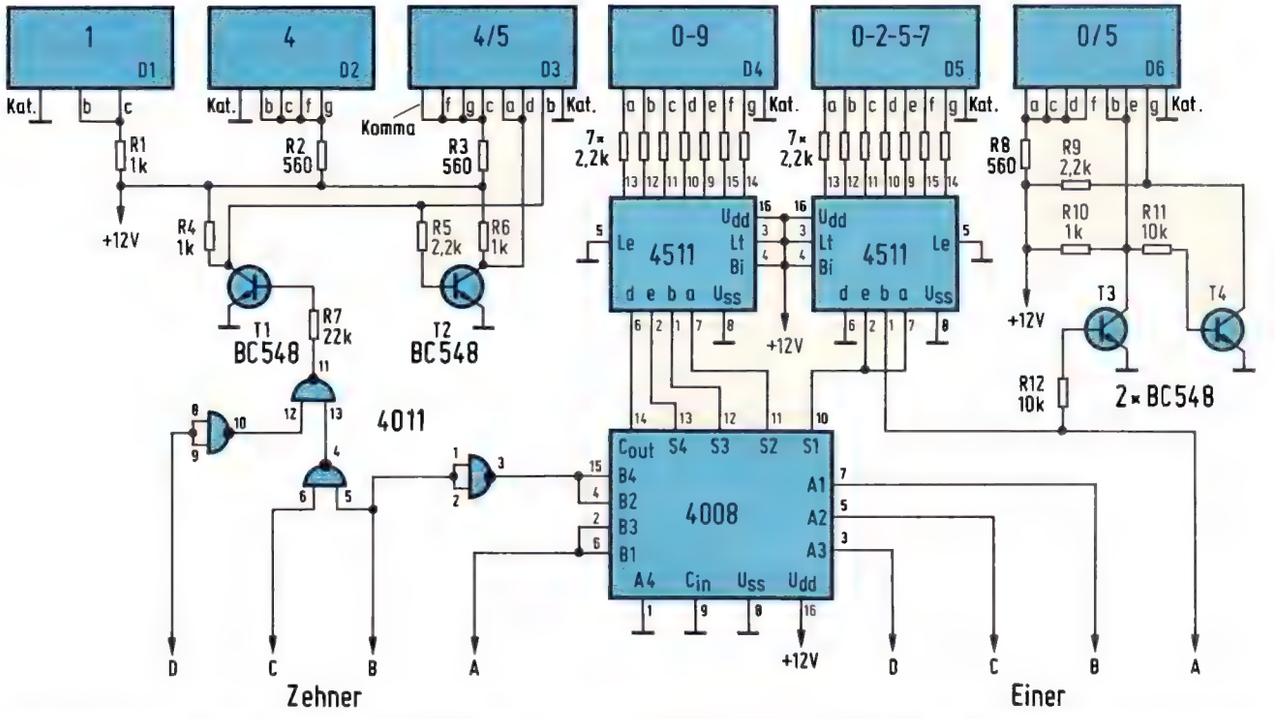
In den Schaltungen wurden als Ausgangsrelais 5-V-DIL-Relais mit Freilaufdiode verwendet, da diese leicht und preiswert zu bekommen sind. Es können natürlich auf 12-V-Typen benutzt werden; anstelle des Vorwiderstandes muß dann eine Drahtbrücke eingesetzt werden. ■

Frequenzanzeige für 2-m-Synthesizer

Für den FM-Funksprechverkehr auf dem 2-m-Amateurband kann das PLL-Synthesizer-Prinzip heute als Stand der Technik gelten, und als die FUNKSCHAU bereits 1976 ein 80-Kanal-Handgerät in CMOS-Technik beschrieben hatte, verbreitete sich diese Technik auch bei den FM-Portabelgeräten schnell (wenn auch bis heute nichts Vergleichbares auf dem Amateurmarkt existiert).

Ein gewisser Nachteil der Synthesizer ist – zumindest beim 25-kHz-Raster –, daß sich die Frequenz nicht direkt, sondern nur über eine Kanaltabelle einstellen läßt. Einige niederländische Funkamateure – PA 0 CDJ, PA 0 CMU, PA 0 LAD – bauten sich nun für ihre FUNKSCHAU-Synthesizer eine digitale Frequenzanzeige, die unmittelbar von den Codierschalter-Anschlüssen des programmierbaren Teilers abgenommen wird.

Auf Seite 370 (1977) der niederländischen Amateurfunk-Clubzeitschrift



Schaltung der Synthesizer-Frequenzanzeige. Für die Siebensegment-Anzeigen eignen sich z. B. die Typen FND 357 (9.5 mm Ziffernhöhe) oder FND 359 (6.5 mm)

„CQ-PA" beschrieben sie, wie einfach das zu realisieren ist. Wir wollen Ihnen die Schaltung *(Bild)* nicht vorenthalten: Ein 4-bit-Volladdierer (4008) sorgt zunächst einmal dafür, daß der Versatz von 20 Kanälen beseitigt wird (beim CMOS-Synthesizer entspricht Kanal 20 einer Frequenz von 144,000 MHz). Die übrige Schaltung dient zur Decodierung für die Sieben-Segment-Anzeigen, wobei die ersten beiden Stellen (1 und 4) fest verdrahtet sind.

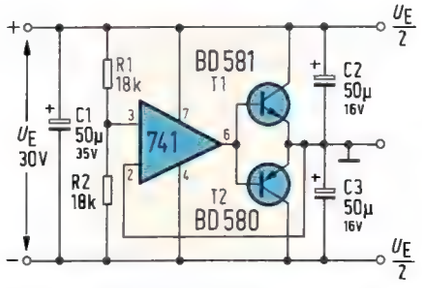
Die Betriebsspannung ist – wie beim Synthesizer – 12 V und braucht nicht stabilisiert zu sein. Da die Schaltung rein statisch arbeitet, produziert sie im Gegensatz zu Frequenzzählern keine störenden Teileroberwellen. Fe.

Aus Eins mach' Zwei

Die folgende Bauanleitung beschreibt eine Zusatzschaltung z. B. für das in der FUNKSCHAU 1976, Heft 23 bereits beschriebene Universalnetzteil, das die regelbare Ausgangsspannung von max. 30 V in eine positive und eine negative Spannung z. B. zum Betrieb von Operationsverstärkern umwandelt.

Wer zum Anschluß der immer mehr Verwendung findenden Operationsverstärker eine Dualstromversorgung braucht, wird bedauern, daß viele Netzgeräte nur eine einzige Spannung liefern. Mit nur geringem Schaltungsaufwand wird hier nun ein Zusatz beschrieben, der daraus zwei symmetrische Spannungen macht. Beim Einbau in das Netzgerät muß nicht einmal eine Umschaltung der Ausgangsbuchsen vorgenommen werden; eine weitere Buchse für die neue Masse ist natürlich erforderlich.

Vergleicht man die Eigenschaften dieser Schaltung mit herkömmlichen Dual-Netzteilen, wird kein Unterschied festzustellen sein. Verbunden mit dem Universalnetzteil erhält man je eine positive und negative Spannung, die für fast alle bekannten integrierten Schaltungen ausreichend ist. Die Stromregelung sowie die Funktion der Anzeigeinstrumente des „Mutter"-Netzgeräts bleiben weiterhin erhalten.



So lassen sich aus einer 30-V-Spannung zwei symmetrische 15-V-Spannungen z. B. für die Versorgung von Operationsverstärkern gewinnen

Die Schaltung *(Bild)* mit dem Operationsverstärker 741 arbeitet mit Eingangsspannungen bis zu 30 V. Am Eingang (Pin 3 der IS) liegt ein Spannungsteiler mit R1 und R2. Pin 2 ist mit dem Ausgang verbunden, der die neue Masse bildet. Die Transistoren BD 580/ BD 581 liegen mit den Basen an Anschluß 6 und verkraften bei entsprechender Kühlung Ströme bis zu 3 A. Die Wahl der Leistungstransistoren ist im übrigen nicht kritisch; ihre Größe richtet sich nach dem jeweils zu entnehmenden Strom. Für kleine Leistungen bis 100 mA arbeiten z. B. Typen wie BC 107/BC 177 zufriedenstellend. Um Schwingneigungen und instabiles Verhalten zu vermeiden, sind am Ausgang C2 und C3 vorgesehen. C1 wirkt als Siebkondensator.

Der Aufbau des Mustergeräts erfolgte auf einer Lochrasterplatine, da das Anfertigen einer gedruckten Schaltung bei dem geringen Schaltungsaufwand eigentlich übertrieben wäre.

Rainer Corswandt

Dipl.-Ing.
Reinhard Gößler

Nachdem wir in Heft 8 das Funktionsprinzip des Miniatur-Digitalvoltmeters beschrieben, wenden wir uns nun dem Aufbau und der Eichung zu. Im Fachhandel ist ein kompletter Bausatz erhältlich.

Miniatur-Digitalvoltmeter für Batterie- und Netzbetrieb 2. Teil

Kombi-Schalter

Zur Gewährleistung einer guten Ablesbarkeit soll die Anzeige des Meßwertes in allen Bereichen in „Volt" erfolgen; die fünf zur Verfügung stehenden Dezimalpunkte kennzeichnen dabei die Ein-Volt-Stelle. Um hierfür am Betriebsartenwahlschalter eine separate Ebene zu sparen, werden die Dezimalpunkte gemeinsam mit der Versorgungsspannung um- bzw. eingeschaltet (*Bild 9*); die Dioden dienen dabei zur Entkopplung der Dezimalpunkte voneinander. Diese Maßnahme führt allein durch die Einsparung einer zusätzlichen Kontaktebene am Hauptschalter zu einer Verringerung des Bausatzpreises um fast 20.– DM!

Stromversorgung

Wenn die Schaltung in das Standard-Mini-Gehäuse eingebaut wird, ist darin noch Platz für vier Mignonzellen zur Stromversorgung vorhanden. Wahlweise können statt dessen auch vier wiederaufladbare NiCd-Batterien eingesetzt werden, deren Aufladung über die Buchse Bu 3 und den Ladevorwiderstand R_L erfolgt (*Bild 10*). Die externe Versorgung soll eine Spannung von 6...7 V liefern; bei einem Wert von 6 V soll $R_L = 22\ \Omega$ betragen, während bei Anschluß des Mikronetzteiles $R_L = 82\ \Omega$ sein soll; der blaue Anschluß des Mikronetzteils kommt dabei an den Batterieminuspol, während der schwarze Netzteilanschluß an den Ladewiderstand R_L gelegt wird. Der rote Anschluß des Netzteils bleibt frei. Mit diesen Möglichkeiten kann das Gerät ohne weiteres im stationären Einsatz am Netzteil oder beim Service auch mit eingebauter Batterie betrieben werden. Eine einfache Kontrolle des Batteriezustandes ist möglich, indem man deren Pluspol an den Meßeingang legt; dabei ist nur zu beachten, daß nicht die volle, sondern die um eine Diodendurchlaßspannung (0,7 V) verringerte Batteriespannung gemessen wird. Die Z-Diode ZD parallel zum ICL 7107 dient als Schutzmaßnahme vor zu hohen Spannungen, wenn beispielsweise im Ladebetrieb keine Akkus eingesetzt sind.

Aufbau des Geräts

Für das vorgestellte Gerät bietet der Fachhandel (z. B. Balü) einen kompletten Bausatz an, mit dem der Nachbau keine Probleme mehr bereiten sollte. Vor der Bestückung der Platinen ist erst die Anzeigeplatine an der gestrichelten Markierung herauszutrennen, was zweckmäßigerweise mit der Laubsäge geschieht. Der Bestückungsplan (*Bild 11*) zeigt die Bauteilseite der Platine, die auch an der Platinennummer 810 erkennbar ist. Man sollte sich vor dem Einlöten der Bauteile vergewissern, daß man die richtige Seite bestückt, weil das Auslöten recht problematisch wird. Die IS und Anzeigen sollen unbedingt auf Fassungen eingesetzt werden, und zwar erst nach Abschluß der gesamten Bestückung, wie es nachfolgend im einzelnen beschrieben wird. Wir haben hier ausnahmsweise darauf verzichtet, die Platinen-Layouts (sie sind doppelseitig und durchkontaktiert) abzudrucken, da die Herstellung für den Hobbyelektroniker recht umständlich ist.

Grund- und Anzeigeplatine werden gemäß Bild 11 getrennt voneinander bestückt; erst danach werden die ersten drei Drahtbrücken zwischen beiden Platinen eingelötet, die die Versorgungsspannung und die Vorzeichenanzeige weiterleiten (*Bild 12*). Zu diesem Zeitpunkt sind weder die 22 Brükken zu den Segmenten eingelötet, noch ist eine der IS in die Fassung eingesetzt.

Im nächsten Schritt wird der Batteriehalter angeschlossen, wie es aus dem Bestückungsplan hervorgeht. Nach dem Einsetzen von vier Batterien werden nacheinander die fünf Verbindungsleitungen von der Anzeigeplatine mit dem Minuspol der Batterie verbunden, was zunächst nur provisorisch geschieht; jedesmal muß dabei einer der fünf Dezimalpunkte aufleuchten. Auch beim provisorischen Anschluß des Vorzeicheneingangs „Minus" an den Minuspol der Batterie müssen die beiden Leuchtdioden, die das negative Vorzeichen symbolisieren, aufleuchten. Bei den Leuchtdioden erkennt man übrigens die Katode (das ist der Anschluß mit dem Querstrich) am Kennzeichen: Entweder ist dieser Anschluß kürzer oder eingekerbt.

Nach dieser ersten Prüfung erfolgt das Einsetzen und Testen der Anzeigen; dazu wird über einen Vorwiderstand

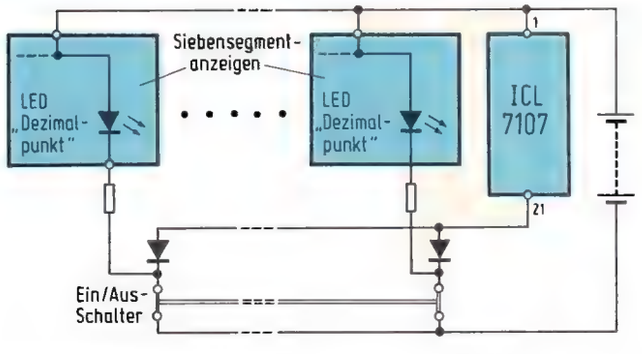


Bild 9. Kombination der Meßbereichsanzeige mit dem Ein/Aus-Schalter

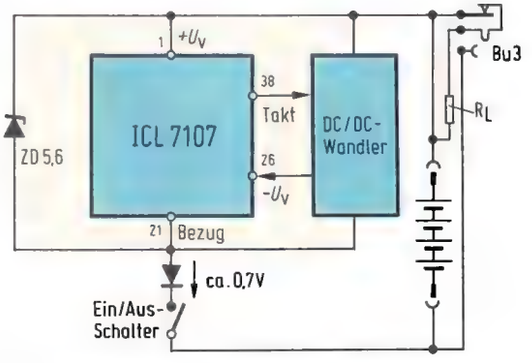


Bild 10. Stromversorgungsmöglichkeiten der Schaltung

von etwa 560...1000 Ω nacheinander jeder der 22 Segmentanschlüsse an den Batterieminuspol gelegt (*Bild 13*). Erst wenn alle Balken bei der entsprechenden Aktivierung aufgeleuchtet haben, soll mit der Verdrahtung des Hauptschalters begonnen werden (*Bild 14*). Dabei ist auf saubere Leitungsführung zu achten, und es sollten unbedingt verschiedenfarbige Drähte verwendet werden; durch derart einfache Dinge kann man sich unter Umständen die Fehlersuche beträchtlich vereinfachen.

Nun sollen die beiden IS in die Fassungen eingesetzt werden (Markierungskerbe beachten!); die 22 Brücken zur Anzeigeplatine sind zu diesem Zeitpunkt wohlweislich *noch nicht eingelötet* worden! Mit einem in eine Batterieleitung eingeschleiften Vielfachinstrument überprüft man die Stromaufnahme der Schaltung, nachdem der Bereichsschalter eingeschaltet worden ist (Meßbereich beliebig). Die Messung soll einen Wert von etwa 5 mA ergeben.

Anschließend vergewissert man sich, daß der Spannungswandler eine negative Spannung von etwa −3,5...−4,2 V liefert (gemessen am 10-µF-Elko). Solange dies nicht der Fall ist, hat eine Fortsetzung der Verdrahtung überhaupt keinen Sinn. Zunächst ist der Fehler zu suchen und zu beseitigen, und dabei ist es von Vorteil, daß die zusätzlichen Brücken zur Anzeige noch nicht eingesetzt sind. Mögliche Fehlerursachen sind falsche Bestückung, falsche Verdrahtung, Lötbrücken zwischen den Leiterbahnen oder Kurzschlüsse zwischen IS-Anschlußstiften, um nur die häufigsten zu nennen.

Arbeitet bis hierhin alles einwandfrei, steht der abschließenden Verdrahtung nichts mehr im Wege; dazu werden 22 Verbindungsdrähte von den Anschlußpunkten der Grundplatine zur Anzeigeplatine gelötet, wie es schema-

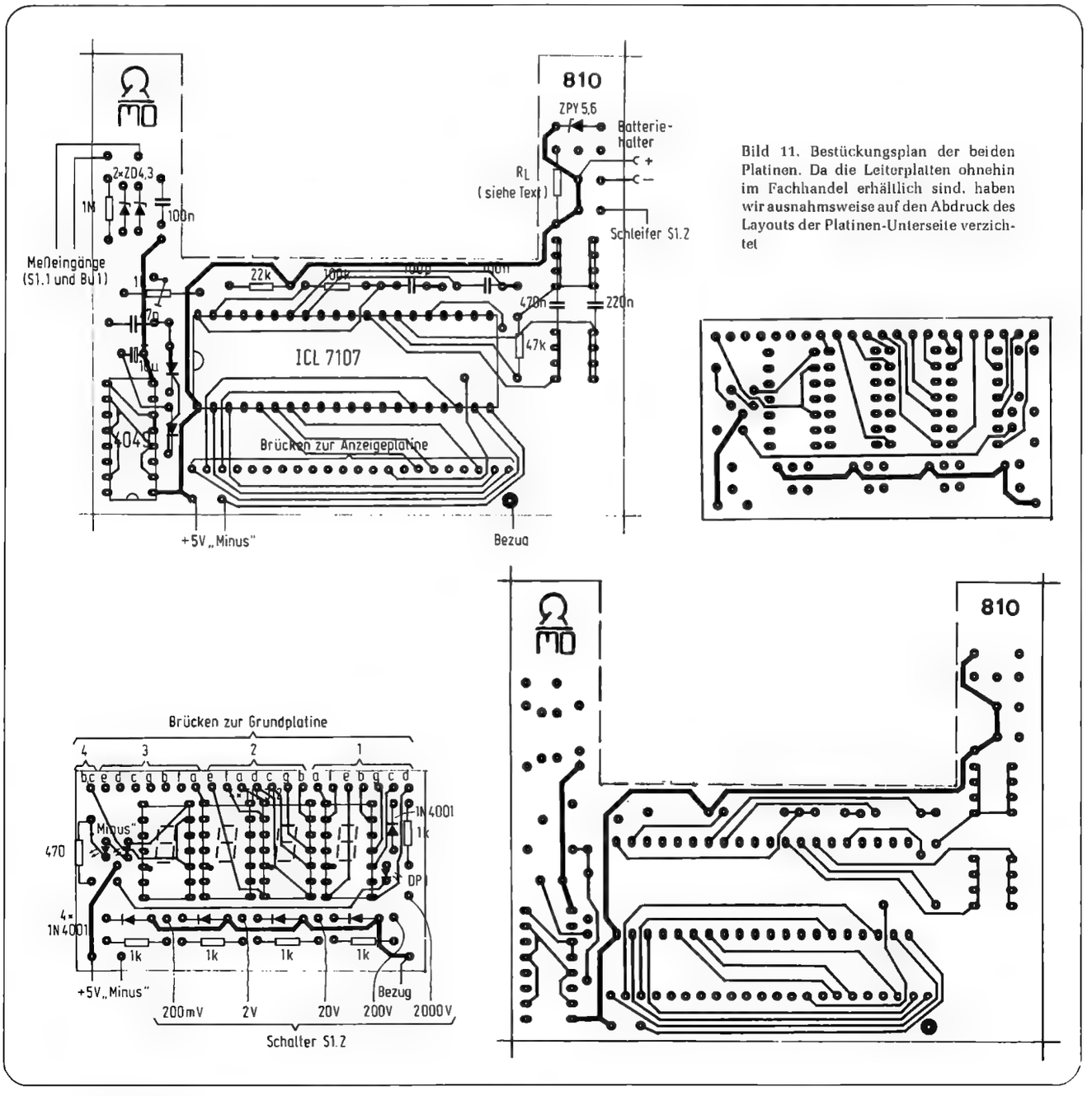


Bild 11. Bestückungsplan der beiden Platinen. Da die Leiterplatten ohnehin im Fachhandel erhältlich sind, haben wir ausnahmsweise auf den Abdruck des Layouts der Platinen-Unterseite verzichtet

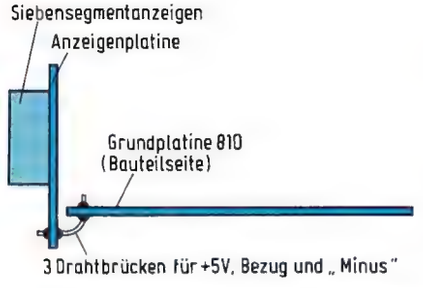


Bild 12. Anordnung der Anzeige- und Grundplatine

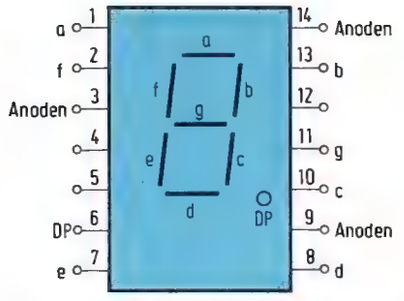


Bild 13. Stiftbelegung der verwendeten Siebensegmentanzeigen

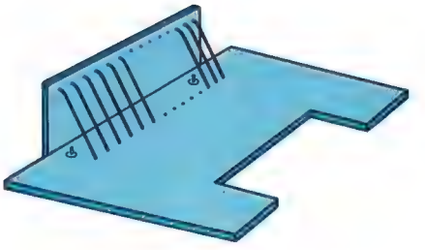


Bild 15. Anordnung der 22 Brücken zwischen den beiden Platinen

tisch aus *Bild 15* hervorgeht. (Die Zeichnung ist weder maßstäblich noch zeigt sie sämtliche Brücken; sie dient lediglich zur Veranschaulichung des Prinzips.)

Das Gerät ist damit fertiggestellt und dürfte, wenn keine weiteren Pannen passiert sind, auf Anhieb funktionieren. Wer es wünscht, kann zusätzlich noch die Buchse Bu 3 für den Anschluß der externen Stromversorgung und den Taster für den Batterietest einlöten. Dies ist nach den Bildern 6 bzw. 10 durchführbar.

Eichung

Zur Grobeinstellung gleicht man das Potentiometer P 1 derart ab, daß zwischen den Anschlußstiften 35 und 36 der IS 100 mV anliegen. Dies kann mit einem gewöhnlichen Vielfachinstrument geschehen, um überhaupt die richtige Größenordnung für den Arbeitsbereich einzustellen. Der exakte Abgleich erfolgt in Form einer Vergleichsmessung mit einem Laborinstrument; steht dies nicht zur Verfügung, kann man sich mit einem Quecksilber-Primärelement aushelfen. Wenn man dafür die Type RM-502R der Firma Mallory einsetzt (Preis etwa 8...10.– DM), muß die Messung der frischen und unbelasteten Batterie genau den Wert von 1,35 V ergeben (beim Typ RM-502 sind es 1,45 V).

Das DVM im Einsatz

Beim Einsatz ist darauf zu achten, daß isolierte Meßkabel verwendet werden, bei denen auch die BNC-Buchse Berührungsschutz bietet. Dies ist ganz wesentlich bei der Messung höherer Spannungen von etwa 80 V an aufwärts. Bei Überlauf in einem Meßbereich sind die drei Anzeigestellen rechts dunkel getastet; es muß dann in den nächsthöheren Bereich umgeschaltet werden. Spannungen von über 2 kV sollten auf keinen Fall angelegt werden, weil die Isolationsfestigkeit hier nicht mehr gegeben ist; die Schaltung selbst wäre durch diese Spannungen noch nicht gefährdet.

Das fertige FUNKSCHAU-Mini-DVM wird schnell zum unentbehrlichen Helfer bei Reparaturen oder Entwicklungen. Seine Robustheit und die Einfachheit des Aufbaues machen es zu einem zuverlässigen Meßgerät, das durch außergewöhnliche Genauigkeit in seiner Preisklasse besticht. Die Innenansicht des fertig montierten Mustergerätes zeigt *Bild 16*.

In der Reihe der FUNKSCHAU-Mini-Meßgeräte sind bisher folgende Bauanleitungen erschienen:

[1] *Gößler, R.*: Miniaturzähler für Frequenz und Periodendauer. FUNKSCHAU 1976, H. 7, S. 271...276.

[2] *Gößler, R.*: Universelle 24-Stunden-Digital- und Stoppuhr. FUNKSCHAU 1976, H. 12/13, S. 543...549.

[3] *Gößler, R.*: Vielseitiger Funktionsgenerator mit Zusatz für FM und C-Messung. FUNKSCHAU 1976, H. 17, S. 729...734.

[4] *Gößler, R.*: Miniatur-Netzteil für vier Ausgangsspannungen. FUNKSCHAU 1976, H. 21, S. 917...921.

[5] *Gößler, R.*: Vollautomatisches Digital-Multimeter im Taschenformat. FUNKSCHAU 1976, H. 24, S. 1081...1085 und H. 25, S. 1126...1128.

[6] *Gößler, R.*: Schneller Teiler und Vorverstärker für 500 mHz...500 MHz. FUNKSCHAU 1977, H. 7, S. 299...303.

[7] *Gößler, R.*: Erweiterungen für den FUNKSCHAU-Mini-Zähler und die Stoppuhr. FUNKSCHAU 1977, H. 7, S. 303...305.

Literatur zum vorstehenden Artikel:

[8] Low Cost Digital Panel Meter Designs. Applikationsschrift der Firma Intersil, Cupertino, Kalifornien, USA.

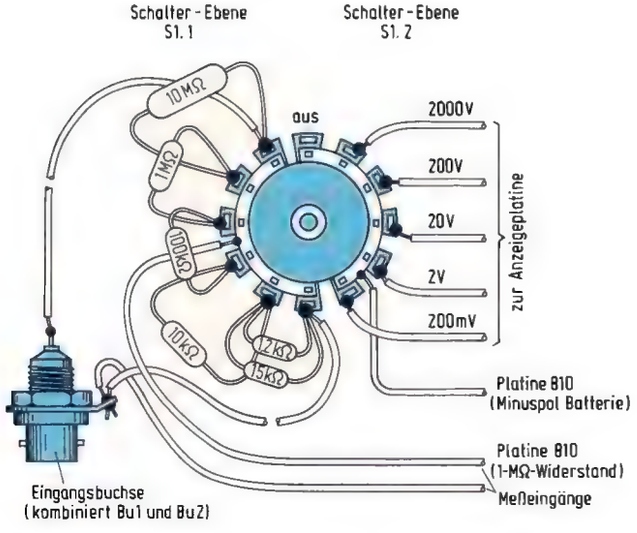


Bild 14. Belegung des Hauptschalters (von hinten gesehen)

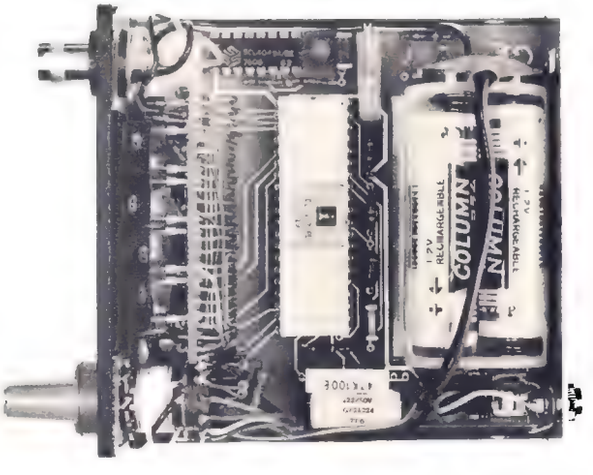


Bild 16. Das Innenleben des Mustergeräts.

Ursula und Lutz May

Die nachfolgende Bauanleitung fällt zwar etwas aus unserem bisherigen, analog- und diskret-digitaltechnischen Rahmen, dürfte aber wegen der zunehmenden Verbreitung von Mikrocomputern auch bei Hobbyelektronikern auf Interesse stoßen. Die RAM-Karte läßt sich auch als Arbeitsspeicher zu einem Bildschirm-Terminal betreiben, das wir zu einem späteren Zeitpunkt beschreiben werden.

RAM-Karte für Mikroprozessor-Systeme

Die 1-K x 8-bit-Speicherkarte ist für einen 8-bit-Daten- und max. 16-bit Adressenbus ausgelegt. Daten- und Adressenbus sind gepuffert. Auf der Speicherkarte befinden sich Miniaturschalter, mit denen man die Arbeitsadressen einstellen kann. Mit zwei weiteren Schaltern ist es möglich, aus dem ursprünglichen 1-K x 8-bit-RAM ein $^1/_2$ K x 8-bit-RAM oder $^1/_4$ K x 8-bit-RAM zu machen, der sich in einen noch freien Adressenbereich des Mikroprozessorsystems einfügen läßt.

Auf diese Weise kann man in schon bestehenden Systemen eine optimale Speicherplatzbelegung erreichen, ohne Hardwareänderungen vornehmen zu müssen (*Bild 1*).

Weiterhin ist die Schaltung der RAM-Karte so ausgelegt, daß der Speicherinhalt von einem zweiten System ausgelesen werden kann, ohne dabei die Arbeit des Muttersystems zu stören. Dadurch läßt sich dieser Speicher sehr vielseitig einsetzen, nämlich als Arbeitsspeicher für ein Bildschirmterminal, als ROM-Simulator für ein zweites Mikroprozessorsystem oder eben als Normaler 1/4-, 1/2- oder 1-K x 8-bit-Speicher. *Bild 2* zeigt die möglichen Konfigurationen.

Funktion der RAM-Karte

Bei einem Mikroprozessor mit einem Arbeitsbereich von 64 KByte hat man 64 sinnvolle Möglichkeiten, eine 1-KByte-RAM-Karte in den vorliegenden Adressenbereich des Rechners einzuordnen. Um eine dieser Adressen auszuwählen, auf die die 1-KByte-RAM-Karte ansprechen soll, werden aus dem Adressenbus die Leitungen A_{10} bis A_{15} über Buffer (8T26, IS1 und IS2) den Miniaturschaltern IS3 und IS4 zugeleitet, wie aus *Bild 3* ersichtlich. Der Buffer 8T26 ist hier so eingesetzt, daß er das Signal von einer Adressenleitung jeweils invertiert und nicht invertiert einem Miniaturschalter zuleitet. Von dort gelangt das gebufferte Adressensignal zum NAND-Gatter 7430 (IS5).

Damit man auch einen kleineren Speicherbereich einsetzen kann, sind noch zwei weitere Adressenleitungen (A_8 und A_9) mit einbezogen worden.

Möchte man statt einem 1-KByte-RAM nur $^1/_2$ KByte verwenden, so ist der Anschluß 12A mit A_9 am Adressenbus zu verbinden. Gleichzeitig wird damit IS3 aktiviert.

Will man sogar nur $^1/_4$ KByte RAM, muß auch Anschluß 12C mit A_8 verbunden werden. Es lassen sich nun 256 verschiedene Adressen mit den Miniaturschaltern einstellen mit denen die $^1/_4$-KByte-RAM-Karte angesprochen werden kann.

Wird die Speicherkarte vom Rechner angesteuert, gibt das NAND-Gatter 7430 (IS5) den Adressenbuffer (IS7 und IS8) 8T97 frei. Nun wird in Abhängigkeit von den Steuersignalen R/W (23C) und 02 (23A) der Daten-Buffer freigegeben, wobei das R/W(lesen/schreiben)-Signal die Arbeitsrichtung des Daten-Buffers 8T26 (IS9 und IS10) bestimmt.

Durch Anwählen einer anderen Adresse kann der Rechner die Verbindung zur Speicherkarte beenden. Der Speicher erkennt, daß diese Adresse ihm nicht zugeordnet ist, und sperrt über das NAND-Gatter 7430 (IS5) die Adressen-Buffer 8T97 (IS7 und IS8). Ebenso werden die Daten-Buffer 8T26 (IS9 und IS10) in beiden Richtungen gesperrt.

Am Anschluß 22C erhält man dabei ein Signal, das den Zustand der 1-KByte-Karte übermittelt; H bedeutet, die Karte wird nicht benutzt, und L, daß die Karte durch den Rechner belegt ist.

Mit diesem Signal kann man Buffer steuern, die, an die doppelt ausgeführten Daten- und Adressenbusleitungen (2C...6A, 28C...31A) angeschlossen, ein zweites System (Rechner oder Bildschirmterminal) mit dem 1-KByte-RAM verbinden und gefahrlos zusammen arbeiten lassen.

Der 560-Ω-Widerstand und die Diode übernehmen die Funktion eines ODER-Gatters für die Datenbuffer-Anschlüsse 1 (IS9 und IS10), da aus Platzmangel auf der Europakarte kein weiteres Gatter untergebracht werden konnte. Ähnlich dienen zwei Dioden mit einem 2,2-kΩ-Widerstand als UND-Gatter.

Sämtliche Bauteile, einschließlich einer 64poligen Steckerleiste, finden auf einer Europakarte Platz (*Bild 4*). Diese ist zweiseitig kupferbeschichtet und durchkontaktiert. Die Bestückungsseite zeigt *Bild 5*. Die Bauelemente sind einzeln von den einschlägigen Distributoren zu erhalten; unbestückte, aber auch fertig bestückte und geprüfte Platinen sind über die Firma May-Elektronik, Hauptstr. 8, 8069

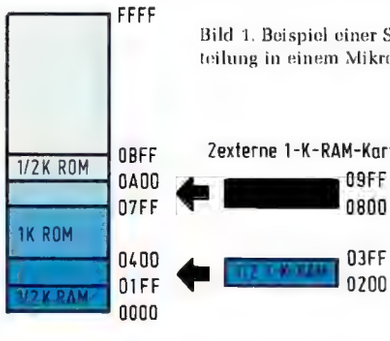


Bild 1. Beispiel einer Speicherbereichs-Verteilung in einem Mikrocomputer

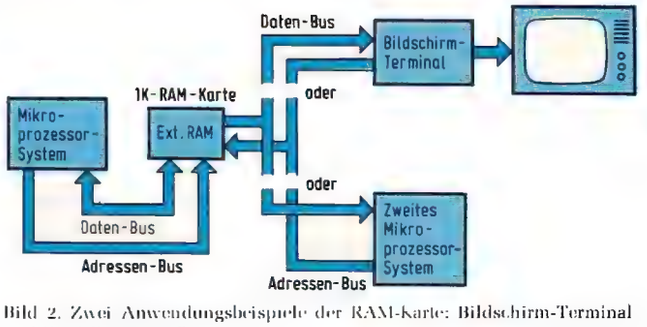


Bild 2. Zwei Anwendungsbeispiele der RAM-Karte: Bildschirm-Terminal und Zwei-Prozessor-System

Schweitenkirchen, zu beziehen. Die *Tabelle* nennt Lieferquellen für die übrigen Teile.

Anwendungsbeispiele

Bildschirmterminal

Auf einem Bildschirm soll ein gewisser Teil vom Arbeitsspeicher des Mikroprozessor abgebildet werden. Dazu muß der entsprechende Speicherteil nach einem bestimmten Schema abgefragt und umgesetzt werden, um ihn auf dem Sichtgerät (z. B.: Fernsehgerät) darstellen zu können. Dies bedeutet, daß der entsprechende Speicherteil vom Mikroprozessor und dem Bildschirmabfragesystem zugleich benutzt werden muß.

Pro Sekunde wird der Fernsehbildschirm durch den Elektronenstrahl 50mal zeilenweise von oben nach unten durchfahren, um 25 Vollbilder zu erhalten. Somit liegt das Schema fest, mit dem man den Speicher abfragen muß.

Gleichzeig, während der Speicher vom Bildschirmterminal ununterbrochen abgefragt wird, muß der Mikro-

Tabelle: Verwendete Bauelemente

3 Widerstände 2,2 kΩ, $^1/_4$ Watt, 5 %	
6 Tantalkondensatoren 4,7 µF, 16V	Rim, Bürklin
4 Widerstände 10 kΩ, $^1/_4$ Watt, 5 %	Rim, Bürklin
1 Widerstand 560 Ω, $^1/_4$ Watt, 5 %	Rim, Bürklin
3 Germanium-Dioden AAZ 15	Siemens
1 64poliger Leistenstecker. Typ C42334A nach DIN 41 612, Raster 2,54 mm:	Siemens
1 Europakarte, geeignet für Fädeltechnik,	Bürklin (Best.Nr. 56F 304):
oder:	
1 Europakarte fertig geätzt, verzinnt und durchkontaktiert	May-Elektronik
4 8T26 (Buffer) von Motorola:	Sasco, München
2 8T97 (Buffer) von Motorola, Texas Instruments:	Sasco
1 SN 4929 Gatter Texas Instruments	Rim, Bürklin
1 SN 7430 Siemens, Texas I.:	
8 MC 6810 AP (128 mal 8-bit-RAM), Motorola	Sasco

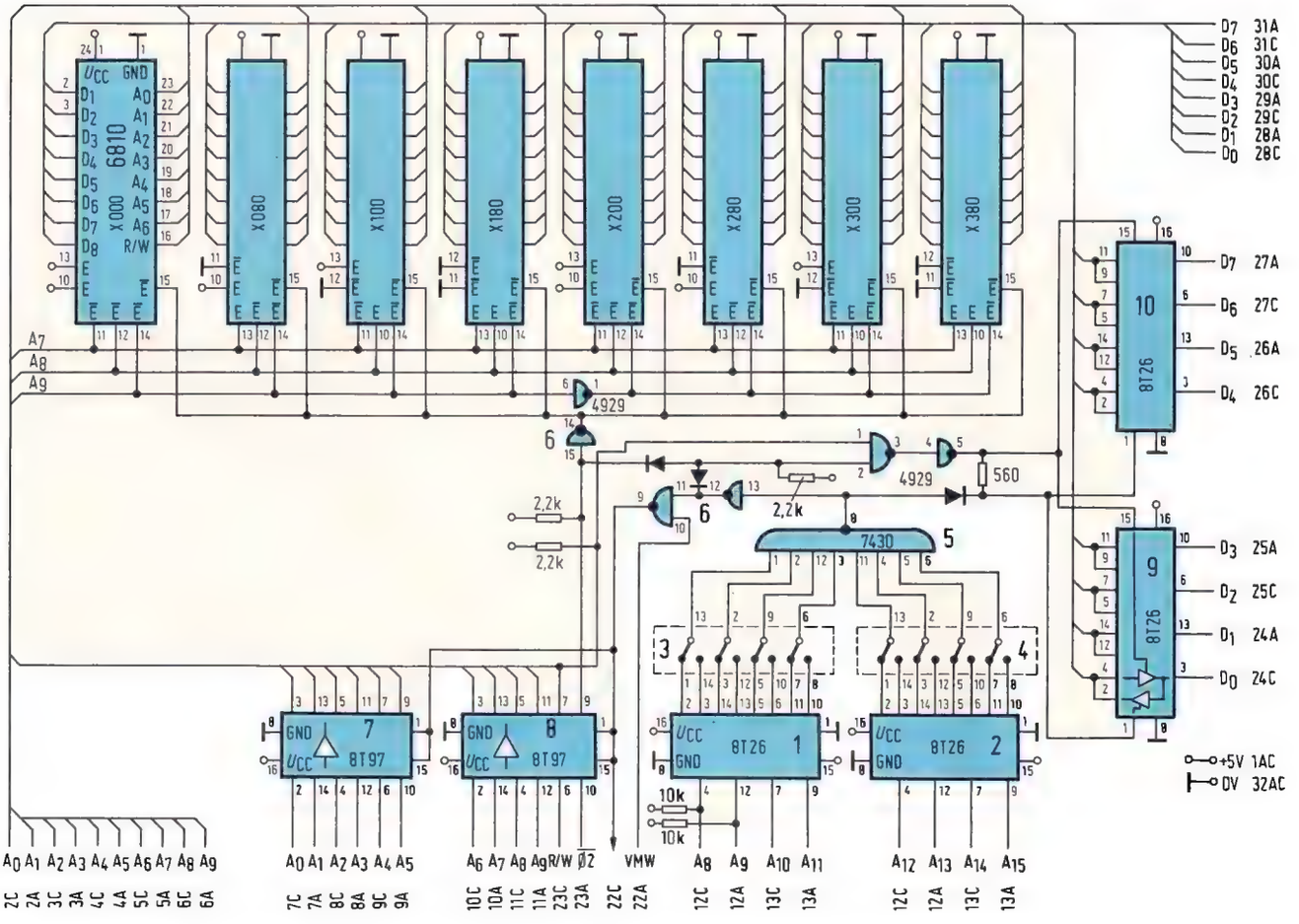


Bild 3. Gesamtschaltbild des Speichers. Adressen- und Datenleitungen wurden hier jeweils zu einem „Bus" zusammengefaßt

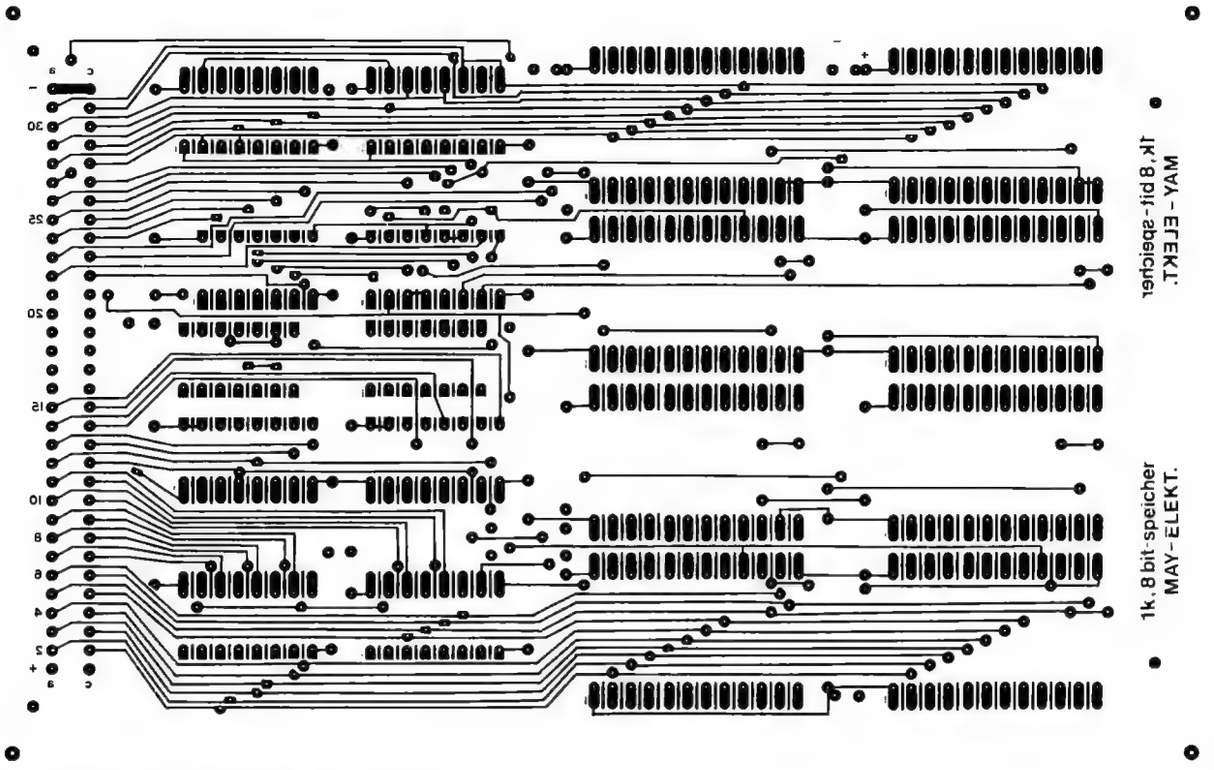


Bild 4. Lötseite der doppelseitig kaschierten Europakarte

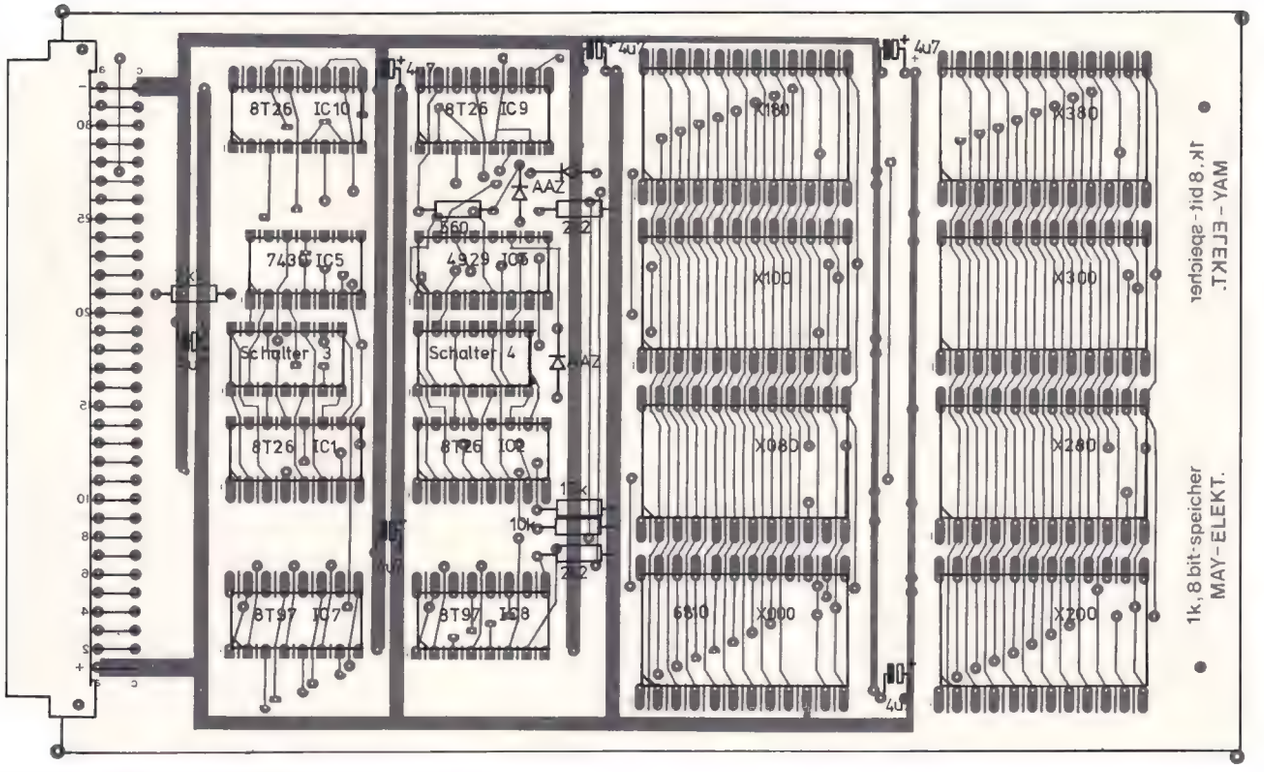


Bild 5. Bestückungsseitige Leiterbahnen und Bauelemente

prozessor die Informationen im Speicher austauschen oder ergänzen. Dazu muß, vom Mikroprozessor gesteuert, die Datenleitung D_0 bis D_7 (28C...31A) sowie die Adressenleitung A_0 bis A_9 (2C...6A) über Buffer im Bildschirmterminal getrennt werden. Der hierzu notwendige Befehl wird am Anschluß 22C zur Verfügung gestellt, sobald der Mikroprozessor den Speicher angewählt hat. Durch das Anwählen werden die Datenbus-Leitungen D_0 bis D_7 (24C – 27A), Adressenbus-Leitungen A_0 bis A_9 (7C – 11A) und Steuerleitungen R/W (23C), 02 (23A) über die Buffer auf der Speicherkarte mit dem Mikroprozessor verbunden. Nun können von der CPU Informationen geholt oder abgespeichert werden.

Inzwischen muß das Bildschirmterminal weiterarbeiten, da es den Fernsehapparat nicht anhalten kann. Es bekommt aber nun von der Speicherkarte keine Information. Je nach Dauer der Unterbrechung entsteht auf dem Bildschirm eine Datenlücke.

Man wird deshalb sein Programm zur Speicherbelegung für ein Bildschirmterminal so aufbauen, daß der Mikroprozessor nur wichtige Daten oder Registerinhalte dort ablegt, Programme, mit denen die CPU ständig arbeiten soll, wird man also dort nicht abspeichern, da die Bildschirmdarstellung zu oft unterbrochen würde.

Ist das Programm richtig ausgelegt, sind keinerlei Störungen zu befürchten, da das fehlerhafte Fernsehbild nach einer fünfzigstel Sekunde neu geschrieben wird und die CPU zum Abspeichern pro Byte nur wenige Mikrosekunden benötigt.

Nach dem Informationsaustausch zwischen CPU und Speicher werden die Busleitungen vom Rechner getrennt, und das Bildschirmterminal kann normal weiterarbeiten.

Will man ein Arbeitsprogramm des Rechners kontrollieren, so kann man mittels eines Interrupt-Befehls den Rechner anhalten und ohne Störung den Speicherinhalt in das Terminal auslesen, da der Rechner nun nicht mehr daran arbeiten kann. Eine geschickte Lösung, den Rechner nicht zu unterbrechen und trotzdem ständig den Speicher zu beobachten, ist, den Rechner nur während der Zeit arbeiten zu lassen, die der Fernsehapparat bei der Bildsynchronisation verbraucht und nicht zur Speicherabfrage benötigt wird. Dabei werden aber die Rechenzeiten eines komplexen Programms wesentlich länger.

ROM-Simulator

Möchte man mit einem Mikroprozessor, in Verbindung mit Tastatur und Drucker oder Bildschirmterminal, das Arbeitsprogramm für einen zweiten Rechner schreiben bzw. ändern, dann schreibt man dazu das entsprechende Programm über den vorhandenen Mikroprozessor in die 1-K-RAM-Karte ein und verwendet danach nicht mehr die dafür verwendeten Speicheradressen. Über die doppelt ausgeführten Daten- und Adressenleitungen kann das zweite System die Speicherkarte abfragen, als handle es sich hier um ein 1-K-ROM.

Ist ein Befehl zu ändern, so geschieht das, indem der zweite Rechner angehalten wird und die Daten- sowie Adressenbusleitungen durch Befehl vom ersten Mikroprozessor (Anschluß 22C) getrennt werden. Nun schreibt man den neuen Wert an die richtige Speicherstelle und hat nach dieser Änderung automatisch auf das zweite Rechnersystem umgeschaltet, da der erste Mikroprozessor den Speicher nicht mehr anwählt. Jetzt kann man den zweiten Rechner starten.

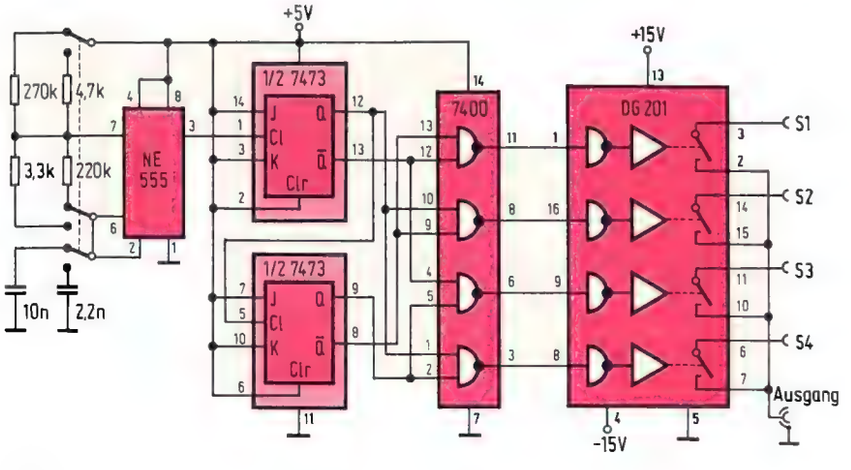
Ing. (grad.)
Peter Bräuer

Für die Überprüfung komplexer Digitalschaltungen reicht oft die Darstellung nur zweier Signale mit einem Zweikanal-Oszilloskop nicht aus. Der folgende Aufsatz beschreibt, wie ein Einkanal-Oszilloskop mit vertretbarem Aufwand zu einem Vierkanalgerät erweitert werden kann.

4-Kanal-Vorsatzgerät für Oszilloskope

Die in *Bild 1* gezeigte Schaltung läßt zusammen mit Einkanal-Oszilloskopen die Darstellung von vier, mit Zweikanal-Ausführungen sogar von fünf Eingangssignalen zu, wobei das Vorsatzgerät dann z. B. vor den Kanal 1 geschaltet ist.

Vier integrierte Analogschalter sorgen dafür, daß die vier Eingangssignale zyklisch auf den Ausgang und damit zum Eingang des Oszilloskops durchgeschaltet werden. Die Steuerung der Analogschalter erfolgt mit einem Vierphasen-Takt, der von einem Oszillator (NE 555) mit zwei Flipflops abgeleitet



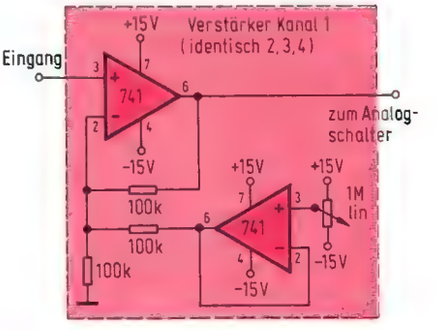


Bild 1. Schaltung des Vierkanal-Vorsatzes

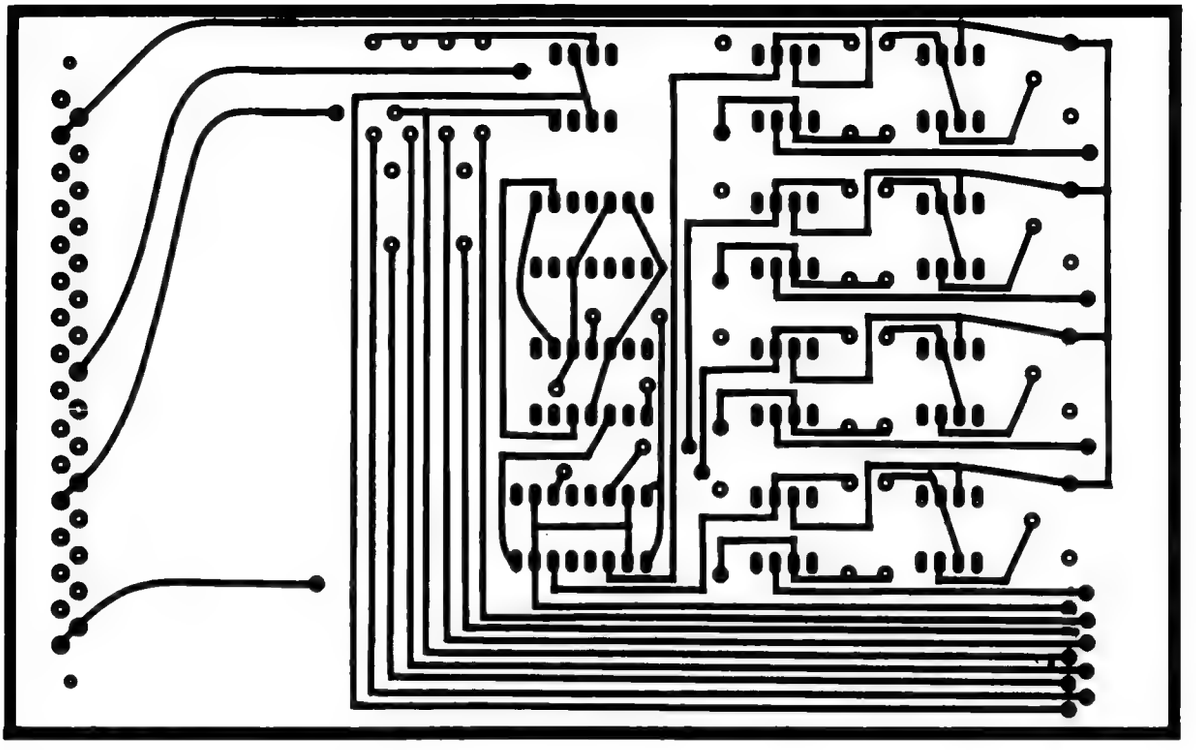


Bild 2. Lotseite der doppelseitigen Platine

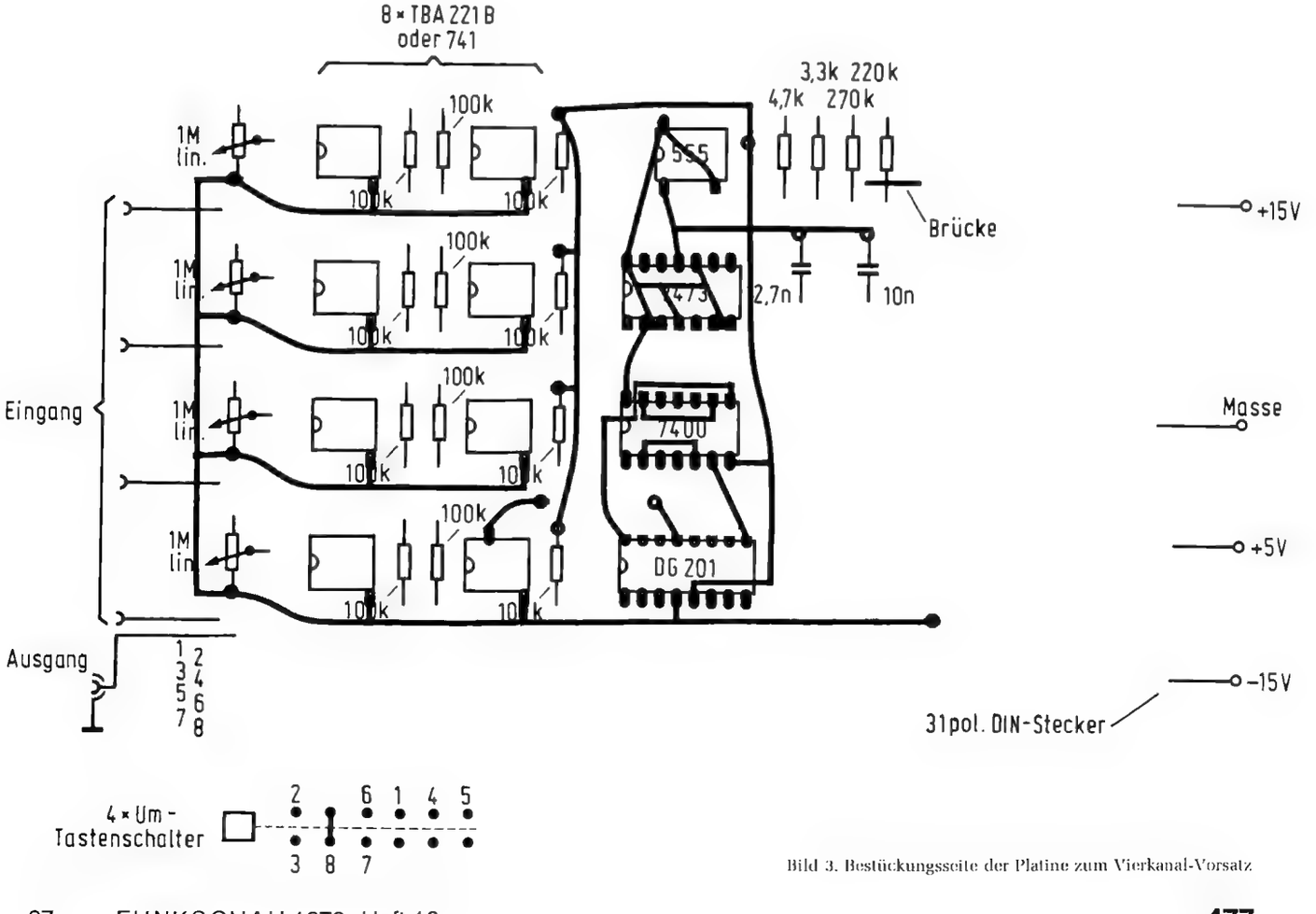


Bild 3. Bestückungsseite der Platine zum Vierkanal-Vorsatz

wird. Die zyklische Vertauschung der Eingänge erfolgt dabei asynchron, also ohne feste Verkopplung zur Eingangsfrequenz.

Diese Betriebsart nennt man „Choppen"; die Umschaltfrequenz ist hier in zwei Stunden wählbar, nämlich etwa 200 Hz und etwa 50 kHz. Diese Umschaltung ist erforderlich, weil sonst – nach dem bekannten Gesetz von Murphy – die Phasenlage der Eingangssignale unter Umständen so ungünstig zur Oszillatorfrequenz des NE 555 liegt, daß die Darstellung auf dem Oszilloskop deutlich zerhackt aussehen könnte. In einem solchen Fall braucht man dann lediglich die Chop-Frequenz zu ändern.

Da man normalerweise betrebt ist, die einzelnen Signale mit unterschiedlicher Y-Lage, also wohlgeordnet untereinander, darzustellen, ist jedem Eingang ein aus einem Operationsverstärker bestehender Vorverstärker mit einer aus einem zweiten OP bestehenden Lageeinstellung zugeordnet. Die Spannungsverstärkung dieser Anordnung ist 3; da die Eingangssignale der Analogschalter aber den Bereich –15... +15 V nicht überschreiten dürfen, ist der zulässige Eingangsspannungsbereiche des Vierkanal-Vorsatzgeräts –5... +5 V. Wenn höhere Spannungen dargestellt werden sollen, werden Eingangs-Spannungsteiler erforderlich, wobei – bei nicht zu niederohmiger Auslegung – auch auf die richtige Frequenzkompensation zu achten wäre.

Die maximale sauber verarbeitbare Eingangsfrequenz ist in erster Linie durch die Bandbreite der Operationsverstärker am Eingang und der Analogschalter gegeben; mit den angegebenen Typen erreicht man einige 100 kHz, was für langsame Digitalschaltungen ausreichend sein dürfte.

Die Schaltung ist auf einer beidseitig gedruckten Platine aufgebaut; *Bild 2* zeigt die Lötseite, *Bild 3* die Leiterbahnen auf der Oberseite und die Bestükkung. Die Potis zur Positionseinstellung sind direkt auf die Platine gelötet, so daß auf der Frontplatte des fertigen Vorsatzgerätes nur vier Löcher für die Achsen, weitere vier für die Eingangsbuchsen und schließlich zwei für den Ausgang und den Chopfrequenz-Umschalter erforderlich sind. Zur Stromversorgung sind ± 15 V und + 5 V erforderlich, alle drei Spannungen sollten stabilisiert sein.

Zur Triggerung oder Synchronisation kann eines der Eingangssignale dienen. Der Einfachkeit halber ist es z. B. möglich, eine weitere Buchse für den Triggereingang des Oszilloskops vorzusehen, die über einen vierstufigen Drehschalter mit den Ausgängen der Eingangs-Vorverstärker verbunden wird. Die Triggerung auf das aus allen vier Signalen bestehende Gesamtsignal stößt bei manchen Oszilloskopen leider auf Schwierigkeiten.

Wenn bei der Darstellung die einzelnen Signale deutlich „zerlegt" werden, so ist auf eine andere Chop-Frequenz umzuschalten. Auch ist es möglich, die Flipflops vom Zeitablenkgenerator des Oszilloskops zu steuern (alternierender Betrieb).

Literatur

Applikationsschrift der Fa. Siliconix: Analogschalter DG 201

Schaltungskniff

Elektronisches Schloß

Das hier beschriebene vollelektronische Schloß bedient sich eines der preiswertesten elektronischen Bauteile, nämlich eines Widerstandes, als Schlüssel. Die Bedienung des damit geschützten Geräts wird erlaubt, solange der richtige Widerstand im Schloß steckt. Welcher Widerstand richtig ist, wird im Schloß festgelegt, wo dieser Wert als Duplikat vorhanden ist.

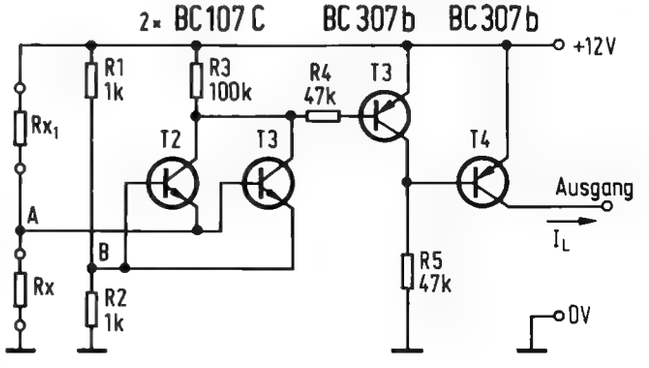
R_x kennzeichnet den Schlüsselwiderstand, der zusammen mit R_{x1} einen weiteren Spannungsteiler bildet. Nur wenn beide Werte (R_x und R_{x1}) übereinstimmen (richtiger Schlüssel steckt), liegt an Punkt A ebenso wie an B die halbe Versorgungsspannung (+6 V) an. Unterscheiden sich die Werte von R_x und R_{x1} um mehr als etwa 12/%, so leitet einer der Komparator-Transistoren T1 und T2, und an R3 fällt eine Spannung ab. Dann leitet T3; T4 sperrt und der Laststrom I_L fließt nicht – das Schloß sperrt.

Als Schlüsselwiderstand kommt jeder Wert zwischen 150 Ω und 1 MΩ in Frage. Bei kleineren Werten wird der Stromverbrauch der Schaltung zu hoch, und bei größeren ist nicht gewährleistet, daß ein ausreichender Strom durch R3 fließen kann. Zwischen den angegebenen Grenzen sind 46 Widerstandswerte möglich, was für dieses einfache Schloß ausreicht.

(Geheimtip für Elektroniker: Wenn Sie mal vor einem solchen Schloß stehen, öffnen Sie es einfach mit einem Potentiometer!)

Eine noch höhere Sicherheit, z. B. gegen geduldige Probierer, läßt sich natürlich mit einer Zeitverzögerung erzielen, die das Schloß erst nach einigen Sekunden freigibt und der beschriebenen Schaltung nachgeschaltet wird.

Reinhard Wiesemann



Bei diesem elektronischen Schloß dient ein normaler Festwiderstand als „Schlüssel"

Im folgenden Beitrag wird eine Uhr beschrieben, die das vom Zeitsender DCF 77 übermittelte Zeitsignal mit Hilfe eines Mikroprozessors auswertet. Zeit und Datum werden auf einer 12stelligen Anzeige dargestellt. Außerdem ist es möglich, drei voneinander unabhängige Weck- oder Schaltzeiten zu programmieren.

Uwe Berger

DCF-77-Uhr mit Mikroprozessor

1. Teil

Seit 1973 wird von der Deutschen Bundespost ein Zeit- und Normalfrequenzsender in der Nähe von Frankfurt am Main betrieben, der in codierter Form Zeit, Datum und Jahreszahl sendet. Der Sender heißt DCF 77 und arbeitet auf einer Frequenz von 77,5 kHz. Sekundenmarke gebildet. 100 ms und 200 ms entsprechen den Binärwerten 0 und 1. So wird ab der 20. Sekunde die Zeit in codierter Form übermittelt, wobei in dieser 20. Sekunde als Anfangsmarke immer ein 200-ms-Impuls gesendet wird. Außerdem werden abhängig von der jeweiligen Zeitinformation noch drei Prüfbits gesendet. In der 59. Sekunde jeder Minute wird kein Impuls erzeugt, um den Beginn einer neuen Minute anzukündigen.

Aufgabe der hier beschriebenen, mit einem Mikroprozessor ausgerüsteten Uhr. Dabei muß in Kauf genommen werden, daß bei einem Ausfall des Senders DCF 77, z. B. bei Gewitter oder während Wartungsarbeiten, keine Zeitinformation zur Verfügung steht.

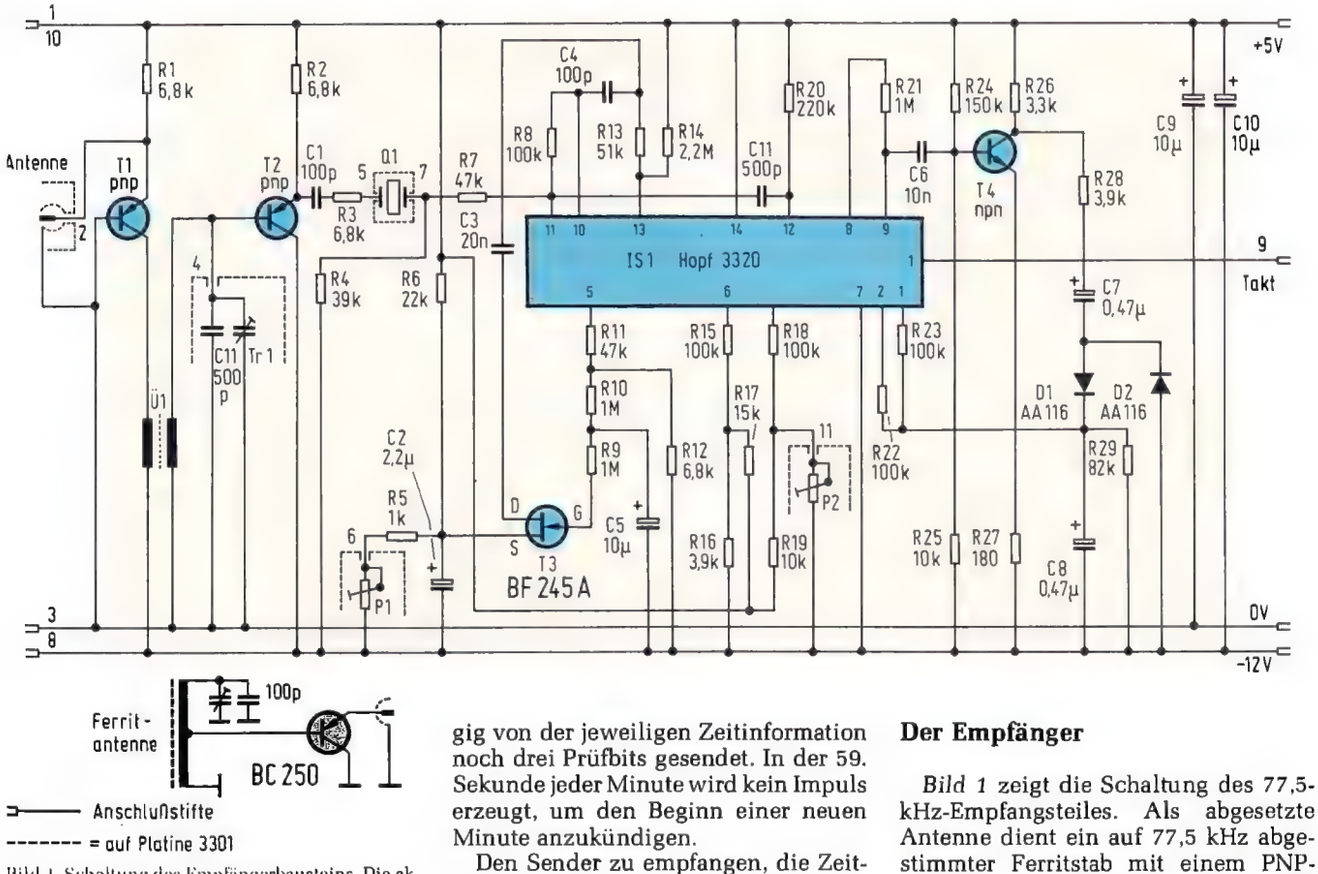


Bild 1. Schaltung des Empfängerbausteins. Die aktive Ferritantenne kann über ein Koaxkabel vom eigentlichen Gerät abgesetzt werden

Der Empfänger

Bild 1 zeigt die Schaltung des 77,5-kHz-Empfangsteiles. Als abgesetzte Antenne dient ein auf 77,5 kHz abgestimmter Ferritstab mit einem PNP-Transistor als Impedanzwandler, der den relativ hochohmigen Antennen-

also im Langwellenbereich. Die Frequenz und die dem Träger aufgeprägte Zeitinformation wird mit Hilfe eines Cäsiumfrequenznormals gebildet. Die gesendete Zeit entspricht der Zeit der amtlichen Atomskala und wird von der Physikalisch-Technischen Bundesanstalt in Braunschweig überwacht.

Zu Beginn jeder Sekunde wird die Amplitude der Trägerfrequenz für 100 ms oder 200 ms abgesenkt, es wird eine

Halt – werfen Sie Ihre Schaltungsidee doch nicht gleich in den Papierkorb! Schaltungskniffe, die allgemein interessant sind, mit üblichen Bauteilen auskommen und auch reproduzierbar sind, honoriert die FUNKSCHAU bei Veröffentlichung mit 200 DM. Einzige Bedingung: Der Kniff muß Ihrem eigenen Hirn entstammen. Schaltungskniffe sind übrigens nicht unbedingt Bauanleitungen – ein Platinenentwurf ist nicht erforderlich.

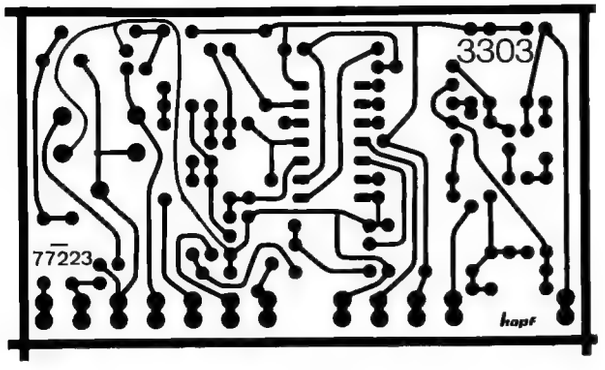


Bild 2. Platine zum Empfängerbaustein

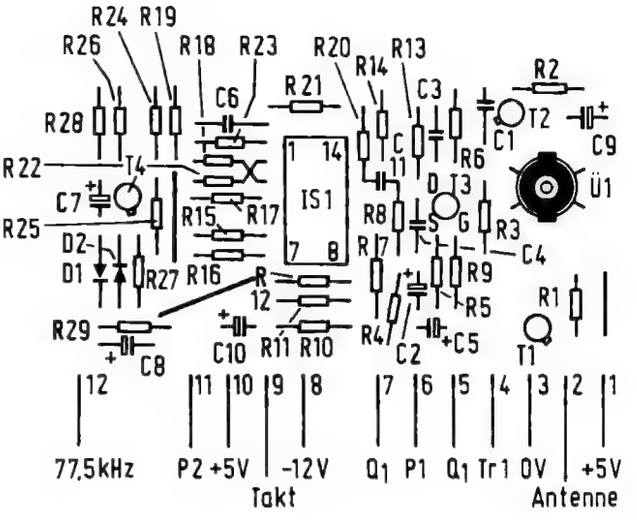


Bild 3. ▶
Bestückungsplan zur Empfänger-Platine

kreis an die Zuleitungsimpedanz anpaßt.

Um auch auf Seiten des „Muttergerätes" eine niederohmige, d. h. der Kabelimpedanz nahekommende Impedanz zu erzielen, ist der Eingangsverstärker T 1 als Basisschaltung aufgebaut. Ü 1 ist ebenfalls auf 77,5 kHz resonant, T 2 dient als Trennstufe für das folgende einpolige Quarzfilter. R 3, R 4 und R 7 dienen zur Bedämpfung des sehr schmalbandigen Quarzes, um die Bandbreite nicht zu gering werden zu lassen.

IS 1 (Hopf 3320) ist eine kundenspezifische IS. Sie dient zur Verstärkung des empfangenen Signales auf einen zur Demodulation ausreichenden Pegel.

Der Feldeffekttransistor T 3 sorgt für eine automatische Verstärkungsregelung, um auch bei schwankender Empfangsfeldstärke einen sauberen Takt am Ausgang zu erhalten.

Der Taktimpuls an Pin 4 von IS 1 muß zwischen -12 V und +5 V springen.Mit einem Oszilloskop läßt sich am Emitter von T 2 meist bereits eine Hf-Spannung von einigen 100 mV nachweisen. Es kann angenommen werden, daß die Gesamtverstärkung des Empfängers für Entfernungen bis zu etwa 700 km vom Standort des Senders DCF 77 (Mainflingen bei Aschaffenburg) ausreicht. Gerade bei Stahlbetonbauten mit vielen Störquellen, wie Fernsehgeräte usw., ist es meist sinnvoll, die Antenne im Dachboden oder zumindest an einem dem Sender zugewandten Fenster zu installieren.

Bild 2 zeigt eine passende Platine für den Empfängerbaustein, *Bild 3* den Bestückungsplan.

Das Mikroprozessorsystem

Da es sich bei einem Mikroprozessor (µP) um einen digitalen Baustein mit Rechnerstruktur handelt, muß dieser wie bei den Mini- und Großrechnern von einem Programm gesteuert werden.

Bei diesem Mikroprozessorsystem PPS 4/2 von AEG-Telefunken steht das Programm in dem Speicherbaustein A 1744 und wird von der zentralen Einheit (CPU), dem Mikroprozessor (Baustein-Nr. 11660) verarbeitet. Beide Bausteine verfügen über ihre eigentliche Aufgabe hinaus noch über Ein- und Ausgabekanäle.

Die Ansteuerung und das Multiplexen für die 12stellige Anzeige übernimmt ein weiterer Systembaustein, der Display-Controller (DC, Baustein-Nr. 10814). Alle drei Bausteine sind untereinander durch ein sogenanntes Bus-System verbunden. Abhängig von dem im A 1744 stehenden Programm steuert die CPU nun alle Vorgänge in dem Mikroprozessorsystem.

Bild 4 macht deutlich, daß zu diesem Mikrocomputer-System noch einiges an peripherer Hardware benötigt wird.

Die Impulsauswertung

Was sind nun die Aufgaben des Mikroprozessors in dieser Funkuhr? Zunächst einmal ist natürlich die von dem Empfänger angebotene digitale Sekundenmarke zu verarbeiten. Nachdem vom Mikroprozessor die vordere Flanke des Impulses über den Eingangskanal erkannt wurde, wird in den folgenden 200 ms etwa 200mal die Valenz des anliegenden Impulses im Abstand von 1 ms überprüft. 75 % der entnommenen „Proben" müssen „positiv" ausgefallen sein, bevor der Prozessor sich für eine log. 1 oder log. 0 entscheidet. Andererseits heißt das aber auch, daß die angebotene Sekundenmarke durchaus Einbrüche zeigen darf, es werden also auch noch gestörte Signale richtig bewertet. Nachdem die Sekundenmarke ausgewertet wurde, sperrt der Mikroprozessor ungefähr für die nächsten 800 ms den Eingang, es können also keine Störungen vom Empfänger her wirksam werden.

Um die empfangene Zeitinformation noch zusätzlich zu überprüfen, werden die übermittelten drei Prüfbits mit den

Bauelemente-Werte im Empfangsteil

R 1, R 2, R 3	6,8 kΩ	R 16	3,9 kΩ	C 1	100 pF
R 4	39 kΩ	R 17	15 kΩ	C 2	2,2 µF
R 5	1 kΩ	R 18	100 kX	C 3	22 nF
R 6	22 kΩ	R 19	10 kΩ	C 4	100 pF
R 7	47 kΩ	R 20	220 kΩ	C 5	10 µF
R 8	100 kΩ	R 21	1 MΩ	C 6	10 nF
R 9, R 10	1 MΩ	R 22, R 23	100 kΩ	C 7, C 8	0,47 µF
R 11	47 kΩ	R 24	150 kΩ	C 9, C 10	10 µF
R 12	6,8 kΩ	R 25	10 kΩ	C 11	500 pF
R 13	51 kΩ	R 26	3,3 kΩ		
R 14	2,2 MΩ	R 27	180 Ω	D 1, D 2	AA 116
R 15	100 kΩ	R 28	3,9 kΩ	T 1, T 2	BC 177
		R 29	82 kΩ	T 3	BF 245 A
				T 4	BC 107

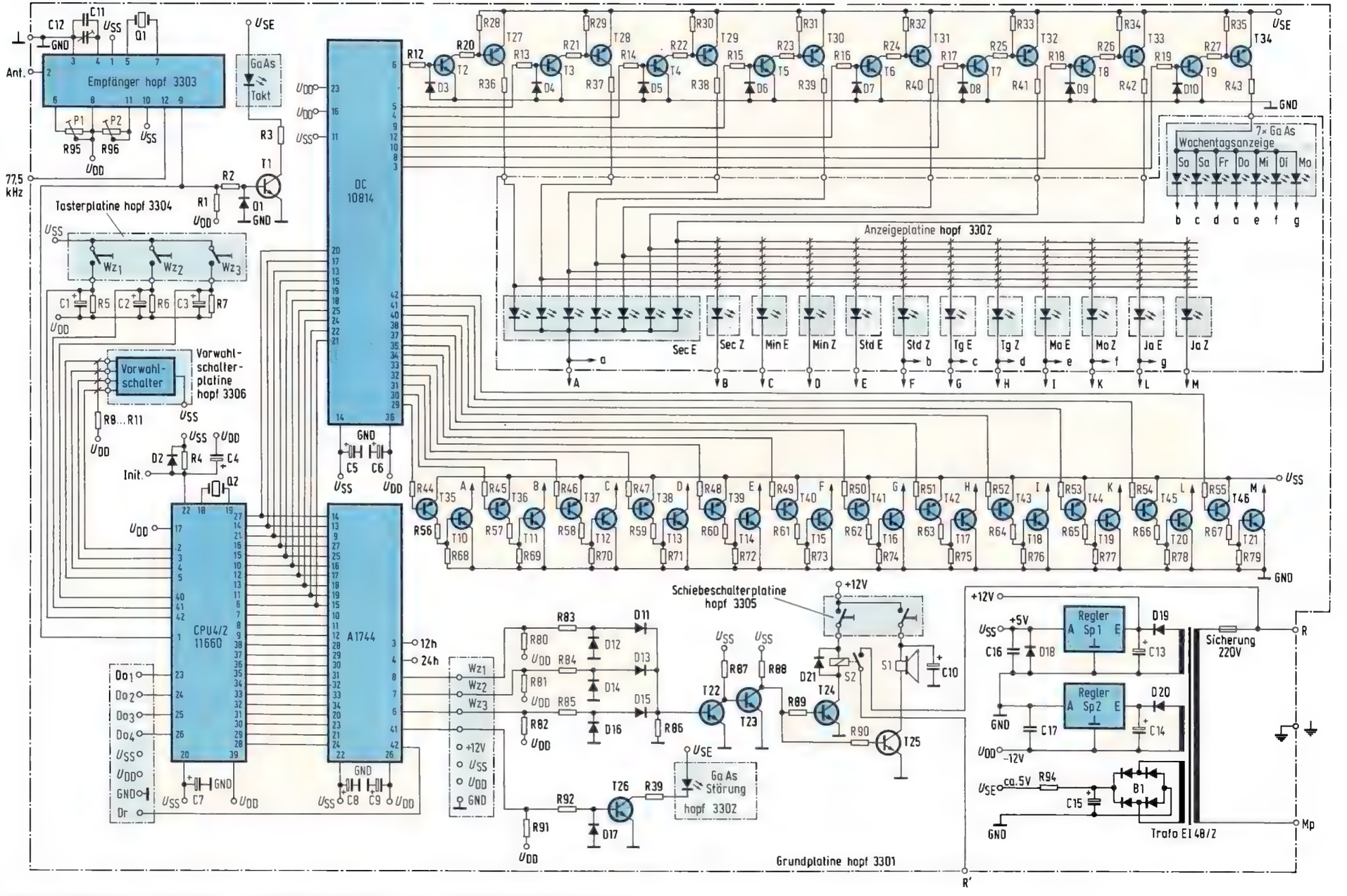


Bild 4. Schaltbild der „Mutterplatine". Der Mikroprozessor (CPU) decodiert das empfangene Signal mit Hilfe eines im Baustein A 1744 gespeicherten Programms und zeigt die Information über den Display Controller (DC) auf dem LED-Display an

vom Mikroprozessor errechneten verglichen; es wird überprüft, ob in der 20. Sekunde ein „High-Bit" übermittelt wurde und in der 59. Sekunde eine „Sekundenlücke" vorhanden ist. Am Ende einer jeden Minute wird dann überprüft, ob anhand dieser Kriterien ein Fehler erkannt wurde und gegebenenfalls ein Fehlersignal am Ausgang des A 1744 generiert. Die Uhr synchronisiert sich dann automatisch wieder, nimmt bei für richtig befundener Information das Fehlersignal weg und schaltet die gesamte Anzeige wieder ein.

Die Anzeige

Die Zeitinformation wird vom Mikroprozessor aufbereitet und über den Display-Controller auf der 12stelligen Anzeige dargestellt. Im einzelnen sind es: Tag, Monat, Jahr, Stunden, Minuten, Sekunden.

Der jeweilige Wochentag wird durch Ansteuerung einer von sieben LED markiert. Die Wochentagsinformation steht zwar gleichzeitig auch als Ziffer in 7-Segment-Code zur Verfügung (Montag = 1, Sonntag = 7), wird aber hier nicht angezeigt.

Die programmierbaren Weckzeiten

Es sind drei Weckzeitvorgaben (WZ 1, WZ 2, WZ 3) möglich. Es werden Stunden und Minuten und bei der WZ 3 noch zusätzlich der Tag und der Monat angegeben. Mit der WZ 3 kann also eine Vorgabe bis zu einem Jahr programmiert werden. Bei Erreichen der programmierten Zeit wird je ein den Weckzeiten zugeordnetes Signal generiert.

Die Eingabe und Kontrolle erfolgt mittels eines Codierschalters am Eingang DIA der CPU und einer der jeweiligen WZ zugeordneten Taste.

Beim Betätigen einer Taste wird die aktuelle Zeit mit dem Datum ausgeblendet und die entsprechende programmierte Weckzeit mit der Weckzeitnummer eingeblendet, so daß man sich jederzeit über die eingestellten Weckzeiten informieren kann. Dabei erscheinen bei WZ 1 und WZ 2 die Stunden und Minuten anstelle der Uhrzeitanzeige, bei der WZ 3 zusätzlich noch der gewünschte Tag und Monat auf der Datumsanzeige.

Bei allen drei Weckzeiten wird die gewählte WZ-Nummer auf der Jahreszehnerstelle dargestellt. Die WZ bleibt für 12 Sekunden angezeigt, während die aktuelle Zeit unsichtbar weiterläuft und danach wieder eingeblendet wird.

Die Eingabe der Weckzeiten

Die Einstellung der zu programmierenden Zeiten erfolgt mittels eines Codierschalters. Wird innerhalb der 12 Sekunden nach dem Aufruf einer WZ erneut die zugeordnete Taste betätigt, so wird die vorhandene WZ gelöscht und die am Codierschalter eingestellte Ziffer in die Einerstelle der Minute übernommen. Die Programmierung der weiteren Ziffern erfolgt sinngemäß, wobei der Aufbau der WZ von der niedrigen zur höheren Stelle erfolgt. Die eingegebenen Werte werden während der Programmierung stellenrichtig angezeigt. Führende Nullen müssen mit eingegeben werden.

Beispiel für WZ 1 oder WZ 2: 9 h 15 min., Reihenfolge der Eingabe:

Codierschalter 5; Taste (T); 1; T; 9; T; 0; T.

Beispiel für WZ 3: 13. April, 9 h 15 min., Reihenfolge der Eingabe:

5 – T – 1 – T – 9 – T – 0 – T – 3 – T – 1 – T – 4 – T – 0 – T.

Nach jeder Betätigung der Taste stehen wiederum 12 Sekunden zur Programmierung des folgenden Wertes zur Verfügung. Wird die Zeit überschritten, blendet sich die aktuelle Zeit wieder ein. Bei erneuter Programmierung wird die entsprechende WZ dann wieder neu aufgebaut.

Den Weckzeiten WZ 1 und WZ 2 können noch Parameter zugeordnet werden, die die eingestellten Zeiten noch vom Wochentag abhängig machen. Dazu sind auf dem Codierschalter außer den Ziffern von 0...9 noch weitere Symbole vorhanden, deren Bedeutung in der *Tabelle* erläutert wird.

Die Eingabe der Parameter erfolgt in gleicher Weise wie die Programmierung der Weckzeiten, nur mit dem Unterschied, daß diese Eingabe von keiner Reihenfolge abhängig ist. Die Anzeige der Parameter erfolgt im Datumsfeld auf der Tages-Einer-Stelle. Die WZ 3 kann nicht mit einem Parameter versehen werden, eine Eingabe bleibt ohne Wirkung.

Noch ein Tip: Wenn nicht gerade eine WZ programmiert wird, sollte man den Codierschalter auf das Symbol „blank" stellen. So kann selbst eine versehentliche Betätigung der Eingabetasten keine eingestellte WZ zerstören. Schlimmstenfalls würde die Sonntagsruhe durch ein Wecksignal gestört.

Bei der Programmierung der Weckzeiten „denkt" der Mikroprozessor mit, die Eingabewerte werden auf Plausibilität überwacht. Es können nur Ziffern eingegeben werden, die abhängig von den vorher eingegebenen zulässig sind. Eine nicht plausible Datums- und Zeitangabe wird nicht angenommen, die unzulässige Ziffer wird nicht in den Speicher übernommen. Die zu beschreibende Stelle auf der Anzeige bleibt dunkel.

In dem beschriebenen Sinne ist 26.09. 11 h 50 min zulässig und 31.09. 24 h 63 min unzulässig. Nicht angenommen werden die 6 bei 63 min, die 2 bei 24 h und die 9 bei 31.09.

(Da keine Jahreszahl programmiert wird, ist die Angabe 29.02. immer zulässig.)

(Schluß folgt)

Tabelle: Bewertung der Weck-Zeiten

Schalter- und Anzeigesymbol	Bedeutung der Parameter
Dunkel oder andere als hier dargestellte Symbole	tägliche Wertung der WZ (Voreinstellung nach dem Einschalten der Uhr
–	einmalige Wertung der WZ, danach wird das Symbol automatisch erzeugt
L	die WZ wird ignoriert, es wird kein Signal generiert
E	tägliche Wertung außer Sonntag
F	tägliche Wertung außer Sonnabend und Sonntag

Günther Ramm

Der hier beschriebene Motorregler ermöglicht in Verbindung mit einer Digital-Proportional-Fernsteueranlage eine stufenlose Drehzahleinstellung bei Elektromotoren. Beide Drehrichtungen sind elektronisch einstellbar.

Motorregler für digitale Fernsteueranlagen

Das Prinzip des hier beschriebenen Motorreglers liegt auch den in [1] und [2] veröffentlichten Schaltungen zugrunde. Allerdings unterscheidet sich diese Ausführung von den genannten erheblich im Bauteileaufwand. Neben einigen passiven Bauelementen sind nur eine integrierte Schaltung und vier Transistoren erforderlich. Außerdem wird zum Umpolen des Motors kein Relais benötigt. Die Schaltung weist noch folgende weitere Merkmale auf:

- Drehzahleinstellung durch Schaltregler,
- geringe Verlustleistung,
- einfacher Abgleich,
- Unempfindlichkeit gegen Versorgungsspannungsänderungen.

Angesteuert wird der Motorregler von dem pulsbreiten-modulierten Signal eines Kanals des Fernsteuerempfängers. In der hier beschriebenen Version lassen sich Elektromotoren mit Nennspannungen von 6...12 V regeln, deren Stromaufnahme bis zu 2,5 A betragen darf. Nach geringer Schaltungsänderung sind auch höhere Motorströme und Nennspannungen möglich.

Prinzip der Regelung

Der Eingangsimpuls IP_{ein}, dessen Breite mit dem Steuerknüppel des Senders verändert werden kann, wird mit einem Referenzimpuls IP_{ref} konstanter Breite verglichen. Ist er kürzer als der Referenzimpuls, dann liegt eine positive Spannung am Motor. Bei gleicher Breite beider Impulse wird die Motorspannung U_m Null. Ist der Eingangsimpuls länger als der Referenzimpuls, dann wird die Spannung am Motor umgepolt; das bedeutet eine Drehrichtungsänderung. Je größer die Abweichung der Impulsbreiten voneinander ist, um so länger bleibt der Motor während eines Zyklus' eingeschaltet.

So wird das Tastverhältnis der Motorspannung und damit deren Mittelwert verändert, was eine stufenlose Drehzahländerung von Null bis zum Maximalwert zur Folge hat. Das Impulsdiagramm in *Bild 1* stellt diesen Ablauf graphisch dar.

Die Schaltung

Bild 2 zeigt die Gesamtschaltung des Motorreglers. Das Kernstück bildet die integrierte Schaltung NE544, die gemäß den Herstellerunterlagen beschaltet ist. Sie enthält u. a. eine monostabile Kippstufe zur Erzeugung des Referenzimpulses und die gesamte Logik für den beschriebenen Funktionsablauf. Integrierte Treibertransistoren sind in der Lage, Ausgangsströme bis 500 mA bei Ausgangsspannungen um 3,5 V zu liefern. Zur Ansteuerung von Verbrauchern mit größerem Leistungsbedarf ist zusätzlich eine Brückenschaltung aus vier Leistungstransistoren erforderlich, die hier aus den Transistoren T 1...T 4 besteht.

Bei der einen Drehrichtung des Motors sind T 1 und T 4 durchgeschaltet, bei der anderen T 2 und T 3. Die Freilaufdioden D 1...D 4 ermöglichen nach Abschalten aller Transistoren das Weiterfließen des Motorstromes und verhindern Spannungsspitzen.

Die integrierte Schaltung wird mit von der Empfängerbatterie (4,8 V) gespeist. Versorgungsspannungsschwankungen beeinflussen die Funktion nicht, da intern eine Spannungsstabilisierung erfolgt. Die Brükkenschaltung wird an den Fahrakku angeschlossen, dessen Spannung zwischen 6 V und 12 V liegen kann. Bei 12 V Akkuspannung müssen die Basiswiderstände der Transistoren T 1

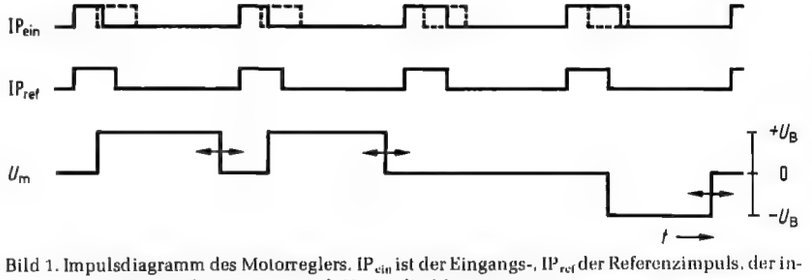


Bild 1. Impulsdiagramm des Motorreglers. IP_{ein} ist der Eingangs-, IP_{ref} der Referenzimpuls, der intern von einem Monoflop erzeugt wird. U_m ist die Motorspannung

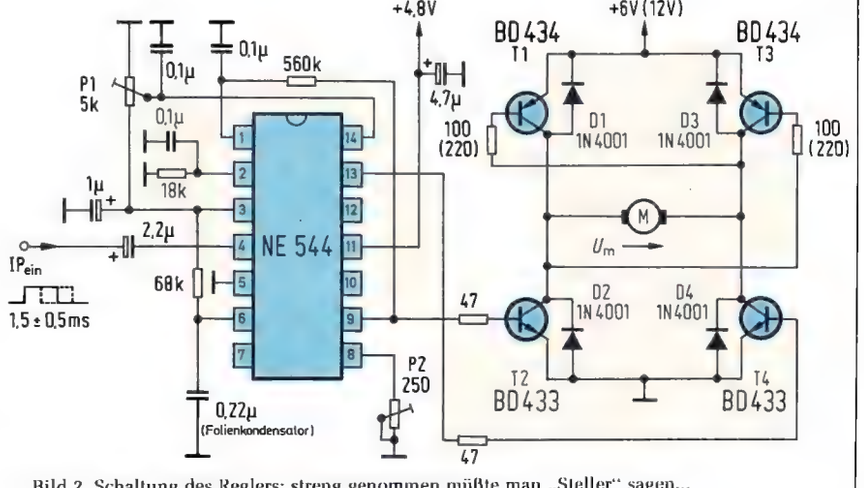


Bild 2. Schaltung des Reglers: streng genommen müßte man „Steller" sagen...

und T3 auf den eingeklammerten Wert von 220 Ω erhöht werden.

Bei Verwendung der angegebenen Transistoren können Motoren mit Stromaufnahme um 2,5 A geregelt werden. Diese Transistoren zeichnen sich durch besonders geringe Sättigungsspannungen und hohe Stromverstärkungsfaktoren aus. Bei Basisströmen um 50 mA, die hier eingespeist werden, fallen über den Kollektor-Emitter-Strecken der Transistoren bei Kollektorströmen um 2,5 A nur jeweils 0,2 V ab. Dadurch bleibt die Verlustleistung in den als Schalter arbeitenden Transistoren sehr gering. Außerdem liegt fast die gesamte Akkuspannung am Motor.

Inbetriebnahme

Der Abgleich ist sehr einfach und ohne Zuhilfenahme von Meßinstrumenten durchzuführen. Bei Neutral-(Mittel-)stellung des Steuerknüppels wird P1 derart eingestellt, daß der Motor steht bzw. die Motorspannung Null ist. Dann wird bei voll ausgelenktem Steuerknüppel P2 so lange verändert, bis die Motordrehzahl bzw. die Motorspannung gerade ihren Maximalwert erreicht. Um Funktionsstörungen zu vermeiden, muß der Motor entstört sein.

Bei Ersatz der angegebenen Transistoren durch leistungsstärkere Typen ist die Verwendung des Motorreglers auch in Verbindung mit Motoren mit größerer Stromaufnahme und höheren Nennspannungen möglich. Es bietet sich die Verwendung des komplementären Transistorpaares BD 201/BD202 an. Der Mittelwert ihrer Kollektorströme darf maximal 8 A betragen, Kollektor-Emitter-Sperrspannungen bis 45 V sind zulässig. Wegen der relativ hohen Stromverstärkung dieser Transistortypen ist wiederum eine direkte Ansteuerung von der integrierten Schaltung NE544 möglich. Nur die Basiswiderstände müssen dem jeweiligen Anwendungsfall entsprechend umdimensioniert werden.

Bei Fahrakkuspannungen ab etwa 9 V kann auf einen separaten Empfängerakku verzichtet werden. Die integrierte Schaltung NE544 und der Empfänger können dann über einen 5-V-Festspannungsregler vom Fahrakku mitversorgt werden. Der Spannungsregler bewirkt neben einer Spannungsstabilisierung eine gute Entkopplung des Empfängers vom Leistungsteil.

Literatur

[1] *Pässler, H.-J.*: Drehzahlregler mit Drehrichtungsumpolung. FUNKSCHAU 1976, Heft 4, S. 157...158, und Heft 5, S. 197...198.

[2] *Kreinberg, W.*: Fahrtregler mit Umpoleinrichtung für Schiffsmodelle. FUNKSCHAU 1977, Heft 17, S. 805.

Schaltungskniff

Fernsehton über aktive Lautsprecherboxen

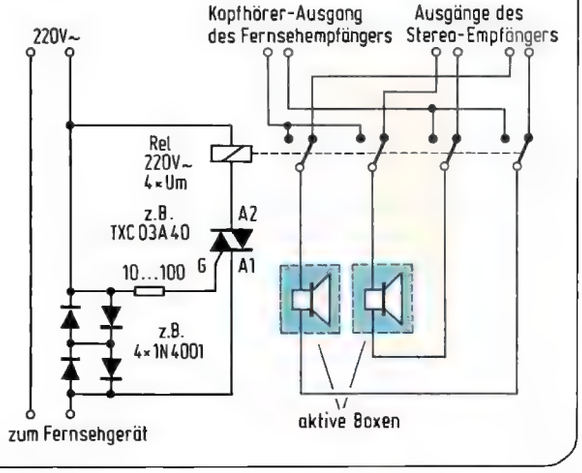
Über die meist recht mangelhafte Qualität von in Fernsehgeräten eingebauten Lautsprechern braucht man sich nicht unbedingt zu ärgern. Befindet sich das Fernsehgerät zwischen den beiden Boxen einer Stereoanlage, liegt der Wunsch nahe, den Fernsehton mit besserer Qualität über die Boxen wiederzugeben. Zur Realisierung dieser Möglichkeit sind mehrere Umschaltungen notwendig, die für jede Betriebsart (Rundfunkempfang in Stereo, Fernsehempfang in Mono) erneut vorgenommen werden müssen. Eine ständige Verbindung aller Signalquellen ist dabei unmöglich.

Der Verfasser baute daher eine automatische Umschaltvorrichtung, die ohne Eingriffe in die Geräte es ermöglicht, beim Einschalten des Fernsehgerätes die Lautsprecherboxen vom Verstärker abzutrennen und gemeinsam auf den Kopfhörerausgang des Fernsehempfängers zu schalten.

Dieser Kopfhörerausgang stellt allerdings bei den meisten Fernsehgeräten nur eine minimale Leistung zur Verfügung; ideal sind daher aktive Lautsprecherboxen.

Das *Bild* zeigt die Schaltung der Umschaltautomatik. Es ist darauf zu achten, daß ein für Wechselstrom (220 V) geeignetes Relais verwendet wird. Der Triac erhält die erforderliche Zündenergie durch den Spannungsabfall an den Dioden; der Gate-Widerstand richtet sich nach dem erforderlichen Zündstrom des Triac, im Mittel wird man mit etwa 47 Ω auskommen. Wichtig ist, daß die verwendeten Dioden auch den Strom aushalten, den der Fernsehempfänger „zieht"; es eignet sich z. B. der Typ 1N4001. Auf eine ausreichende Isolierung der Netzspannung führenden Teile ist unbedingt zu achten!

Dipl.-Ing. Detlef Pankrath



Leider liefern die meisten Fernsehempfänger nur recht wenig Nf-Leistung am Kopfhörerausgang; deshalb eignen sich hier besonders aktive Lautsprecherboxen. Natürlich ist die Schaltung aber auch für ganz andere Anwendungen brauchbar.

Karlheinz Fietta

Für den Elektronik-Hobbyisten, dem ein einfacher mechanischer Schalter zum Einschalten der heizbaren Heckscheibe seines Kraftfahrzeuges zu einfach ist, wird hier eine Schaltung beschrieben, die den Schalter durch einen Berührungssensor ersetzt und die Heckscheibe kontaktlos einschaltet.

Heckscheibenlogik

Gerade in der kalten Jahreszeit, in der die Batterie des Fahrzeuges stark beansprucht und die Heizung der Heckscheibe am meisten benötigt wird, sollte die Stromentnahme aus der Batterie von einer Logik gesteuert werden. Der Grundgedanke war, eine Schaltung zu entwerfen, die das Einschalten der Heckscheibe von der Stellung des Zündschlüssels, der Batteriespannung und dem Ladestrom der Lichtmaschine abhängig macht.

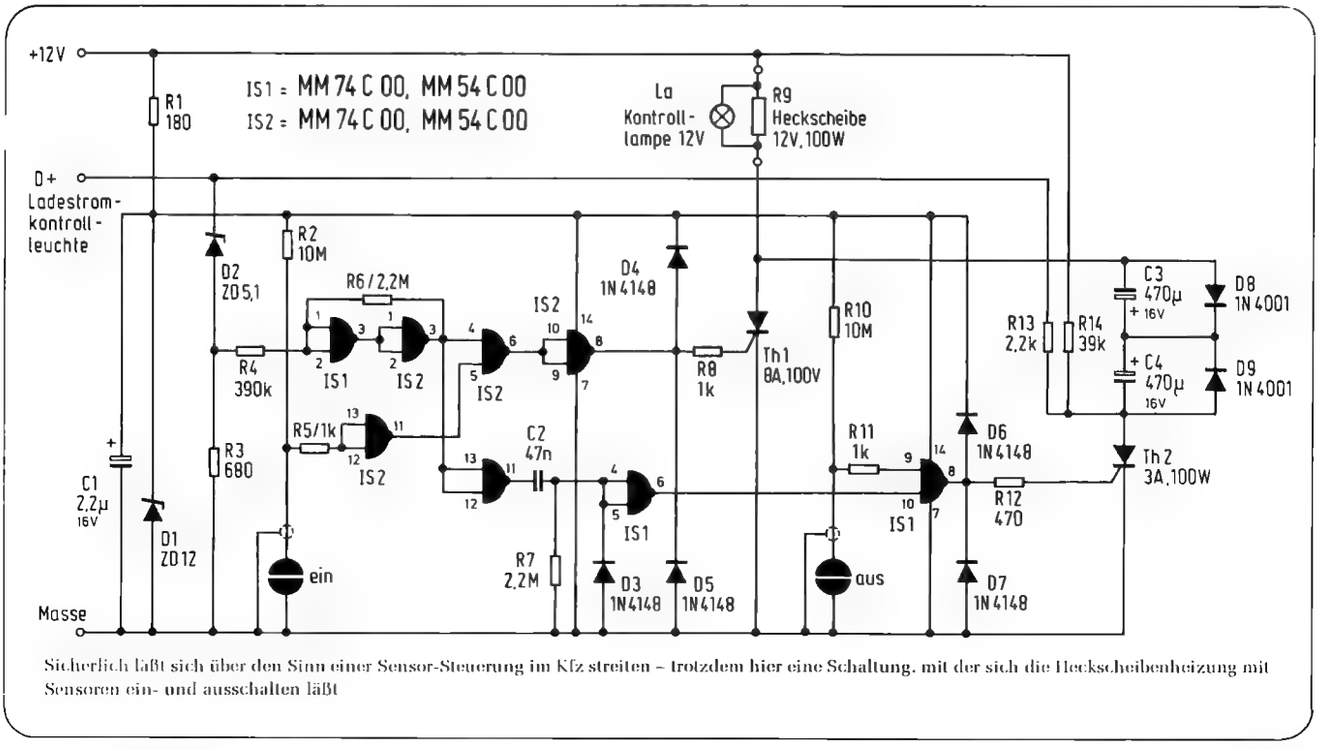
Da für diese Voraussetzungen einige digitale Bauelemente notwendig sind und diese über Berührungsflächen gesteuert werden sollen, werden CMOS-Logikelemente verwendet. In der vorliegenden Schaltung (*Bild*) wurde der CMOS-Typ MM 74 C 00 verwendet, es können aber genauso gut die CMOS-Typen CD 4011 Verwendung finden; sie unterscheiden sich nur in den Anschlußbelegungen zweier Gatter. Obwohl der Stromverbrauch der CMOS-Bauelemente sehr gering ist (sie verbrauchen eine fast nicht mehr meßbare Leistung und sind deshalb ständig an die Fahrzeugbatterie angeschlossen), können sie doch einen Strom liefern, der groß genug ist, einen Thyristor zu steuern, der die Heckscheibenheizung einschaltet.

Zur Stromversorgung der CMOS-Logikelemente sind noch einige Überlegungen notwendig. Die Versorgungsspannung darf max. 15 V betragen. Geht man von einer Batteriespannung von 12 V aus, so erscheint der Abstand groß genug. Aber eine geladene Batterie hat schon eine Spannung von 14 V, und durch Lichtmaschine und Zündung addieren sich noch Spannungsspitzen hinzu, die nach kurzer Zeit die Bauelemente zerstören können. Aus diesem Grund sorgen R 1, D 1 und C 1 dafür, daß der Maximalwert niemals überschritten wird.

Nun zur weiteren Funktion der Schaltung. Liefert nach dem Anlassen die Lichtmaschine Strom in die Batterie, so erlöscht die Ladestromkontrolleuchte. Wenn an der Lichtmaschine eine Spannung von größer als 12,6 V liegt, so entsteht an der Katode von D 2 eine Spannung von 7,5 V. Diese Spannung genügt, damit der Schmitt-Trigger IS 1, IS 2, R 4, R 6 am Ausgang log. „H" hat. Man kann dann durch Überbrücken der Berührungsfläche die Heckscheibe über IS 2, Pin 8 einschalten.

Ausgeschaltet wird die heizbare Scheibe durch Berühren der Fläche „aus". Pin 8 von IS 1 wird dann „H" und zündet den Thyristor 2, der über den bipolaren Elektrolyt-Kondensator C 3, C 4 den Last-Thyristor 1 löscht. Die Anordnung C 3, C 4, D 8 und D 9 ist eine Ersatzschaltung für einen bipolaren Kondensator von 100 µF, gebildet aus zwei „normalen" Elkos.

Der Löschthyristor 2 kann ebenfalls durch das Monoflop IS 1, C 2, R 7, D 3 gezündet werden. Sollte die Lichtmaschine keinen Strom in die Batterie liefern und die Spannung der Lichtmaschine unter 10,6 V = 5,1 V + 5,5 V sinken, so geht der Ausgang des



Sicherlich läßt sich über den Sinn einer Sensor-Steuerung im Kfz streiten – trotzdem hier eine Schaltung, mit der sich die Heckscheibenheizung mit Sensoren ein- und ausschalten läßt

Schmitt-Triggers (Pin 3 von IS 2) auf „L" und das Monoflop gibt einen Impuls zum Zünden des Löschthyristors ab, der wiederum den Last-Thyristor 1 löscht.

Mit Hilfe dieser Anordnung ist gewährleistet, daß beim Abstellen des Kraftfahrzeuges die Heckscheibe immer ausgeschaltet wird und sich die heizbare Heckscheibe nur einschalten läßt, wenn die Lichtmaschine die Fahrzeugbatterie unterstützt.

Die Dioden D 4...D 7 sind Schutzdioden für die Ausgänge der CMOS-Gatter. R 9 symbolisiert die heizbare Heckscheibe, die bei 12 V eine Leistung von 100 W hat. La ist eine Kontrollampe, die den Einschaltzustand der Heckscheibe signalisiert. R 13 sorgt für ein schnelles Umladen des Löschkondensators; R 14 lädt den Kondensator bei gezogenem Zündschlüssel um, ist aber so bemessen, daß der Löschthyristor 2 von selbst verlöscht.

Die Schaltung kann ohne Schwierigkeiten auf einer Lochrasterplatte von 80 cm^2 Fläche aufgebaut werden, wenn ein Fingerkühlkörper mit einem Wärmewiderstand von ≦ 8 K/W verwendet wird. Die Zuleitungen zu den Berührungsflächen sollten, wenn sie länger als 10 cm sind, abgeschirmt werden. Die Berührungsflächen selbst fertigte der Verfasser aus verchromten Polsternägeln.

Diese zugegebenermaßen etwas aufwendige Schaltung ist besonders dann angebracht, wenn eine heizbare Heckscheibe nachträglich eingebaut wird. Aber auch derjenige, der mit der Funktion seines serienmäßig eingebauten Heckscheibenschalters nicht zufrieden ist, wird in der beschriebenen Schaltung sicherlich seine Vorstellungen verwirklicht finden.

Schaltungskniff

Schaltung zur Kontaktentprellung

Die im folgenden beschriebene Schaltung (*Bild 1*) hat gegenüber den bisher bekannten den Vorteil, unabhängig von der Art der Schalterkontakte zu sein. Selbst stark prellende Schaltertypen, deren vollständige Entprellung auch durch eine Kombination aus einem Kondensator und einem Schmitt-Trigger nicht mehr möglich ist, führen am Ausgang der Schaltung zu eindeutigen Signalen. Auch ist kein Umschaltkontakt erforderlich, wie er für die bekannte Entprellschaltung mit einem RS-Flipflop unabdingbar ist: Es genügt ein Ein- bzw. Ausschalter.

Das Herz der Schaltung bildet ein CMOS-Schaltkreis, der zwei nachtriggerbare und rücksetzbare monostabile Kippstufen (Monoflops) enthält. Monoflop 1 entprellt den Einschaltvorgang und Monoflop 2 den Ausschaltvorgang. Die Ausgangsimpulslängen τ_1 und τ_2 sind mindestens so lang zu wählen, daß die jeweils maximalen Prellzeiten dadurch überbrückt werden.

Ist Monoflop 1 über Gatter G1 durch eine positive Flanke am Schaltungseingang E getriggert, so wird das Monoflop 2 über seinen Rücksetz-Eingang vom Ausgang $\overline{Q}1$ gesperrt. Außerdem wird über den Ausgang Q1 das RS-Flipflop gesetzt. Dessen Ausgang Q verhindert im Zustand H über das Gatter G1 ein Nachtriggern des Monoflops. Dieser Ausgang Q bildet daneben auch den Ausgang der gesamten Schaltung.

Ist die Zeit τ_1 verstrichen, so fällt die Sperrung des Monoflop 2 fort. Der Ausgang Q des RS-Flipflops bleibt jedoch auf H.

Die nächste negative Flanke am Eingang E triggert dann Monoflop 2 über das Gatter G2. Monoflop 1 wird verriegelt und das RS-Flipflop zurückgesetzt. Der Ausgang A nimmt den Zustand L an. Der dann am Ausgang $\overline{Q}$ anliegende H-Pegel bewirkt das Sperren des Gatters G2, so daß auch hier ein Nachtriggern des Monoflops vermieden wird.

Während der Zeitdauer τ_1 bzw. τ_2 ist die Schaltung also unempfindlich gegen Impulse am Eingang. Dies wird durch Sperrung des jeweils nicht angesprochenen Monoflops und des Gatters im aktivierten Schaltungszweig bewirkt.

Nach Ablauf der Zeit τ_2 ist Monoflop 1 wieder triggerfähig, und es kann ein neuer Schaltvorgang beginnen. *Bild 2* veranschaulicht den Ablauf an Hand eines Impulsplanes. Helmut Glünder

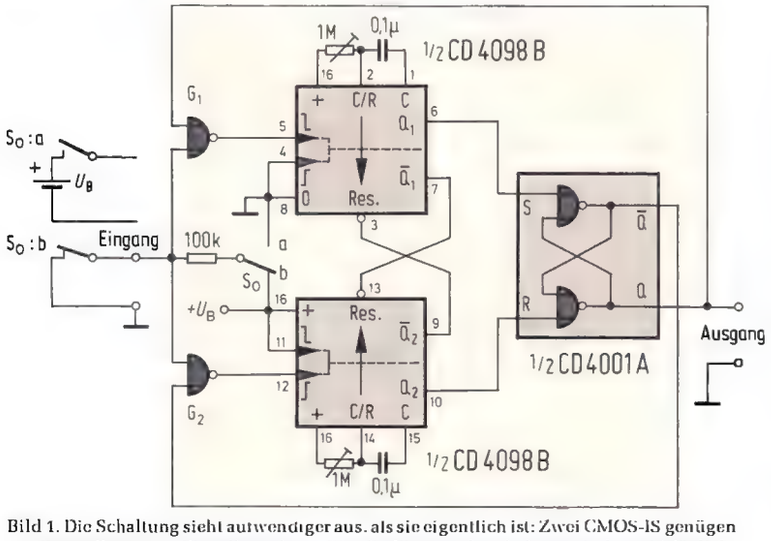


Bild 1. Die Schaltung sieht aufwendiger aus, als sie eigentlich ist: Zwei CMOS-IS genügen zur Entprellung von Einzelkontakten. Für die Eingangsbeschaltung sind zwei Möglichkeiten eingezeichnet

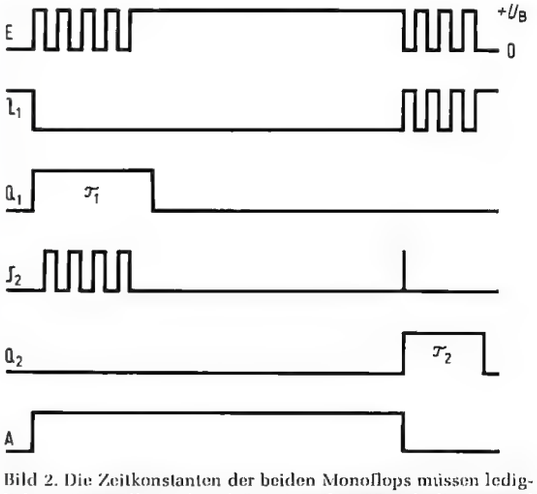


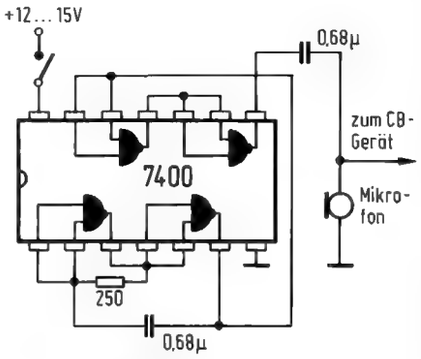
Bild 2. Die Zeitkonstanten der beiden Monoflops müssen lediglich so eingestellt werden, daß sie jeweils größer als die maximal zu erwartende Prelldauer sind

Wie „Schaltungskniffe" nicht aussehen sollen

In der CB-Zeitschrift „Breaker" Nr. 1/78 fanden wir einen derart bemerkenswerten „Schaltungskniff", daß wir uns entschlossen, ihn unseren Lesern nicht vorzuenthalten. Es handelt sich um eine Schaltung zur Erzeugung eines Ruftones für CB-Funkgeräte, wie das *Bild* zeigt.

Wenn wir einmal davon absehen, ob so etwas überhaupt postalisch zulässig ist, ist doch der Wagemut des Verfassers bemerkenswert, eine TTL-Schaltung (zulässiger Betriebsspannungs-Maximalwert 5,25 V) direkt an 12...15 V zu schalten: „Obwohl der IC eine Betriebsspannung von 5 V hat, tritt bei kurzzeitigem Betreiben mit 12...15 V keine Beschädigung auf..."

Im übrigen lautet die Parole, so der Verfasser, „hören und gehört werden".



Tonruf-„Oszillator" oder TTL-Ermordung – das ist hier die Frage

Aus diesem Grund koppelt er auch die rund 4 V Nf-Ausgangsspannung direkt in den Mikrofoneingang des CB-Gerätes ein: „Auch das Nf-Signal, das bei der vorliegenden Bauanleitung im Mikrofon zu hören ist, beschädigt die Kapsel nicht." Sicher – nur sind wegen der totalen Übersteuerung des Modulationsverstärkers alle CB-Kanäle durch Splatterstörungen im kilometerweiten Umkreis „dicht".

Wieder einmal zeigt es sich also, daß es durchaus einen Sinn hat, nur solchen Funkbegeisterten das Herumbasteln an den Geräten zu gestatten, die ihre technische Befähigung in einer Amateurfunk-Lizenzprüfung unter Beweis stellten... Fe.

Uwe Berger

Nachdem wir im 1. Teil dieses Beitrags die Funktionsweise des DCF-77-Zeitsignalempfängers und die Schaltung besprochen haben, hier noch die notwendigen Platinen-Layouts und einige Hinweise zum Aufbau dieser Uhr.

DCF-77-Uhr mit Mikroprozessor

2. Teil

Die Normierung des Rechnersystems

Durch Betätigen einer auf Wunsch einbaubaren Taste NORM erhält man den Grundzustand des Mikroprozessor-Systems.

Die WZ-Speicher und die internen Datenspeicher werden gelöscht. Die Uhr synchronisiert sich dann selbsttätig auf das Sendersignal und die Sekundenlücke zum Minutenanfang. Bis zum Empfang einer gültigen Zeitinformation wird die Anzeige außer den Sekunden dunkel getastet und das Fehlersignal gesetzt. Bei fehlerfreiem Empfang wird die Zeit nach spätestens 2 min angezeigt. Beim Einschalten der Uhr wird das Tastensignal NORM automatisch erzeugt, ebenso nach vorübergehenden Netzausfällen.

Zusatzfunktionen

Vom Mikrorechner werden noch weitere Signale erzeugt, die aber nicht mit Treibern versehen wurden.

Am Ausgang DO der CPU werden zu jeder vollen Minute 11 Digits (Min. E, Min. Z, Std. E, Std. Z, Tag E, Tag Z, Wochentag, Mon. E, Mon Z, Jahr E, Jahr Z) der Zeitinformation seriell in BCD-Form ausgegeben. Von einer nachfolgenden Schaltung können die Digits mit dem Takt BCDTKT am Ausgang I/08 des A 1744 übernommen werden.

Am Ausgang I/04 des A 1744 steht ab 24 Uhr, am Ausgang I/05 ab 12 Uhr ein Impuls von einer Minute Länge an.

Am Ausgang AD 11 des Display-Controllers (DC) kann das Multiplexsignal für die Zifferndarstellung des Wochentags entnommen werden. Die 7-Segment-Information steht zur entsprechenden Zeit an den Ausgängen SGA bis SGG des DC an.

Aufbau und Abgleich

Die zum Aufbau erforderlichen Bauelemente sowie ein passendes Aluminiumgehäuse sind einzeln oder auch als kompletter Bausatz von Hopf (Postfach 1851, 5880 Lüdenscheid) erhältlich. Dazu gehört auch das PROM, das das Mikroprozessor-Programm enthält und verständlicherweise sonst nirgends lieferbar ist. Die Hauptplatine ist doppelseitig geätzt; *Bild 5* zeigt die Lötseite, *Bild 6* die Bauelementeseite nebst Bestückung. Die Anzeigenplatine ist ebenfalls doppelseitig *(Bild 7, Bild 8)*.

Der Abgleich beschränkt sich auf den Empfänger; wie weiter oben beschrieben, schließt man am besten ein Oszilloskop an und gleicht die Trimmer auf der Empfängerplatine und in der aktiven Antenne einfach auf maximale Hf-Spannung ab. Dabei ist zu beachten, daß der Abgleich nicht versehentlich, z. B. auf die fünfte Oberwelle der Fernseh-Zeilenfrequenz geschieht, die nur 625 Hz oberhalb der Soll-Empfangsfrequenz liegt. Wegen der DCF-77-Sekundenmarken ist aber eine Unterscheidung leicht möglich.

Mit dem Poti P 1 wird die automatische Hf-Regelung eingestellt, was aber recht unkritisch ist. Der Abgleich ist optimal, wenn die Spannung am Drain des

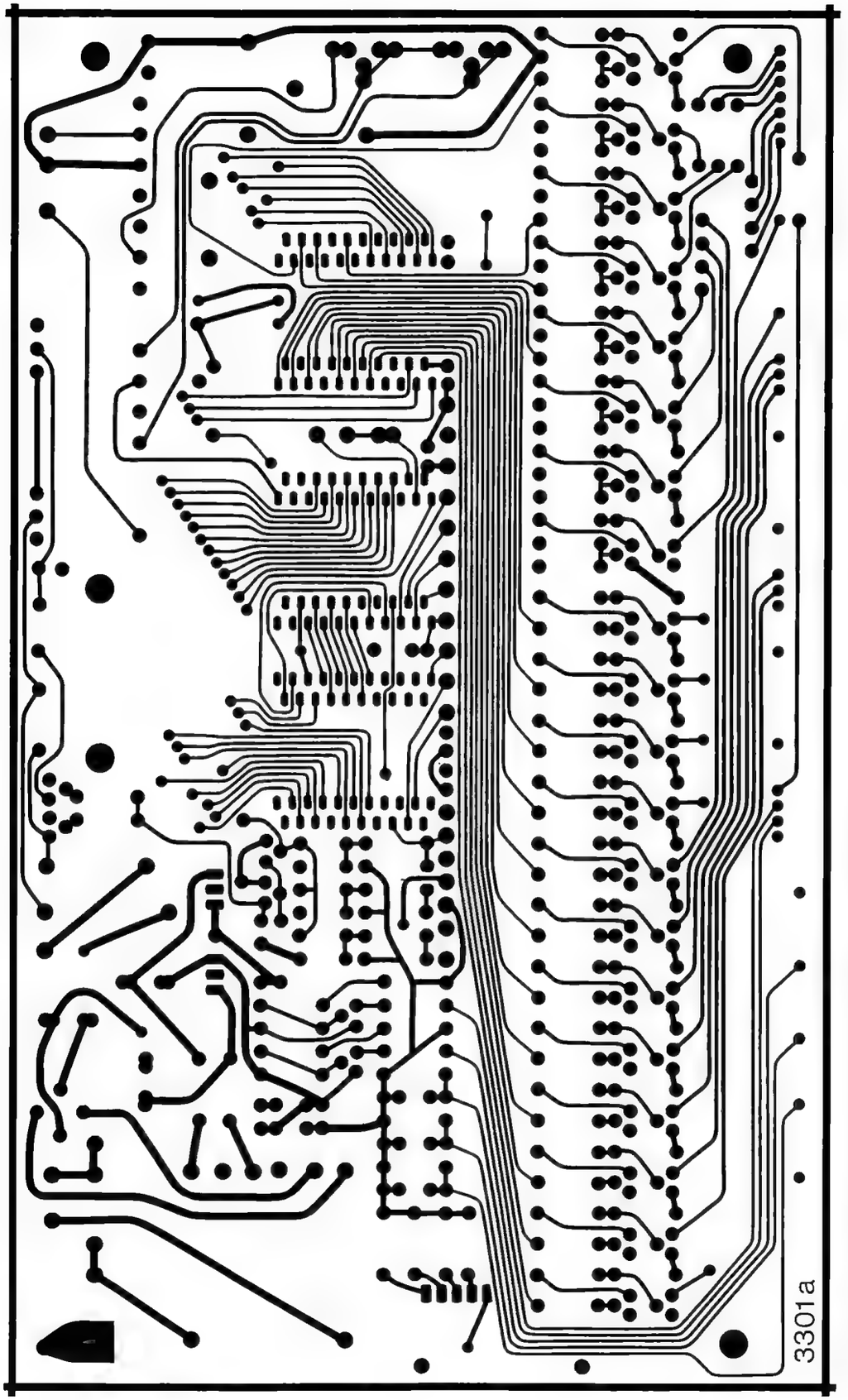


Bild 5. Lötseite der Musterplatine. Der Bausatz-Lieferant vertreibt alle Platinen auch einzeln

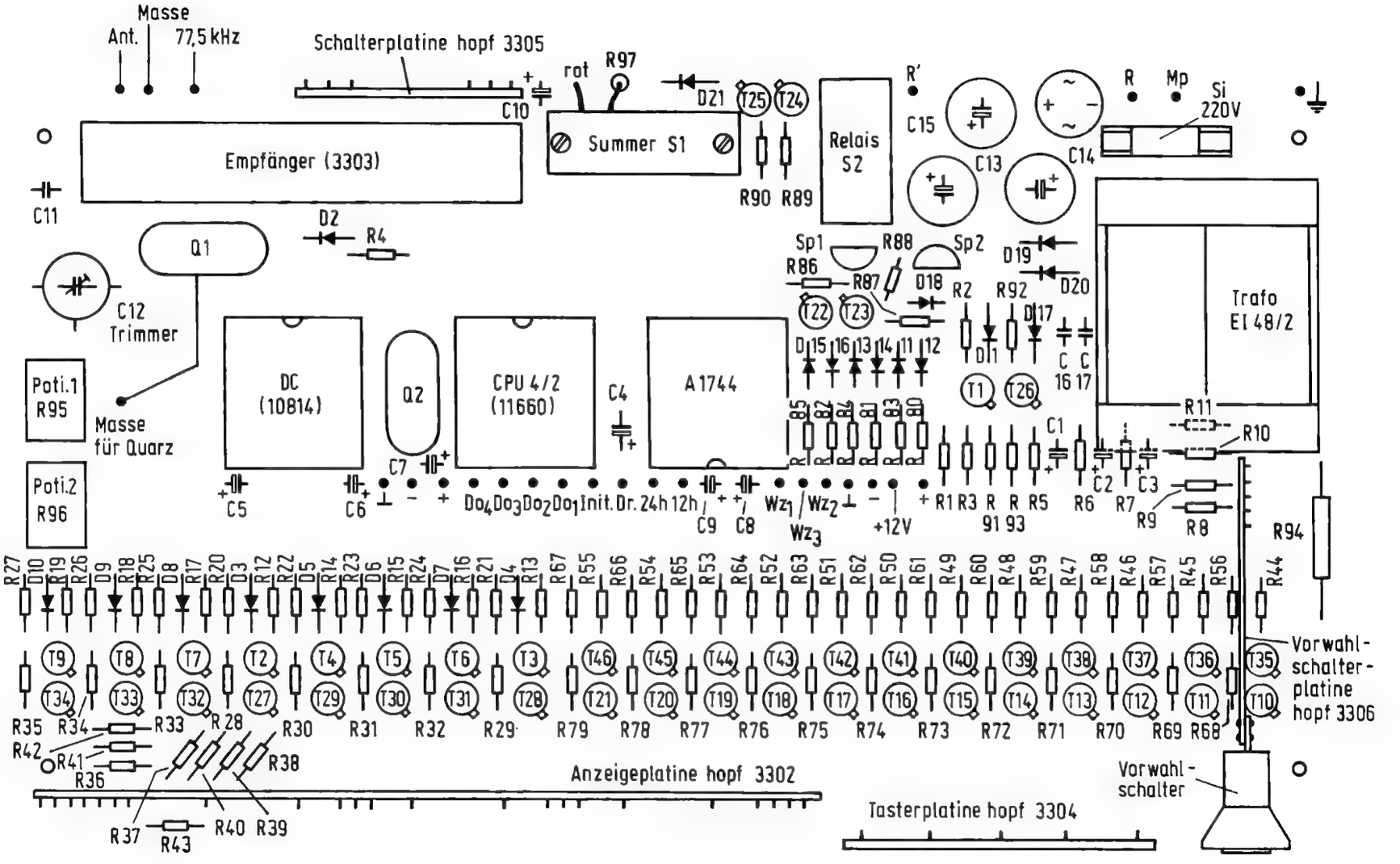


Bild 6. Oberseite und Bestückungsplan der Mutterplatine. Der Bausatzlieferant vertreibt dazu auch die vorne rechts eingezeichnete, senkrecht stehende Tastenfeld-Platte; es eignen sich aber natürlich auch beliebige andere Tasten

BF 245 etwa in der Mitte zwischen Maximal- und Minimalwert liegt.

P 2 ist für die richtige Taktauswertung zuständig und wird etwa in der Mitte des Bereiches eingestellt, in dem die Takt-LED sauber blinkt. Nach 2 bis 3 Minuten wird jetzt die Zeit- bzw. Datumsinformation angezeigt werden.

Falls ein hoher Störpegel eine einwandfreie Auswertung verhindert, genügt es oft, den Schutzleiter des Netzkabels mit dem Alu-Gehäuse und der Platinenmasse zu verbinden. ■

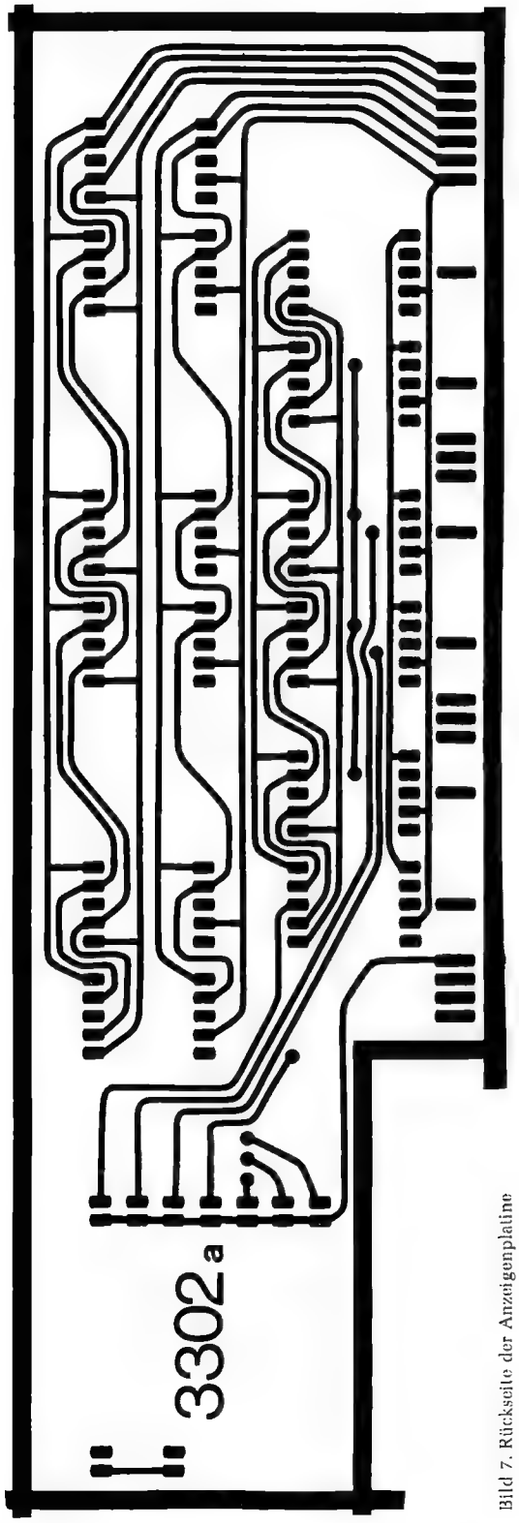


Bild 7. Rückseite der Anzeigenplatine

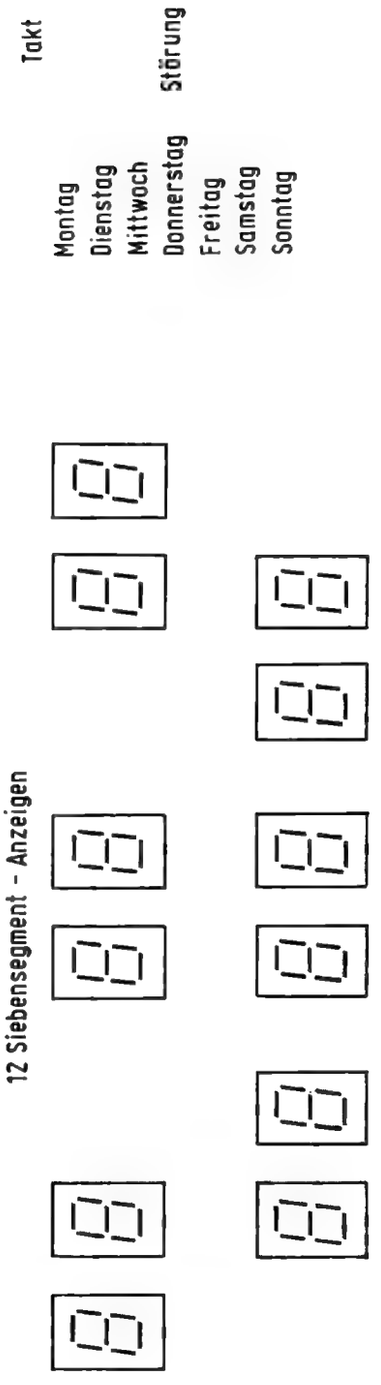


Bild 8. Vorderseite und Bestückungsplan der Anzeigenplatine. Sie wird senkrecht vorne auf die Mutterplatine gelötet. Die Leuchtdioden sind so einzusetzen, daß das kürzere Bein jeweils auf der linken Seite ist und etwa die gleiche Bauhöhe wie bei den Siebensegment-Anzeigen erreicht wird

Können Sie sich unter „Radionavigationslauf" etwas vorstellen? Der Begriff „Fuchsjagd" ist bei uns dafür schon verbreiteter. Es handelt sich dabei um einige der wenigen gesundheitsfördernden Tätigkeiten von Hobby-Elektronikern, hier speziell Funkamateuren: Ein in der „Wildnis" mühsam versteckter Sender muß möglichst schnell mit Hilfe von Peilempfängern aufgefunden werden, und dem Sieger winkt meist ein Preis in Form von wertvollen Bauelementen oder Geräten. Wie man sich einen für diese Sportart geeigneten Empfänger selbst baut, beschreibt die nachfolgende Bauanleitung.

Knut Brenndörfer

Peilempfänger für das 80-m-Band

Der Radionavigationslauf erfreut sich in letzter Zeit in Amateurfunkkreisen wachsender Beliebtheit. Dem steht die geringe Anzahl von Baubeschreibungen für wettbewerbstüchtige Peilempfänger gegenüber. An diese sind wegen des Verwendungszwecks einige von „normalen" Empfängern nur selten erfüllte Forderungen zu stellen. Diese sind: geringes Gewicht; einfache Bedienung mit einer Hand; eindeutige Peilung, auch im Nahfeld des Senders; eindeutige Seitenbestimmung; so wenig Bedienungselemente wie möglich; Einsatzmöglichkeit auch bei schlechtem Wetter und schließlich eine stabile mechanische Konstruktion.

Vom Verfasser wurde nun versucht, ein Konzept zu erstellen, welches die aufgestellten Forderungen möglichst optimal erfüllt. *Bild 1* zeigt das Mustergerät.

Bei der elektrischen Konzeption wurde beim Hf-Teil von einer in [1] veröffentlichten Beschreibung eines Peilempfängers ausgegangen, da die elektrischen Eigenschaften dieser Schaltung für den vorgesehenen Verwendungszweck fast optimal sind. Der Nf-Verstärker wurde mit einem Operationsverstärker realisiert, welcher bei sehr geringer Stromaufnahme mit einem mittel- bis hochohmigen Kopfhörer eine mehr als ausreichende Lautstärke erzeugt. Auf Lautsprecherbetrieb wurde verzichtet, da er sich bei Wettbewerben als unzweckmäßig erwiesen hat; ganz abgesehen von der akustischen Störung der anderen Teilnehmer und dem hohen Stromverbrauch. *Bild 2* zeigt die Schaltung des Gerätes.

Die mechanische Ausführung des Empfängergehäuses wurde so gewählt, daß es selbst als Griff dient. Abstimmung, Hf-Regler und Taster zum Zuschalten der Hilfsantenne sind mit einer Hand zu bedienen. Das Chassis wurde aus kupferkaschiertem Leiterplattenmaterial aufgebaut, es besitzt dadurch eine hohe Festigkeit und ein geringes Gewicht.

Die Empfängerschaltung

Die in der Ferritantenne induzierte Hf-Spannung wird durch den Vorkreis (L 1, CT 1) selektiert und durch L 2 in die Hf-Vorstufe der integrierten AM-Empfängerschaltung TCA 440 eingekoppelt. L 5, L 4 und die dazugehörigen Bauteile bilden die Beschaltung des integrierten Oszillators, dessen Signal die Hf-Eingangsspannung in einem multiplikativen Mischer auf eine Zf von 455 kHz umsetzt. Dieses Signal wird zuerst in F 1 selektiert, dann in einem dreistufigen Zf-Teil verstärkt und anschließend, nach Durchlaufen eines weiteren keramischen Zf-Filters, gleichgerichtet.

Die Hf-Vorstufe und die drei Zf-Stufen sind mit P 1 insgesamt über mehr als 100 dB regelbar.

Vor der Demodulation wird der zur Überlagerung von A-1-Signalen notwendige BFO über 15 pF eingekoppelt. Er ist mit dem keramischen Filter F 3 als Resonator aufgebaut. Das nach der Demodulation gewonnene Nf-Signal wird mit dem Operationsverstärker TAA 861 auf den für einen Kopfhörer notwendigen Pegel gebracht. Die Verstärkung kann bei Bedarf durch Vergrößern von R_y verringert werden.

Die für die Varicap-Abstimmung notwendige stabile Spannung liefert die Z-Diode ZD 1, die über den als Konstantstromquelle geschalteten Transistor T 2 gespeist wird.

Eine Zusatzschaltung, die nur bei Peilempfängern zur Seitenbestimmung benötigt wird, ist um T 1 aufgebaut.

Bild 1
Das Mustergerät des Verfassers

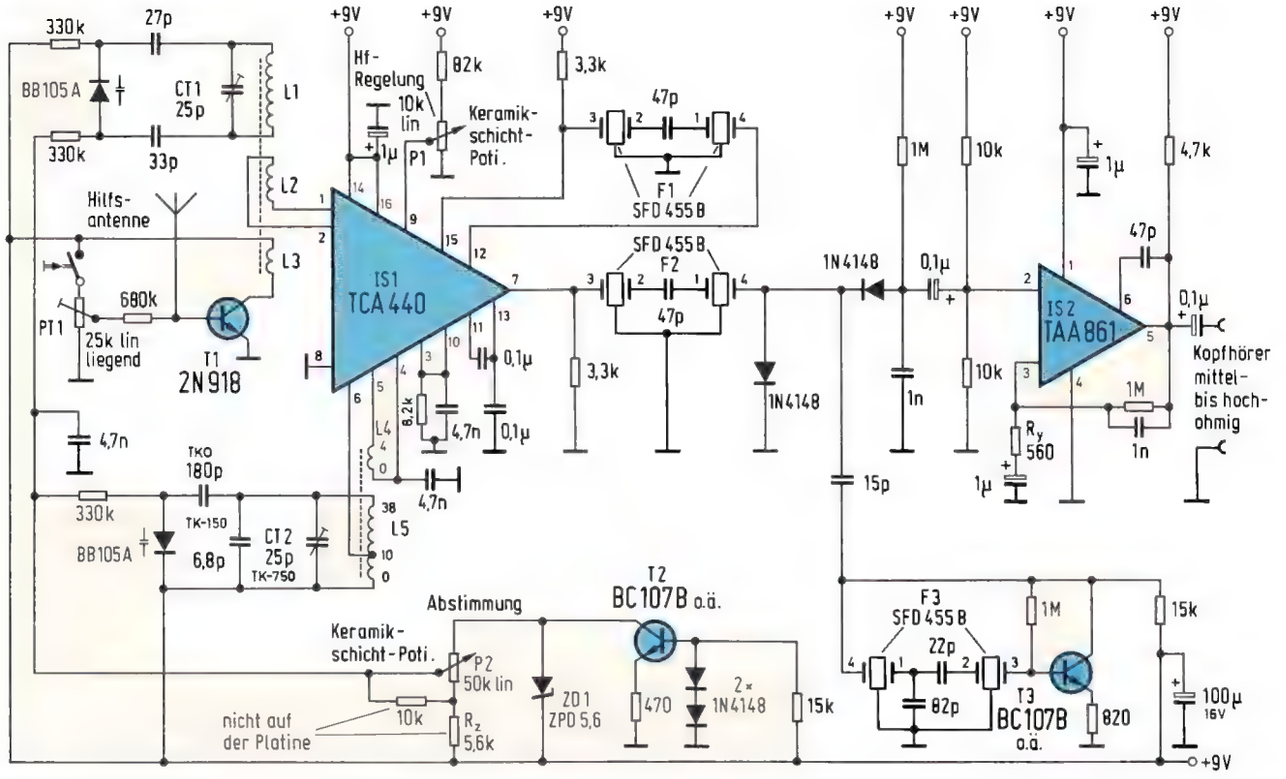


Bild 2. Das Gesamtschaltbild des 80-m-Peilers

Dieser arbeitet als regelbarer Verstärker und koppelt das Signal der Hilfsantenne über L 3 auf die Ferritantenne. Mit einem Taster wird diese Stufe nur zur Seitenbestimmung zugeschaltet.

Aufbau und Abgleich

Bild 3 zeigt die Platine, auf der die Schaltung aufgebaut wird. Bei der Bestückung (*Bild 4*) ist darauf zu achten, daß alle Bauteile möglichst flach auf der Platine aufliegen. Ihre Höhe darf 9 mm nicht übersteigen.

Die Kondensatoren im Oszillator sollten wegen der Temperaturstabilität die angegebenen TK-Werte haben. Für den 180-pF-Kondensator kann jedoch auch eine Styroflexausführung eingesetzt werden.

Die Oszillatorspule und die Ferritantenne werden nach *Bild 5* bewickelt. Hierbei ist auf gleichen Wickelsinn zu achten. Anschließend wird die Oszillatorspule mit einem Zweikomponentenkleber verklebt.

Zur Inbetriebnahme verbindet man das Gerät über ein Milliamperemeter mit einer 9-V-Batterie. Die Stromaufnahme sollte ungefähr 15 mA betragen. Nachdem der Schleifer von P 1 gegen den Masseanschluß gedreht wurde, sollte der Empfänger rauschen und bei Mittelstellung von P 2 ein starkes Signal, z. B. von einem Grid-Dip-Meter oder einem Meßsender, in der Mitte des 80-m-Bandes durch Abstimmen von CT 2 zu empfangen sein. Anschließend wird der Vorkreis mit CT 1 auf Maximum gezogen.

Sollte der Empfänger keine Reaktion zeigen, sind zuerst alle Spannungen zu überprüfen; dabei ist zu beachten, daß die Abstimmspannung gegen den Pluspol der Batterie zu messen ist. Ein weiterer Grund für die Nichtfunktion kann eine nicht gleichsinnig gewikkelte oder falsch gepolte Oszillatorspule sein.

Sollte der Abstimmbereich zu klein sein, kann er durch Verkleinern von R_z vergrößert werden. Die Verstärkung der Hilfsantenne wird mit PT 1 so eingestellt, daß sich für die Seitenbestimmung ein optimales Vor-Rück-Verhältnis ergibt.

Der Aufbau des Chassis erfolgt nach *Bild 6*. Als Material dient kupferkaschiertes Epoxydharz mit 1,5 mm Stärke; zuerst wird das doppel-T-förmige

11-m-CB-Peilaktionen

Manchmal liest man in der einschlägigen Presse über spektakuläre Aktionen, wobei CB-Funker zum Teil mit selbstgebauten Geräten Störenfriede in ihrer Umgebung „ausheben". Warum beschreibt die FUNKSCHAU kein solches 11-m-Peilgerät?

Empfänger gelten in der Bundesrepublik Deutschland zumindest als Teil einer Nachrichtenanlage, und ihr Betrieb erfordert daher das Vorhandensein einer FTZ-Nummer. Dafür gibt es zwei Ausnahmen: Rundfunkempfänger darf man sich selbst bauen und betreiben, solange sich niemand über die u. U. auftretende Oszillator-Störstrahlung beschwert, und auch der Bau von Amateurfunkempfängern erfordert keine anschließende Prüfung durch das FTZ.

Anders bei CB-Geräten: CB-Funker sind keine Funkamateure, und ebenso wie sie keine Veränderungen an ihren Geräten durchführen dürfen, so dürfen sie sich auch keine Funkgeräte – und auch keine Empfänger! – selbst bauen. Da bei Feststationen keine Richtantennen zulässig sind und Handfunksprechgeräte nach den FTZ-Bestimmungen keinen externen Antennenanschluß besitzen dürfen, ist die einzige Peilmöglichkeit auf dem 11-m-Band, ein FTZ-geprüftes Mobilgerät im Kraftfahrzeug mit einer Richtantenne zu betreiben. Daß die Chance, damit einen Störenfried ausfindig zu machen, nur gering ist, dürfte einleuchtend sein...

Hauptteil zusammengelötet. Die Kaschierung der Zwischenwand zeigt in Richtung der Drehknöpfe. Nachdem die mit Muttern versehenen Befestigungsstege für die Platine angebracht wurden, können die Abschlußdeckel angelötet werden. Für diese Arbeiten sollte ein Lötkolben mit mindestens 50 W Heizleistung vorhanden sein.

Danach werden die notwendigen Bohrungen und Ausschnitte am Chassis angebracht. Zu beachten ist dabei, daß neben den Bohrungen, welche den durch ein PVC-Rohr geschützten Ferritstab aufnehmen, die Kupferkaschierung aufgetrennt wird. Geschieht dies nicht, so bewirken die zwei dadurch um den Ferritstab liegenden Kurzschlußwindungen einen Rückgang der Empfängerempfindlichkeit.

Da sich die Größe und Lage der Bohrungen je nach den verwendeten Bauteilen verändern kann, wurde hier zum Teil auf genaue Maßangaben verzichtet.

Zur Vereinfachung des Endabgleichs können in der Zwischenwand des Chassis noch drei zusätzliche Bohrungen angebracht werden, durch die sich die Trimmer auch bei eingeschraubter Platine abstimmen lassen.

Da für dieses Empfängerkonzept nach Wissen des Verfassers keine geeigneten Drehknöpfe auf dem Markt sind, wurden diese durch Modifikation handelsüblicher Aluminiumknöpfe selbst hergestellt. Hierbei kommt es vor allem darauf an, mit Hilfe einer Feile oder Drehbank die Bauhöhe der Drehknöpfe soweit zu verringern, daß sie im Gehäuse Platz finden.

Verschlossen wird das Gehäuse mit zwei aus 0,5...1 mm starkem Alublech gebogenen Halbschalen. Da die Platine bei diesem Empfänger nicht direkt zugänglich zu sein braucht, kann die hintere Halbschale mit vier Schrauben befestigt werden. Die Halbschale an der Vorderseite wird einfach aufgesteckt und ermöglicht so im Notfall einen raschen Batteriewechsel. Zum Schutz vor Regen und Spritzwasser können die Ritzen auf der Platinenseite zwischen

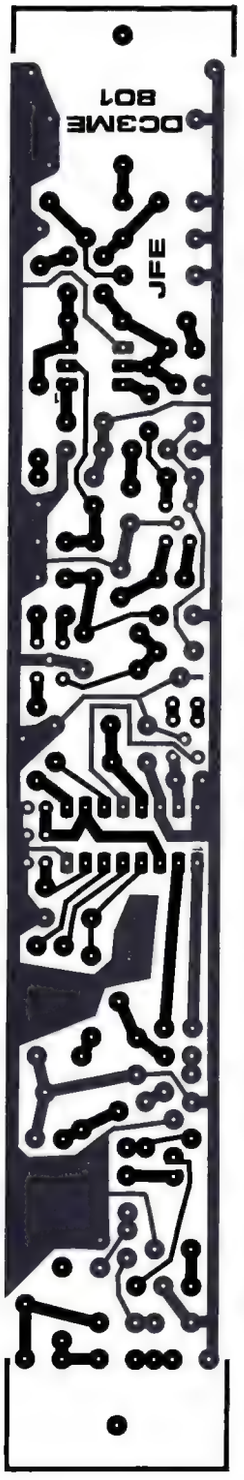


Bild 3. Die Platine. Durch die lange und schmale Form dient der Peiler selbst als Griff

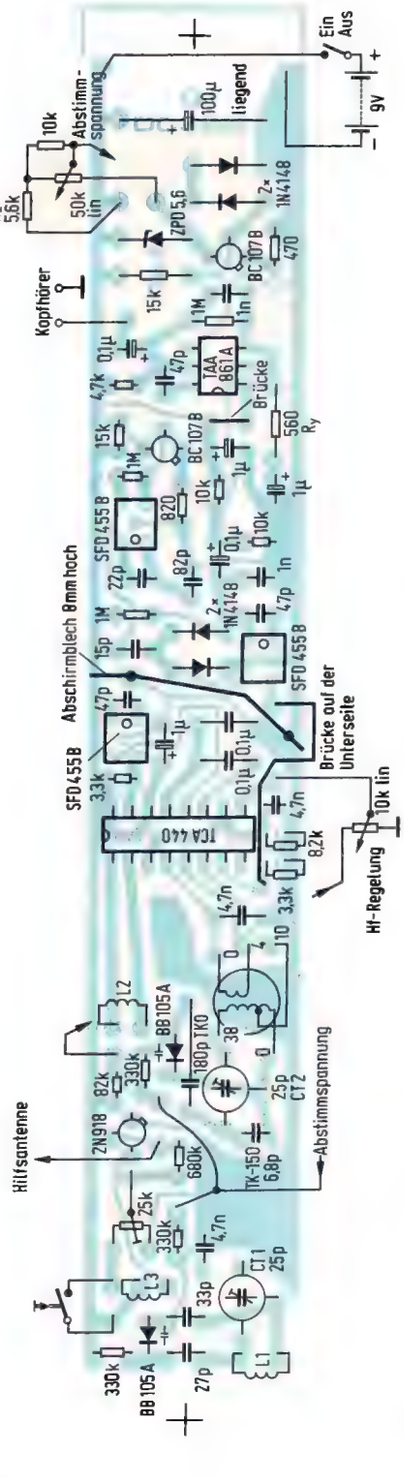


Bild 4. Bestückungsplan zu Bild 3. Kein Bauteil darf eine Höhe von mehr als 9 mm haben. Bei Verwendung von Tantal-Elkos und 1/8 W-Schichtwiderständen ist diese Forderung ohne Schwierigkeiten zu erfüllen

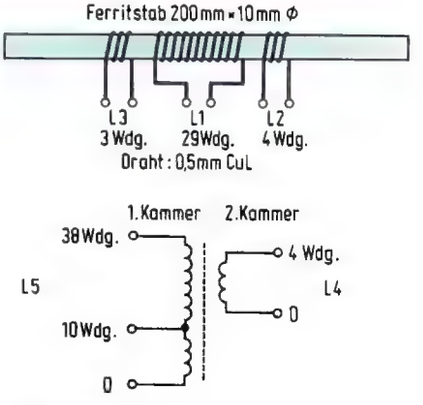


Bild 5. Wickeldaten der benötigten Spulen. An die Wicklungen der Ferritantenne sollte direkt am Ferritstab dünne Schaltlitze angestückelt werden, diese erleichtert durch ihre Biegsamkeit das Hineinschieben des Ferritstabes in das PVC-Rohr

der Abdeckung und dem Chassis mit Silikondichtungsmasse abgedichtet werden. Nachdem auch die drei zur Abstimmung verwendeten Bohrungen überklebt wurden, ist der Peiler spritzwasserdicht und es dürfte auch bei schlechtestem Wetter zu keinen Ausfällen kommen.

Literatur

[1] *Hoffschild, Günter:* Der 80-m-Peilempfänger „Münchner Kindl". CQ-DL 1975, Heft 3, Seite 153.

Bezugsquellen

Ferritstab, Schalenkern und keramische Filter:
Fa. Radio Rim, München.
Keramik-Schichtpotentiometer Typ Preostat 12:
Fa. Bürklin, München.

Diese und andere Spezialteile, wie die Platine, modifizierte Drehknöpfe und Alu-Halbschalen, können einzeln oder als Bausatz von der Firma J. Frank Elektronik, Wasserburger Landstraße 120, 8000 München 82, bezogen werden.

Herstellung von Platinen als Einzelstücke

Die Herstellung von Platinen nach dem Foto-Positiv-Verfahren verläuft nicht immer zur Freude des Bastlers. Oft liegt das daran, daß die Beschichtung der Platine mit Fotolack nicht gleichmäßig erfolgt; manchmal ist auch die Vorlage unter den Leiterbahnführungen nicht absolut lichtdicht. Wieviele Bastler besitzen auch schon eine einigermaßen starke Lichtquelle zur Belichtung der beschichteten Platinen? Beim Entwickeln hat man auch so seine Schwierigkeiten, wenn die Temperatur oder die Konzentration des Entwicklers nicht so ganz stimmt. Dann reibt man die „verunglückte" Platine wieder ab, um sie für den nächsten „Anlauf" zu beschichten. Dies kostet natürlich sehr viel Zeit, und mancher Bastler verliert die Lust an soliden „Befestigungen" seiner Schaltung und wendet sich resigniert dem weniger aufwendigen „Drahtverhau" zu.

Im folgenden soll eine Möglichkeit der Platinenherstellung beschrieben werden, die für jeden Bastler erschwinglich ist und, etwas zeichnerisches Geschick voraussetzt, in jedem Falle auch auf Anhieb gelingt. Diese Methode eignet sich allerdings nur für Einzel- oder Kleinstserienherstellung. Die Platine wird auf die gewünschte Größe zugeschnitten und auf übliche Weise gereinigt. Die von einer Vorlage kopierte oder selbst entworfene Leiterbahnführung wird auf der kupferkaschierten Platte mit Klebeband einigermaßen rutschfest befestigt. Mit einem feinen Körner und einem kleinen Hämmerchen werden die Lötpunkte leicht in die kupferkaschierte Platte eingeschlagen. Diese kleinen Einschlaglöcher dienen einerseits als Orientierungspunkte beim Nachziehen der Leiterbahnen, andererseits geben sie später beim Bohren einen guten Ansatz.

Mit folienanlösender Zeichentusche (z. B. „Rotring") und dem entsprechenden Tuschezeichner werden auf der Kupferseite entsprechend der Vorlage die Leiterbahnen nachgezogen. Gute Erfahrungen wurden mit einer Strichbreite von 0,5 mm gemacht. Damit kann man einigermaßen dünne Leiterbahnen ziehen, andererseits lassen sich Flächen gut ausmalen. Große Flächen werden mit einem Pinsel ausgemalt. Die Folientusche ist säurefest und trocknet schnell. Nach dem Ätzen der Platine läßt sie sich leicht mit Spiritus abwaschen.

Mit einem Radierstift, mit dem man Fehler beim Maschinenschreiben korrigiert, kann man fehlerhafte Leiterbahnführungen einfach wegradieren, wenn die Tusche einigermaßen angetrocknet ist.

Mit Lineal und Kreisschablonen für Lötaugen kann man ein exaktes Aussehen des Leiterbahnbildes erreichen. Schablonen für IS-Anschlüsse lassen sich herstellen, indem man zwei Reihen mit je acht gegenüberliegenden Löchern einer Lochrasterplatte auf 2 mm aufbohrt und die Unterseite mit einem breiteren Bohrer etwas abgratet, damit die Tusche nicht verwischt. Mit einer solchen Schablone kann man die IS-Anschlüsse exakt einzeichnen.

Der Tuschefüller nutzt sich nicht ab, und ein Fläschchen Folientusche reicht für unzählige Platinen. Der Schreibansatz des Füllers sollte von Zeit zu Zeit mit Spiritus ausgewaschen werden, damit die Tusche immer gut fließt.

Mit dem gleichen Tuschefüller lassen sich übrigens auch Kunststoffgehäuse dauerhaft beschriften.

Jürgen Ingold

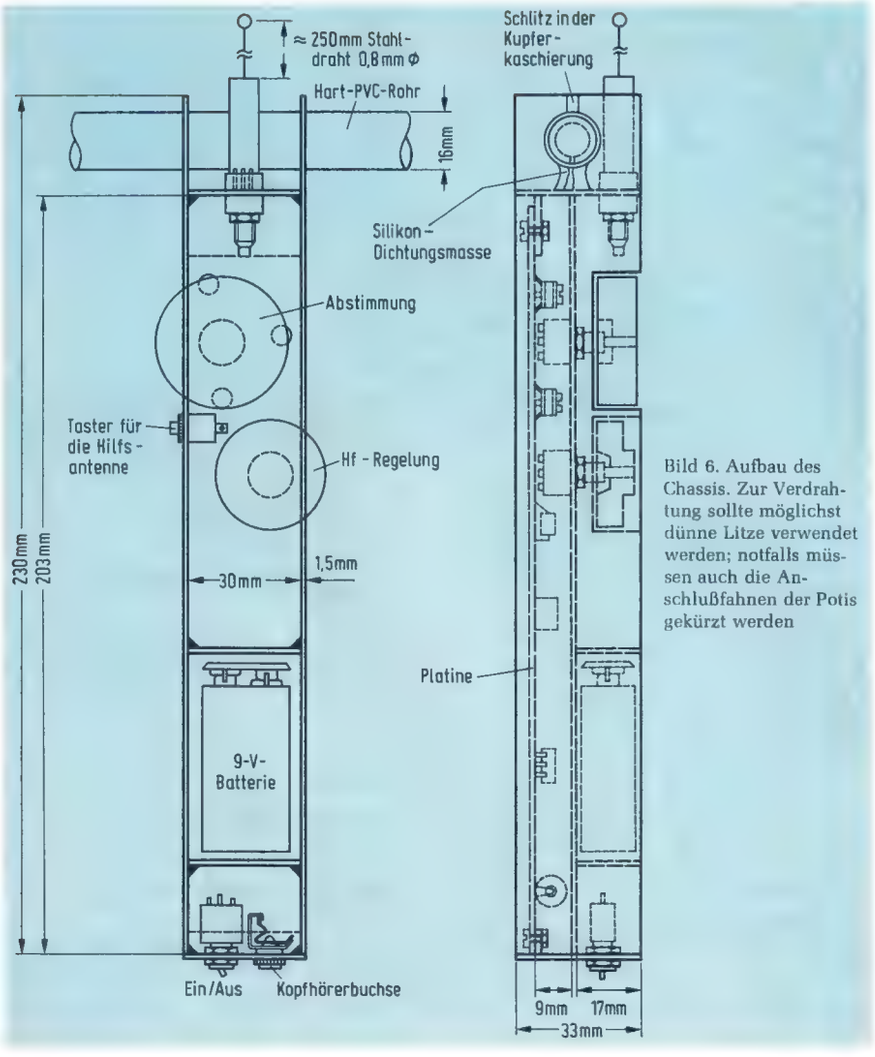


Bild 6. Aufbau des Chassis. Zur Verdrahtung sollte möglichst dünne Litze verwendet werden; notfalls müssen auch die Anschlußfahnen der Potis gekürzt werden

Erfahrungen beim Selbstbau der DCF-77-Uhr

In einem großen Karton befanden sich drei weitere kleinere und das Gehäuse. In den kleineren Kartons waren Bauteile zur Uhr – Widerstände, Kondensatoren, Transistoren – in einer Art Wurstkette verpackt. Die Antennenteile befanden sich in einem eigenen Karton. Hinzu kam noch eine vielseitige Broschüre mit einem Anflug von Bauanleitung.

Bekommt man einen Bausatz, ist man zum Äußersten entschlossen, d. h., man will die Uhr funktionieren sehen. Also will man wissen: Wie zusammenbauen? Doch die „Bauanleitung" beginnt mit einer allgemeinen Einleitung, woher und wieso die Uhr weiß, was die Stunde geschlagen hat.

Darauf folgt die Bedienungsanleitung, genauer: Die Beschreibung, wie man die Weckzeiten programmiert und wie die Uhr Fehler erkennt – aber man will doch bauen.

Dann wird erklärt, wie man einen Drucker ansteuert, wo der 12-Uhr-Ausgang und der 24-Uhr-Ausgang liegt und daß man eine „Initiierungstaste" einbauen kann. Nun gut.

Anschließend folgt der Beitrag „Datums- und Zeitangabe drahtlos empfangen"; gut, weil schon in der FUNKSCHAU 1974, Heft 19, Seite 727, gestanden – aber man will doch bauen.

Hierauf folgt ein 13seitiger wissenschaftlicher Beitrag „Das Nationale Zeitnormal der Physikalisch-Technischen Bundesanstalt". Die Lust zu bauen wächst.

Doch dann kommt's: Die Stückliste für die Platine Nr. 3301 (die Grundplatine, wie sich unschwer aus deren Größe erraten läßt). Das ist mir aber für den Anfang zu groß.

Ich fange mit der *Anzeigeplatine* (Nr. 3302) an (*Bild 1*). Der Aufbau macht keine Schwierigkeiten, nur die Löcher für die LED sind etwas groß, aber dieses kleine Problem bewältigt man. Die Lötstifte sind für die angebotenen Löcher teilweise zu groß, teilweise zu klein. Auch das läßt sich mit sanftem Druck lösen. Auf der richtigen Seite die Bauteile einstecken und auf der anderen Seite verlöten, muß man natürlich. Wie es gemacht werden muß, ersieht man aus dem Bauanleitungsfoto.

Dann folgt der *Codierschalter*; ebenfalls unproblematisch im Zusammenbau, doch womit kleben? Ich habe Pattex genommen (*Bild 2*). Beim Anlöten der Platine stellte sich die Frage, welche Richtung ist die richtige, das Foto in der Anleitung war hierfür kaum aussagekräftig. Wo die Ziffernunterseite ist, muß auch „unten" für die Lötstifte sein.

Für die *Schalterplatine* (Nr. 3305) wurde – richtig – nur ein Schalter mitgeliefert (Schalter für den Wecker). Nur wo muß er hinein: links oder rechts? Ich entschied mich für die rechte Position – und lag richtig.

Sieht man einmal vom primitiven Aufbau der *Weck-Tipptasten-Platine* (Nr. 3304) ab, war die Herstellung ebenfalls unproblematisch. Einfach die Kontaktplättchen – auf dem Rand aufliegend – mit Tesafilm festkleben.

Bild 2. Der Codierschalter für die Eingabe der Weckzeit und des gewünschten Weckturnus: täglich, nur werktags, sonntags nie, nur einmal

Auch der Aufbau der *Empfängerplatine* – kurioserweise nur „Computer-Funkuhr Modell 3300 Bestückungsplan 3303" genannt – macht keine Probleme (*Bild 3*). Kleine Mängel: Die gelieferten Widerstände entsprechen nicht immer in ihren Abmessungen den eigentlich vorgesehenen, die Widerstände R 18 und R 22 müssen über Kreuz eingebaut werden. Für den Widerstand R 27 mit 470 Ω wurde ein Exemplar mit 4,7 kΩ geliefert. So was kann mal passieren; den richtigen hat man hoffentlich in der Bastelkiste.

Beim Bestücken bekam ich schon ein ungutes Gefühl, hatte ich doch kein Schaltbild zur Hand und das reine Drauflosbestücken kann gefährlich werden. Doch fiel mir der schon oben erwähnte FUNKSCHAU-Beitrag „Datums- und Zeitangabe drahtlos empfangen" ein, und da war auch das Schaltbild zu finden, das offensichtlich dem Bestückungsplan entsprach.

Die meiste Arbeit machte wegen der vielen Lötstellen die *Grundplatine* (Nr. 3301, *Bild 4*). Der Aufbau machte aber keine Schwierigkeiten. Für den Widerstand R 94 mußte die Leiterbahn durchtrennt werden, das stand aber gleich in der Stückliste drin. Die Kondensatoren C 16 und C 17 mußten in Schräglage gebracht werden, sonst hätte man den Transformator nicht hineingebracht. Wo bei den Netzteil-Elkos Plus und Minus liegt, wußte ich ebenfalls nicht sofort. Minus war, wo die schwarze Linie herunterlief.

Die „Display-Transistoren" und „Schalttransistoren" waren in großen Beuteln und mit „npn" oder „pnp" gekennzeichnet. Hier passierte mir ein entscheidender Fehler: Statt sie einzulöten, hätte ich sie besser gleich in die Mülltonne werfen sollen. Sie sind kei-

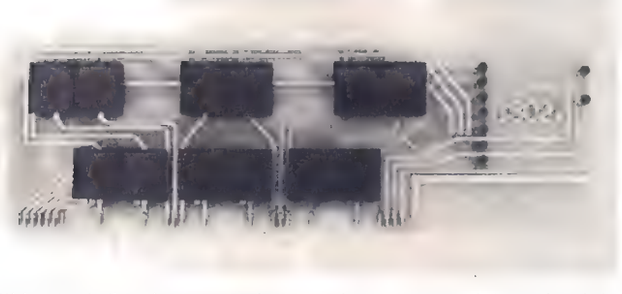


Bild 1. Der Aufbau der Anzeigeplatine für die in Heft 11 und Heft 12 beschriebene Funkuhr macht keine Schwierigkeiten

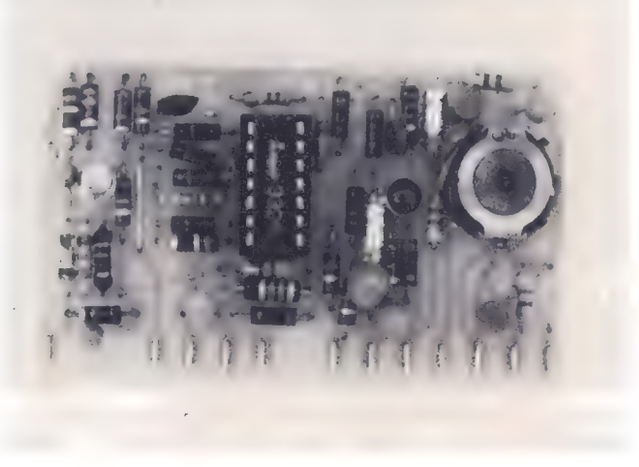


Bild 3. ▶
Die Empfängerplatine. Rechts der Übertrager mit einem Übersetzungsverhältnis von 1 : 6. Bei der IS handelt es sich um einen integrierten Rundfunkempfänger-Baustein

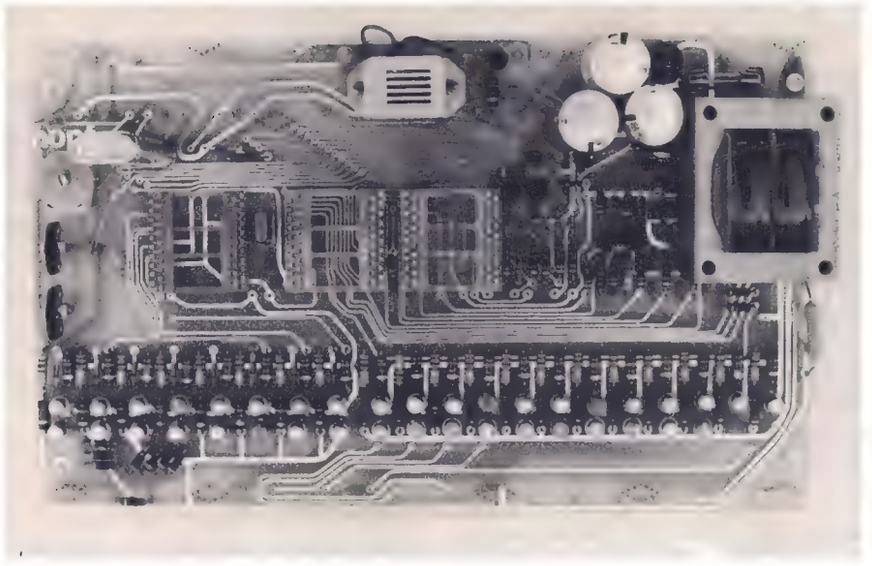


Bild 4. Die Grundplatine. Oben Mitte der Summer für den Weckerbetrieb und akustische Störungs-Anzeige, links neben dem Transformator die beiden Kondensatoren C 16 und C 17 in Schräglage. Für den Widerstand R 96, rechts unter dem Transformator, muß die Leiterbahn aufgetrennt werden. Links oben der Empfängerquarz für 77,5 kHz

nen Schuß Pulver, Entschuldigung, kein µV wert. Nun kommt auf mich demnächst die Arbeit zu, alle diese Transistoren gegen bessere, teurere auszuwechseln, dafür aber auch mit ausreichender Verstärkung und geringerem Reststrom. Nein, nicht alle brauche ich auszuwechseln, zwei fehlten sowieso.

Nun mußten die Einzelplatinen auf die Hauptplatine gelötet werden – leider sind sie nicht lötfrei zu verbinden, was eine eventuelle Fehlersuche erschwert. Die „elektronische" Antenne war ebenfalls schnell hergestellt.

Der Probelauf konnte nun beginnen. Aber es spielte nichts. Die Betriebsspannungen waren ziemlich durcheinander. Statt der negativen Betriebsspannung von – 12 V konnte eine – wenn auch geringe – positive Spannung gemessen werden. Der Fehler: Am IS-Sockel 1 der Empfängerplatine waren zwei Kontakte überbrückt. Ob es ein kleiner Ausreißer auf der Platine war – wie es ein Kollege, der den Fehler fand, konstatierte – oder ein Fehler beim Löten passierte, war nicht genau auszumachen.

Nach Beseitigen der Fehler stimmen wenigstens die Versorgungsspannungen. Nach Einsetzen der Mikroprozessor-Bausteine spielte die Uhr aber immer noch nicht (*Bild 5*). Von einem Abgleich mit einfachem Drehspulinstrument ist abzuraten; ein Oszilloskop am Emitter von T 2 der Empfängerplatine angeschlossen – wie für den Abgleich mit Drehspulinstrument empfohlen – zeigte, daß die Antenne nicht exakt mit dem vorgesehenen Trimmer abgleichbar war. Ein Verschieben der Wicklung auf der Ferritantenne machte dies aber möglich. Nun lief auch die Uhr. Große Freude – doch kaum war das Oszilloskop weg, lief sie nicht mehr. Der Fehler: Die Masse der Elektronik mußte mit dem Schutzleiter der Netzsteckdose verbunden werden. Nun lief die Uhr auch ohne „Peripherie". Nur die LED für die Taktanzeige blinkte nicht; nach dem Einbau eines neuen Transistors T 1 funktionierte das aber auch.

Nun mußte die Platine noch in das Gehäuse eingeschoben werden. Bloß, wo war vorn und hinten? Eine genauere Lektüre ergab, daß dort, wo im Gehäuse noch zwei weitere – kleinere – Löcher sind, hinten ist.

Die Gehäuseausführung ist ausgezeichnet, mechanische Nacharbeiten sind nicht erforderlich.

Zu bemängeln an der Uhr ist noch folgendes: Als Antennenbuchse wird eine Cinchbuchse verwendet, ich habe sie gegen eine BNC-Buchse ausgetauscht. Dann fehlt m. E. ein Feldstärkeinstrument – wie will man sonst exakt die Antenne ausrichten? Ich habe den besagten Emitter von T 2 der Empfängerplatine an eine weitere BNC-Buchse geführt. Ein hier angeschlossenes Oszilloskop gibt die nötige Information.

Auch sollten die Anzeigen für Zeit und Datum in der Größe unterschiedlich sein; Zeit groß, Datum kleiner. Irgendwann möchte ich mir ein größeres Uhrdisplay zusätzlich anschließen, leider geht das nur für die Stunden und Minuten problemlos.

Ein größerer Mangel einer solchen Uhr ist aber, daß sie nicht mehr funktioniert, wenn der Sender in Mainflingen abgeschaltet ist. In solchem Falle sollte zumindest die Zeit weiterlaufen.

Ein Wecksignal konnte ich dem Gerät bis heute noch nicht entlocken. Doch auch dieser Fehler muß zu beheben sein, obwohl ich diese Funktion eigentlich nicht brauche.

Trotzdem ist diese Uhr ein Wunder der Technik in einem sehr ansprechenden Gehäuse, das immer wieder großes Erstaunen hervorruft und auch bei 600 km Entfernung vom Sender DCF 77 gut und störungsfrei funktioniert. Insbesondere das funktionell schöne und professionelle Aussehen – trotz Selbstbau – fällt angenehm auf. Hier wird eine von kaum einem anderen Bausatzanbieter gelieferte Perfektion geboten. Die Uhr wird ein bißchen warm, das, hoffe ich, wird sich aber ein bißchen ändern, wenn die besagten Transistoren nicht mehr so sehr als Vorwiderstände funktionieren...

Bernhard Krieg

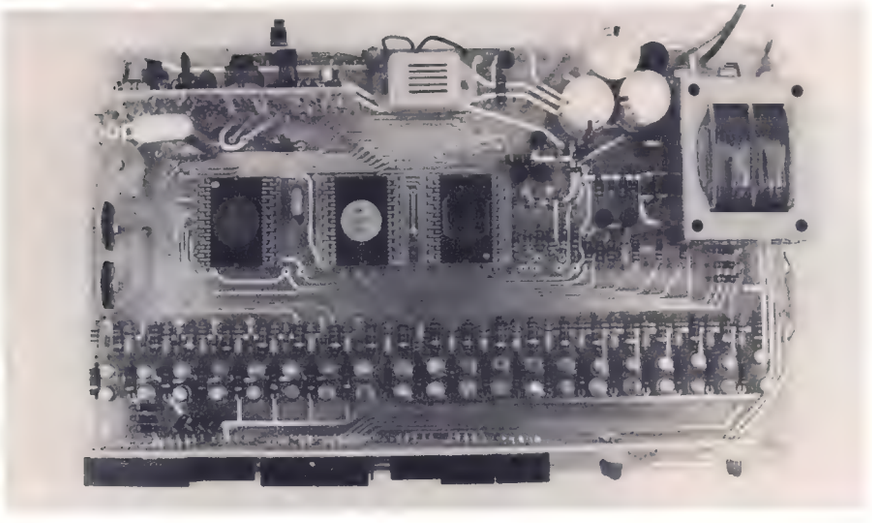


Bild 5. Und so sieht die fast vollständig bestückte Uhr aus. Unten die Anzeigeplatine, links oben die Empfängerplatine, darüber die Schalterplatine. Die Drucktastenplatine fehlt noch rechts unten

Scheibenwischer-Intervallschaltungen haben heute bereits eine weite Verbreitung gefunden, da sie bei geringem Regen oder Nebel große Vorteile bieten. Die nachfolgende Bauanleitung zeigt, wie sich eine solche Schaltung mit der Scheibenwaschanlage kombinieren läßt: Nach jeder Betätigung der Waschpumpe schaltet sich der Wischer kurz ein.

Martin Weitzel

Scheibenwischer-Intervallschaltung mit Waschautomatik

Schaltungsvorschläge für elektronische Intervallschalter finden sich heute fast in jedem Bastelbuch. Auch „Wisch-Wasch-Steuerungen" wurden schon elektronisch realisiert. Um die Besonderheiten des hier vorgestellten Gerätes zu erläutern, soll kurz die Problemstellung angegeben werden, aus der heraus die Entwicklung erfolgte.

Die Vorteile eines Scheibenwischer-Intervallbetriebes bei geringem Regen oder Nebel sind hinreichend bekannt. In vielen (auch Mittelklasse-) Autos funktioniert die Scheibenwaschanlage noch mit der „Gummiballpumpe". Eine elektrische Waschpumpe ist dagegen unbestreitbar wirkungsvoller. Eine automatische Scheibenwischereinschaltung nach der Wascherbetätigung ist sinnvoll und erhöht die Verkehrssicherheit. Allerdings muß die Einschaltdauer des Scheibenwischers hierbei deutlich länger sein als die Wischzyklen im Intervallbetrieb.

In manchen Situationen ist ein „Scheibenwischerkurzbetrieb" (ein bis zwei Zyklen ohne Waschaktion) wünschenswert, der manuell ausgelöst werden kann, z. B. wenn ein überholendes Fahrzeug die Frontscheibe verschmutzt und dem Fahrer plötzlich die Sicht genommen wird. Das gilt vor allem für einige Wagentypen, bei denen der Scheibenwischerschalter, insbesondere mit angelegtem Sicherheitsgurt, nur schwer zu erreichen ist. (Bei 80 km/h bedeuten 1,5 s ohne Sicht schon 33 m „blind" gefahrene Strecke.)

Für die Scheibenwaschanlage und den Scheibenwischerkurzbetrieb soll ein gemeinsamer Taster verwendet werden. Dieser läßt sich meist relativ einfach im unmittelbaren Zugriffsbereich des Fahrers unterbringen (z. B. am Blinkerhebel). Praktisch bewährt hat sich hierbei eine leichte Verzögerung (etwa 0,3 s) der Waschaktion und Auslösung der Wischaktion beim Loslassen des Betätigungstasters, d. h.: kurzes Antippen – Scheibenwischerkurzbetrieb; längere Betätigung – Scheibenwaschen mit nachfolgendem Wischerbetrieb; die erforderliche Verlängerung der Scheibenwischereinschaltdauer gegenüber dem „Kurzbetrieb" oder dem „Intervallbetrieb" (s.o.) wird auf elektronischem Weg erreicht.

Das Blockschaltbild (*Bild 1*) veranschaulicht nochmals die Wirkungsweise des Gerätes.

Die Schaltung

Unter dem Gesichtspunkt eines möglichst geringen Aufwandes und einer hohen Nachbausicherheit spricht vieles für die Verwendung integrierter Schaltungen. Im vorliegenden Gerät wurde der Baustein CD 4093 B eingesetzt. Dieser ist nicht nur preiswert und leicht beschaffbar, die CMOS-Technik bietet auch noch andere Vorteile: weiter Temperaturbereich, große Störsicherheit (beides ist wichtig in der Kfz-Elektronik). Der hohe Eingangswiderstand erfordert nur geringe Kapazitäten in den Verzögerungs- und Multivibratorschaltungen. Die IS enthält vier NAND-Gatter mit je zwei Eingängen, die Schmitt-Trigger-Charakteristik haben.

Mit *Bild 2* soll zunächst das Prinzip eines mono-/astabilen Multivibrators aus Logikgattern veranschaulicht werden. Zur Erklärung des monostabilen Verhaltens dient der linke Teil des Impulsdiagramms (*Bild 3*). Ausgehend vom „stabilen" Zustand (I), charakterisiert durch $u_A = H$, gehe u_C (Triggerspannung) von H auf L (II). Dann wird $u_B = H$ und $u_A = L$. Dadurch zieht der noch ungeladene Kondensator C_r u_D nach L, so daß auch nach Verschwinden der Anregung (u_C wird wieder H, IIIa) der „metastabile" Zustand, charakterisiert durch $u_A = L$, erhalten bleibt. Die Spannung u_1 lädt über R_r nun C_r auf, die Spannung u_D steigt. Überschreitet u_D die Schwellenspannung des NAND-Einganges, so geht u_B nach L und u_A nach H. C_r behält im Umschaltmoment seine Spannung bei, so daß der LH-Sprung von u_A in voller Höhe auf u_D übertragen wird, wodurch der Umschaltvorgang unterstützt wird. Für die Dauer des metastabilen Zustandes ist neben R_r und C_r auch u_1 von entscheidender Bedeutung. Eine niedrigere Spannung u_1 bewirkt einen längeren metastabilen Zustand, da C_r langsamer aufgeladen wird (dies ist ebenfalls im Impulsdiagramm wiedergegeben, IIIb).

Die Anordnung in Bild 2 wird zum astabilen Multivibrator, wenn Schalter

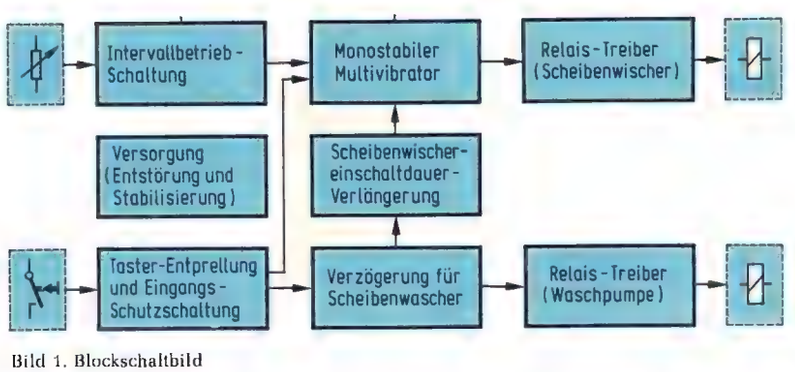
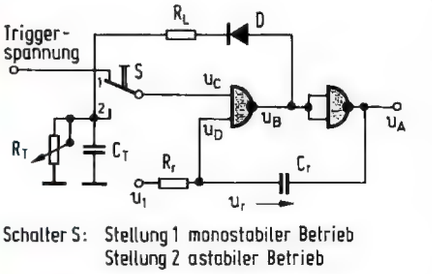


Bild 1. Blockschaltbild



Schalter S: Stellung 1 monostabiler Betrieb
Stellung 2 astabiler Betrieb

Bild 2. Prinzip des mono-/astabilen Multivibrators

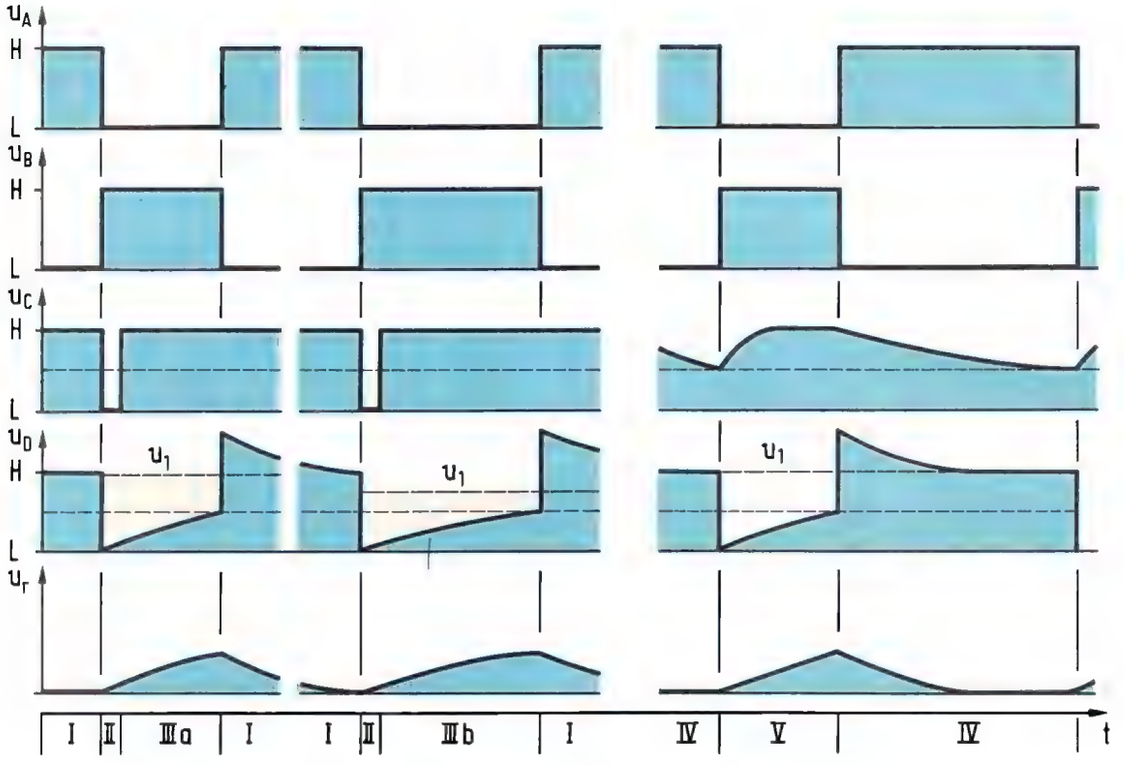


Bild 3. Impulsdiagramm zu der Schaltung nach Bild 2

S in Stellung 2 steht. Im Zustand $u_A = H$ sei C_T geladen (IV, im rechten Teil des Impulsdiagramms aus Bild 3) und entlädt sich über R_T. Unterschreitet u_C die Schwellenspannung, so geht u_A (wie oben beschrieben) nach L (V). Über D und R_L (der klein gegenüber R_T sein muß) wird C_T wieder nachgeladen, so daß nach Ablauf des Zustandes $u_A = L$ wieder die Anfangsbedingungen bestehen.

Die Gesamtschaltung

Nach diesen Erläuterungen wenden wir uns der Gesamtschaltung zu (*Bild* 4). Bei Betätigung des Tasters S 1 wird der Eingang von N 1 auf L gelegt. D 1, D 6, R 1, R 2 und C 1 bilden eine Schutzbeschaltung. Am Ausgang von N 1 steht dann ein „entstörtes" H-Signal zur Verfügung. Dieses wird direkt und zusätzlich über R 3 und C 2 auf die Eingänge von N 2 gegeben. Mit einer von R 3 und C 2 abhängigen Verzögerung geht der Ausgang von N 2 nach L und schaltet über eine Treiberstufe (T 1, T 2) das Waschrelais ein. Beim Loslassen von S 1 geht auch der Ausgang von N 1 auf L und schaltet über die direkte Verbindung zu N 2 sofort das Waschrelais ab (d. h. die Waschpumpe wird zwar mit Verzögerung eingeschaltet, aber *ohne* Verzögerung abgeschaltet).

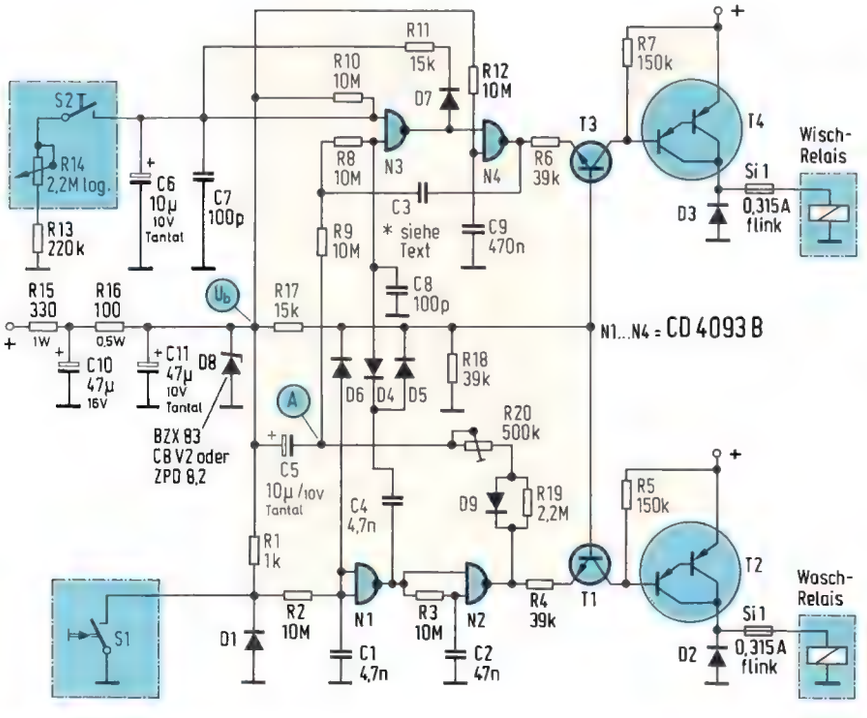


Bild 4. Gesamtschaltbild der Steuerung

Die Gatter N 3 und N 4 bilden einen mono-/astabilen Multivibrator. Der Ausgang von N 2 steuert im L-Zustand über eine Treiberstufe (T 3, T 4) das Wischrelais an. Der monostabile Multivibrator wird durch die negativen Impulsflanken vom Ausgang des Gatters N 1 über C 4 und D 4 getriggert (die Triggerung erfolgt gegenüber Bild 2 am anderen NAND-Eingang). Ist S 2 geschlossen, so arbeiten N 1 und N 2 im astabilen Betrieb (Intervallsteuerung).

Für die Dauer des L-Zustandes am Ausgang von N 4 ist die Spannung am Punkt A maßgebend. Im Ruhezustand ist C 5 über R 19 und R 20 entladen. Die Spannung an A ist also identisch mit U_b. Beim Waschbetrieb wird C 5 über D 9 und R 20 aufgeladen, die Spannung

an A sinkt, die Dauer des anschließenden Wischerbetriebes wird verlängert.

Die Versorgungsspannung der Schaltung (U_b) wird über R 15, C 10, R 16 und C 11 sowie D 8 entstört und stabilisiert. Die Treiberstufen für die Relais erhalten die volle Bordspannung.

Die Schaltung wurde so entworfen, daß sie beim Anlegen der Betriebsspannung in einen genau definierten Anfangszustand geht, bei dem keines der beiden Relais angesteuert wird. Hierzu dienen auch R 12 und C 9; C 7 und C 8 sind zum Schutz vor Störimpulsen notwendig.

Der Aufbau

Die gesamte Schaltung befindet sich mit Ausnahme von R 14, S 2, S 1 und den Relais auf einer Platine (*Bild 5*) der Größe 95 mm x 58 mm. Sämtliche Anschlüsse (Relais, S 1, Betriebsspannung und Masse) befinden sich an einer Platinenlängsseite. Hier sind größere Kupferflächen vorgesehen, auf denen wahlweise Steckstifte, Lötösen, Schraubverbindungen oder die in der Kfz-Elektrik üblichen Flachstecker montiert werden können. S 2 und R 14, die im gleichen Gehäuse wie die Platine untergebracht werden, haben Anschlußpunkte auf der Platinenlötseite. Ferner sind dort drei Kupferflächen vorhanden, auf die M-3-Muttern zur Platinenbefestigung im Gehäuse aufgelötet werden können.

Die Reihenfolge der Bestückung (*Bild 6*) ist beliebig, lediglich die IS sollte zuletzt (unter Verwendung einer Fassung) in die Platine eingesetzt werden.

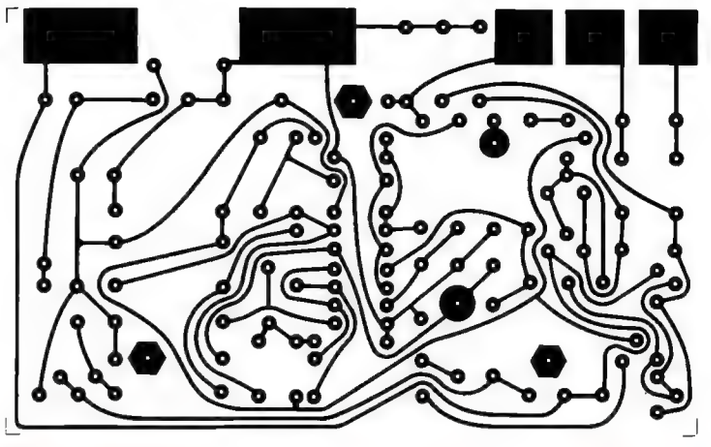
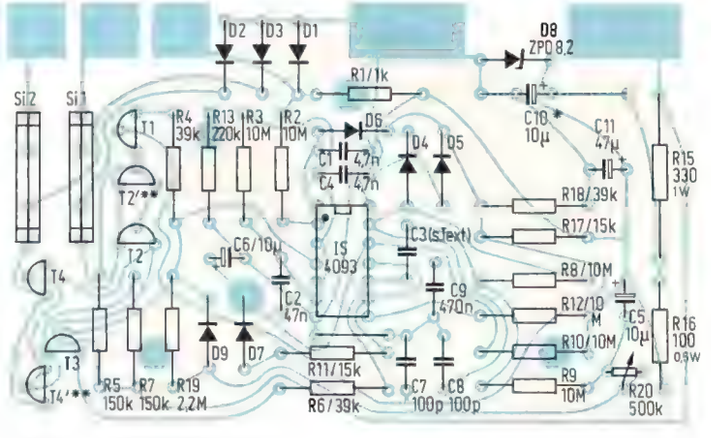


Bild 5. Passende Platine



* wahlweise stehend oder liegend
** entfällt bei Verwendung der Darlingtontransistoren

Bild 6. Bestückungsplan zu Bild 5

Mögliche Variationen

Mit C 3 kann die Wischzykluszeit den Erfordernissen angepaßt werden. Näherungsweise gilt: 100 nF pro Sekunde Wischereinschaltzeit. Mit den angegebenen Werten für R 14 und C 6 erreicht man eine maximale Intervallwiederholungszeit von etwa 30 s. Durch R 20 kann der Einfluß der Waschzeit auf die nachfolgende Wischzeit der Wirksamkeit des Scheibenwaschers entsprechend eingestellt werden. Die maximale Wischzeit beträgt etwa 30 s, reicht dies nicht aus, kann C 5 vergrößert werden.

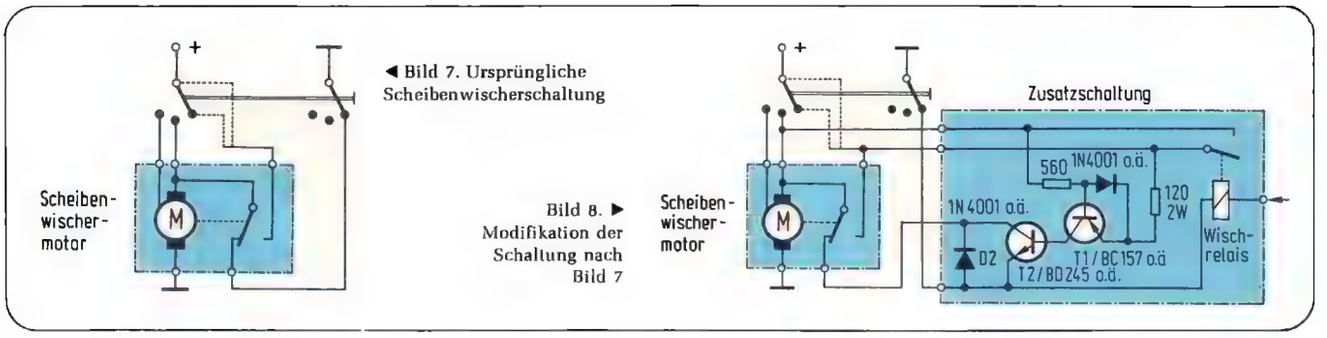
Für die Dioden und Transistoren enthält die *Tabelle* eine Anzahl gleichwertiger Typen. Die Darlingtontransistoren können bei Beschaffungsschwierigkeiten durch je zwei einzelne Transistoren ersetzt werden (in der Platine ist das wahlweise vorgesehen, an den Stellen X und Y müssen dann die Leiterbahnen aufgetrennt werden). Die Relais dürfen maximal 315 mA aufnehmen (s. a. unten).

Äquivalenz-Tabelle

Position	im Mustergerät verwendet	gleichwertige Typen
D 1, D 2, D 3 D 4, D 5, D 6	1 N 4001	1 N 4002...1 N 4006; 1 N 440 B; 1 N 5215
D 7, D 9	1 N 914	1 N 4148; BAY 17; BAY 18; BAY 19; BAW 75
T 1, T 3	BC 171 A	BC 107...109; BC 147...149; BC 167...169; BC 182
T 2, T 4	BC 516	2x BC 231 (Darlingtonschaltung)

Anschluß an die Kfz-Elektrik

Für die Waschpumpensteuerung reicht ein Relais mit einem Arbeitskontakt aus. Die Wischersteuerung ist etwas schwieriger. Normalerweise ist der Wischermotor im Ruhezustand nämlich über einen internen Schaltkontakt kurzgeschlossen (Motorbremse). Würde man einfach parallel zum vorhandenen Schalter einen weiteren Kontakt legen, wäre ein Kurzschluß die Folge. Zuvor muß die Motorüberbrükkung aufgehoben werden (dies tut der normale Scheibenwischerschalter auch), d. h. das Wischrelais braucht einen Arbeits- und einen Ruhekontakt. Die Schaltcharakteristik muß so sein, daß der Ruhekontakt öffnet, bevor der Arbeitskontakt schließt. Man sollte in jedem Fall vor dem Einbau den elektri-



◀ Bild 7. Ursprüngliche Scheibenwischerschaltung

Bild 8. ▶ Modifikation der Schaltung nach Bild 7

schen Schaltplan des Autos eingehend studieren! Eine Universalanleitung kann wegen der Vielzahl der möglichen Schaltungsvarianten leider nicht gegeben werden.

Beim Einbau in das Kfz muß sehr sorgfältig vorgegangen werden, da die ordnungsgemäße Funktion von Scheibenwischer und Scheibenwascher für die Verkehrssicherheit nicht unbedeutend ist.

Läßt es sich nicht umgehen, das Gerät im Kniebereich zu montieren, muß eine nachgiebige Befestigung verwendet werden (der Verfasser verwendete einen relativ leicht verformbaren U-förmigen Bügel aus einem 10 mm breiten Streifen Alu-Blech von 0,8 mm Stärke).

Der Taster S 1 wird im unmittelbaren Handbereich des Fahrers angebracht, am besten am Blinkerhebel. Hier muß meist etwas improvisiert werden; der Autor fertigte z. B. aus einem Stück Alu-Rohr einen neuen Blinkerhebel an, an dessem Ende sich, in der Kunststoffummantelung einer Hirschmann-Prüfspitze leicht versenkt, ein Miniaturtaster befindet.

Es hat sich gezeigt, daß Relais für die Kfz-Elektrik mit getrenntem Ruhe- und Arbeitskontakt nur schwer erhältlich sind. Zunächst sollte ein vollelektronischer Ersatz entworfen werden, was aber zugunsten einer sehr unkomplizierten Lösung, bestehend aus der Kombination eines (leicht erhältlichen) Relais mit einem Arbeitskontakt und einer elektronischen Motorbremse, aufgegeben wurde. Die Modifikation der häufig anzutreffenden Wischerschaltung nach *Bild 7* zeigt *Bild 8*. Da die Zusatzelektronik ohnehin drei von vier Anschlüssen mit dem Relais gemeinsam hat, ist es sinnvoll, beides zusammen in ein kleines Gehäuse einzubauen, das nahe dem Wischermotor montiert wird.

Hans-Peter Barthelt

Die modernen Scheibenwaschanlagen mit elektrischer Pumpe benötigen so viel Wasser, daß hierbei häufig das Scheibenwaschwasser versiegt; denn wer schaut schon regelmäßig nach dem Waschwasser...

Kontaktlose Füllstandsanzeige

Um über den jeweiligen Füllstand informiert zu sein, wurde eine rein elektronische Anzeige entwickelt, die rechtzeitig signalisiert, wenn die Scheibenwaschflüssigkeit aus dem Reservebereich entnommen wird und ein baldiges Auffüllen der Anlage nötig ist.

Ein Meßheißleiter hat die Eigenschaft, in der Luft eine andere, höhere Temperatur anzunehmen als im Wasser, obwohl in beiden Fällen der Heißleiter von gleichem Strom durchflossen wird. Der Meßheißleiter K 17 (2,5 kΩ) von Siemens wird in Luft etwa 200 °C heiß, wenn er mit seiner maximal zulässigen Verlustleistung betrieben wird, während er bei sonst gleichen elektrischen Bedingungen im Wasser in erster Näherung nur die Wassertemperatur annimmt. Dementsprechend ändert sich der Spannungsabfall am Meßheißleiter.

Ein schnelleres Aufheizen und damit eine geringere Trägheit der Anzeige erhält man, wenn der Meßfühler mit eingeprägtem Strom betrieben wird. An die Konstanz dieser Stromquelle werden keine allzu hohen Ansprüche gestellt, weil nur die beiden Zustände Meßfühler hochohmig oder niederohmig interessieren, nicht der absolute Widerstandswert.

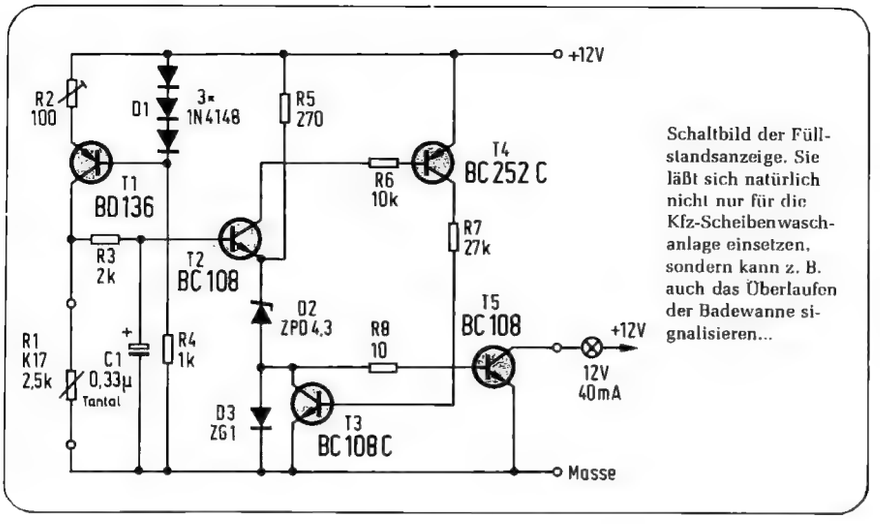
Wie aus der Schaltung nach dem *Bild* hervorgeht, besteht die Konstantstromquelle aus dem PNP-Transistor T 1, drei Dioden (hier zusammenfassend mit D 1 bezeichnet), dem Widerstand R 4 und dem Einstellpoti R 2.

Mit Hilfe von R 2 wird der Kurzschlußstrom von T 1 auf 20 mA eingestellt.

Die Wahl des BD 136 hat rein mechanische Gründe. Während andere verwendbare Transistoren (z. B. BC 252) sicherheitshalber einen Kühlstern benötigen und somit empfindlich werden gegen Schwingungen und Erschütterungen, wie sie in einem Kraftfahrzeug unvermeidbar sind, kann der BD 136 am Gehäuse isoliert befestigt werden.

Als Diskriminator für die Heißleiterzustände hoch- bzw. niederohmig wird mit den Transistoren T 2, T 3 und T 4 ein rückgekoppelter Verstärker gebildet, der eine ähnliche Hysterese aufweist wie ein Schmitt-Trigger, jedoch ohne Stabilisierung auskommt. Zum Ansteuern der Anzeigelampe dient der Transistor T 5.

Taucht der Heißleiter in Wasser, so ist der Spannungsabfall an R 1 groß und deshalb die Transistoren T 2, T 3, T 4 leitend und T 5 gesperrt. Um in den anderen Zustand zu gelangen, muß die Spannung am Heißleiter unter einen Wert absinken, der sich zusammensetzt aus den Spannungsabfällen an den



Schaltbild der Füllstandsanzeige. Sie läßt sich natürlich nicht nur für die Kfz-Scheibenwaschanlage einsetzen, sondern kann z. B. auch das Überlaufen der Badewanne signalisieren...

Dioden D 2, D 3 und dem Spannungsabfall an der Basis-Emitter-Strecke von T 2, dann erst wird T 2 gesperrt und folglich auch T 3 und T 4. Da die Kollektor-Emitter-Spannung von T 3 um etwa 0,2 V kleiner ist als die Durchlaßspannung von D 3, ist der Spannungsabfall am Heißleiter, der die Anzeigelampe zum Erlöschen bringt, um 0,2 V kleiner als der Spannungsabfall, der die Anzeigelampe einschaltet. Diese geringe Hysterese genügt, um Zwischenzustände des Diskriminators zu vermeiden, die zu einem mehr oder weniger schwachen Glimmen der Anzeigelampe führen könnten.

Der Kondensator C 1 soll eventuelle hochfrequente Störspannungen durch die Zündung oder ähnliches am Eingang des Anzeigeverstärkers kurzschließen.

Bis auf die Einstellung von R 2, mit dem der Heißleiterstrom eingestellt werden muß, ist die Dimensionierung der übrigen Widerstände und Transistoren in weiten Bereichen unkritisch.

Bei der angegebenen Dimensionierung arbeitet die Schaltung in einem Bereich zwischen 7 V und 20 V. Falls es gewünscht wird, statt des Auftauchens des Meßheißleiters aus der Flüssigkeit das Eintauchen anzuzeigen, muß die Basis von T 5 statt am Kollektor von T 3 über einen 10-kΩ-Widerstand an den Kollektor von T 4 angeschlossen werden.

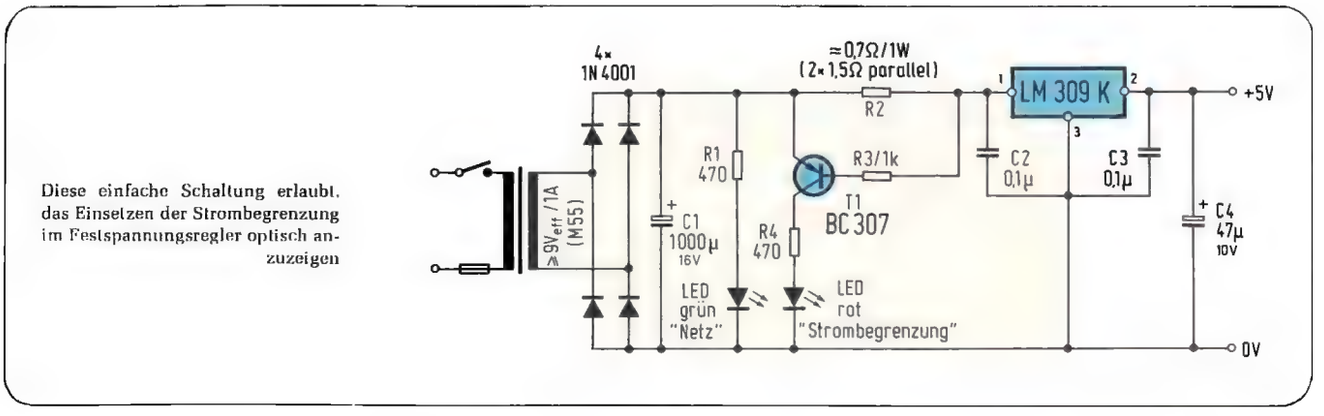
Die gesamte Schaltung wurde auf einer Lochrasterplatte aufgebaut und findet in einem Teko-Gehäuse der Größe A 1 Platz. Der Meßheißleiter darf erst angeschlossen werden, nachdem der Kurzschlußstrom eingestellt wurde, da der Heißleiter sonst bei zu hohem Strom zerstört wird.

Damit an den Anschlußdrähten des Heißleiters beim Eintauchen in das Wasser keine Elektrolyse entsteht, bei der erstens Knallgas entsteht und zweitens die Anschlußdrähte korrodieren, wird der Meßwiderstand mit einem Tropfen Zweikomponentenkleber (z. B. Stabilit) in ein passendes Messingröhrchen geeigneter Länge wasserdicht eingeklebt. Die Spitze des Meßwiderstands sollte etwa 5 mm aus dem Rohr herausragen. Die Stromzuführung erfolgt über eine dünne zweipolige Litze innerhalb des Rohres. Es ist unbedingt darauf zu achten, daß die stromzuführende Litze keine Zugspannung auf die Anschlußdrähte des Heißleiters überträgt, da dieser sonst zerstört würde.

Der Meßfühler sollte so in dem Wasservorratsgefäß befestigt werden, daß die Heißleiterspitze dann aus dem Wasser auftaucht, wenn der Waschwasservorrat bis auf ein Viertel verbraucht ist. Die Spitze des Meßfühlers darf nicht die Gefäßwand berühren, da dies zu Anzeigefehlern führen würde.

Kurzschlußanzeige für Stromversorgung mit Festspannungsregler

Die in den letzten Jahren auf den Markt gekommenen integrierten Regler für feste Spannungen ermöglichen in einfacher Weise den Bau von Stromversorgungen mit hochwertigen Eigenschaften. Benutzt man ein solches Netzteil zum Betrieb von Experimentieraufbauten, erweist sich die in der Regler-IS enthaltene Strombegrenzung als sehr nützlich, denn erfahrungsgemäß kommt es oft vor, daß durch Fehler in der Versuchsschaltung Kurzschlüsse auftreten. Um einen Fehler sofort zu signalisieren, kann man in ein solches



Diese einfache Schaltung erlaubt, das Einsetzen der Strombegrenzung im Festspannungsregler optisch anzuzeigen

Netzteil mit nur wenigen zusätzlichen Bauteilen eine Kurzschlußanzeige einbauen.

Als Beispiel ist im *Bild* ein 5-V/1-A-Netzteil beschrieben, welches zur Versorgung von Versuchsschaltungen mit TTL-IS eingesetzt wird.

Zwischen Siebelko und Spannungsregler liegt die Kurzschlußanzeigeschaltung. Die Funktion ist sehr einfach: Überschreitet der Strom durch R2 (der mit dem Ausgangsstrom fast identisch ist) einen Wert, der einen Spannungsabfall erzeugt, welcher mindestens die Flußspannung der Basis-Emitter-Strecke von T1 erreicht (0,7 V), beginnt dieser Transistor zu leiten. Bei weiterem Stromanstieg kommt der Transistor schnell in die Sättigung, so daß ein Strom im Kollektorkreis fließt, der durch R4 auf einen Wert begrenzt wird, der nötig ist, um die rote LED zum Leuchten zu bringen. R3 ist ein Schutzwiderstand für die Basis des Transistors.

Die Strombegrenzungsanzeige setzt etwas früher ein, als die Begrenzerwirkung der IS; man wird damit schon etwas vor Erreichen eines Stromwertes gewarnt, bei dem die Spannung abzusinken beginnt. Die Spannung an den Eingangsklemmen des Spannungsreglers darf einen Minimalwert nicht unterschreiten (beim LM309K etwa 7 V). Bei der Dimensionierung des Netzrafos muß man deshalb darauf achten, daß der maximale Spannungsabfall an R2 (etwa 1 V) zur minimalen Eingangsspannung hinzugerechnet wird. Unter Berücksichtigung der Spannungsabfälle in Flußrichtung des Brückengleichrichters muß der Transformator auf der Sekundärseite mindestens 9 V bei Vollast (1 A) liefern.

Die Anzeigeschaltung ist bei entsprechender Dimensionierung auch mit anderen Reglertypen zu betreiben; bei negativen Spannungen ist für T1 ein NPN-Typ einzusetzen und die LED umzupolen.

Ing. (grad.) Peter von Bechen

Schaltungskniff

FSK-Demodulator

Zur Aufzeichnung von Mikrocomputer-Programmen auf Kassettenrecorder, zur Datenübertragung per Telefon oder für Funkfernschreiben verwendet man meist das sogenannte FSK-Verfahren, auf Neuhochdeutsch „Frequency Shift Keying". Die digitalen Werte 0 und 1 werden dabei als zwei Tonfrequenzen übertragen, die um einige hundert Hertz differieren. Welcher Code verwendet wird, z. B. ASCII oder Baudot, spielt dabei zunächst keine Rolle; als Übertragunggeschwindigkeit bei ASCII-Funkfernschreiben haben sich allerdings 110 Baud (Bit pro Sekunde) und im Baudot-Code 45,45 Baud eingebürgert.

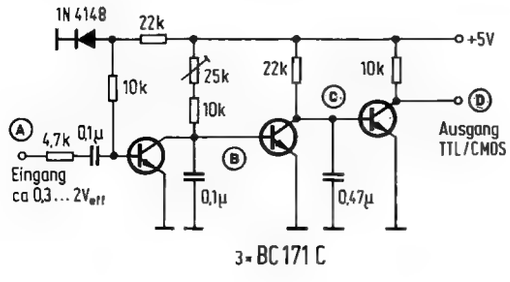
Die nachfolgend beschriebene Schaltung (*Bild 1*) eignet sich für Geschwindigkeiten bis etwa 600 Baud und zeichnet sich in erster Linie durch den extrem geringen Bauelemente-Aufwand aus. Sie ermöglicht die Demodulation des FSK-Signals, d. h. die Rückverwandlung der übertragenen Nf-Töne (z. B. 1275 Hz und 2125 Hz) in ein TTL- und CMOS-kompatibles Digitalsignal, das z. B. einem Fernschreiber oder einem Terminal zugeführt werden kann.

Die Anordnung mit nur drei Transistoren wirkt als Frequenzdiskriminator: Wenn die Eingangsfrequenz höher als ein bestimmter, mit einem Trimmpoti abgleichbarer Wert (z. B. 1,7 kHz) ist, so ist der Ausgangspegel Low; andernfalls ist er High. Um Nf-Anteile auf dem Ausgangssignal zu vermeiden, darf die niedrigste der beiden FSK-Frequenzen nicht unter etwa 800 Hz liegen; andernfalls ist der 0,47-µF-Kondensator entsprechend zu erhöhen.

Ein praktischer Versuch zeigte erstaunlicherweise, daß diese einfache Schaltung bei der Aufnahme von Programmen mit 110 Baud auf einem üblichen Kassettenrecorder eine geringere Fehlerquote zeigte als eine PLL-Demodulatorschaltung mit der IS NE 567, die auf die höhere der beiden FSK-Frequenzen abgestimmt war. Dies ist vor allem auf die wesentlich geringere Empfindlichkeit der Transistorschaltung gegenüber Phasenschwankungen des Nf-Signals zurückzuführen, die z. B. von dem unvermeidlichen Schlupf des Bandes hervorgerufen werden können.

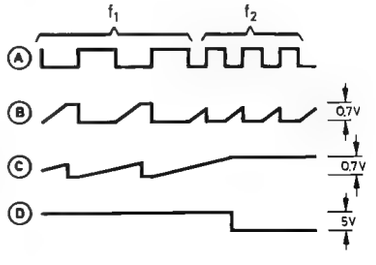
Der Impulsplan (*Bild 2*) macht deutlich, wie das Ganze funktioniert.

Herwig Feichtinger



◀ Bild 1. So sieht der Einfachst-FSK-Demodulator aus. Die eingekreisten Buchstaben beziehen sich auf den Impulsplan

Bild 2. ▶ Impulsplan. Der Übersichtlichkeit halber wurde als Eingangssignal eine Rechteckspannung angenommen; mit Sinussignalen geht's aber auch



Ing. (grad.)
Peter von Bechen

Der hier beschriebene Impulsgenerator ist so ausgelegt, daß er bei vielen Meßaufgaben im Labor eingesetzt werden kann. Das Gerät hat einen kurzschlußfesten 50-Ω-Ausgang mit maximal 10 V Leerlaufamplitude und TTL-kompatible Steuereingänge. Die Periodendauer läßt sich zwischen 1 µs und 1 s, die Pulsdauer zwischen 0,1 µs und 0,1 s einstellen, wobei ein Tastverhältnis von mehr als 1 durch eine LED angezeigt wird.

Impulsgenerator mit TTL-Schaltungen

Mit einer Taste kann ein Einzelimpuls ausgelöst werden. Für den Ausgang sind die Betriebsarten NICHTINVERTIERT, INVERTIERT, RECHTECK möglich. Ungefähr 100 ns vor Beginn des Ausgangsimpulses kann am PRE-PULSE-Ausgang ein Impuls entnommen werden, der z. B. die Triggerung eines Oszilloskops auslöst.

Der Funktionsablauf

Im *Bild 1* ist der Zusammenhang zwischen den einzelnen Funktionsblöcken dargestellt. Der Periodendauergenerator erzeugt Impulse, deren zeitlicher Abstand von der gewählten Periodendauer bestimmt wird. Das Tastverhältnis beträgt am Ausgang dieser Stufe 0,5, unabhängig von der eingestellten Frequenz. Die Triggerimpulse werden ebenfalls hier erzeugt.

Die im Periodendauergenerator erzeugten Impulse gelangen zur Pulsdauerstufe, wenn der Betriebsartumschalter in der Stellung „Pulsgenerator" steht. Dort werden Impulse einstellbarer Dauer erzeugt. In der Schalterstellung „Extern" werden diese Impulse von einem außen anliegenden Steuersignal ausgelöst, bei „Single Shot" wird durch Tastendruck ein Einzelpuls erzeugt. Ein weiterer Steuereingang („Gate") erlaubt das Sperren der Impulsauslösung durch ein äußeres Signal.

Die Tastverhältnis-Überwachung prüft, ob zu Beginn einer neuen Impulsauslösung noch der vorhergehende Impuls läuft und zeigt dies mit einer LED an.

Es stehen drei mögliche Ausgangssignale zur Verfügung: Rechteck aus der Teilerstufe, nichtinvertiertes Signal und invertiertes Signal, beide aus der Pulsdauer-Monoflopstufe. Das jeweils auf die Ausgangsverstärkerstufe geschaltete Signal wird dort auf einen einstellbaren Pegel bei definiertem Innenwiderstand umgesetzt.

Die Schaltung

Die Gesamtschaltung zeigt *Bild 2*. Aber sehen wir uns doch die einzelnen Funktionsblöcke einmal etwas näher an:

Der Periodendauergenerator

Die Schaltung dieser Stufe basiert auf der in [1] angegebenen Oszillatorschaltung. Die monostabile Kippstufe U1A wird nach Ablauf der durch die RC-Beschaltung vorgegebenen Zeit durch die aufsteigende Flanke am $\overline{Q}$-Ausgang erneut getriggert. Die Impulsdauer wird periodisch wiederholt, nur unterbrochen von einem sehr kurzen Impuls, dessen Länge von der Ansprechzeit der Kippstufe bestimmt wird (einige ns). Die Wiederholrate läßt sich durch Umschaltung der zeitbestimmenden Kondensatoren (C 1...6) und kontinuierliches Verstellen des Potentiometers P 1 wählen. Die Dimensionierung der Bauelemente ist so, daß sich die Bereiche am langsameren Ende überlappen.

Die am Umschalter angegebenen Zeiten sind doppelt so lang wie die tatsächlichen Periodendauern des Generators, da dieser auf der doppelten Wiederholfrequenz schwingt.

Der kurze Ausgangsimpuls der Oszillatorstufe triggert die zweite Monoflopstufe U1B, die einen 100-ns-Impuls erzeugt. Mit der Rückflanke eines jeden dieser Impulse wird das JK-Flipflop U2A umgeschaltet, d. h. man erhält an den Ausgängen ein Tastverhältnis von 0,5 unabhängig von der Periodendauer, allerdings mit halber Wiederholrate. Aus diesem Grunde schwingt der Oszillator auf der doppelten Pulsfrequenz.

Mit einer UND-Verknüpfung wird jeder zweite Ausgangsimpuls aus U1B ausgeblendet. Durch Umschaltung (S4C) wird abhängig von der Betriebsart jeweils der Impuls auf den Triggerausgang geschaltet, der vor dem Ausgangsimpuls liegt. Dieser Ausgang ist mit offenem Kollektor, damit er nicht durch versehentliches Kurzschließen nach Masse beschädigt werden kann.

Das Pulsdauer-Monoflop

Das am Ausgang von U2A anstehende Signal kann direkt auf die Endstufe geschaltet werden, wenn ein symmetrisches Rechtecksignal (Tast-

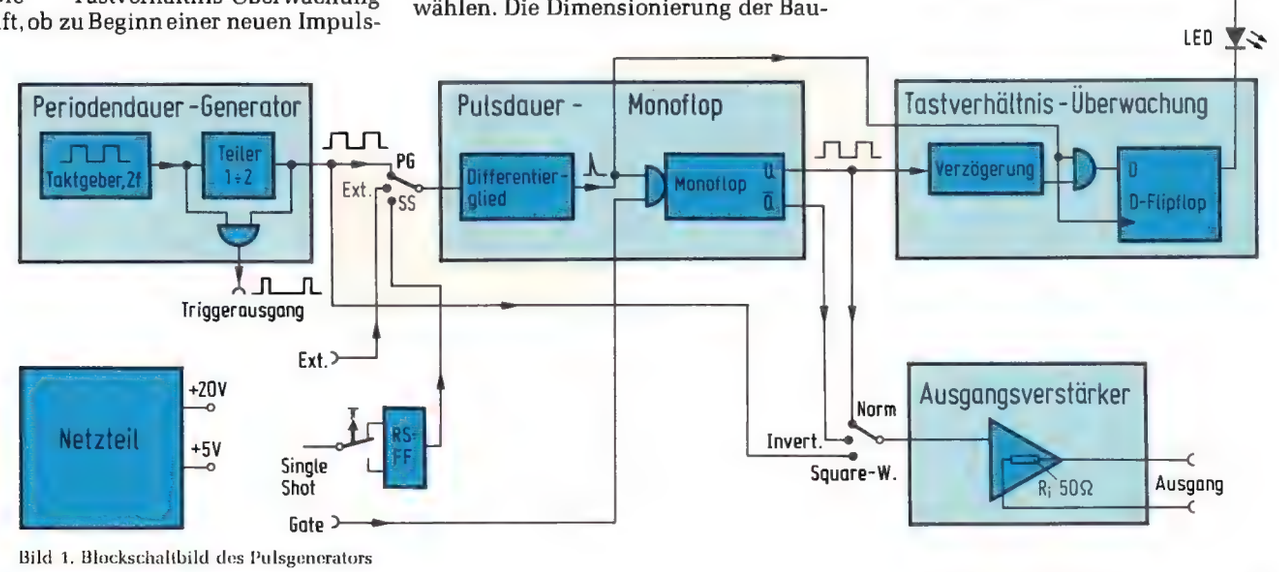


Bild 1. Blockschaltbild des Pulsgenerators

verhältnis 0,5) erzeugt werden soll. Werden andere Tastverhältnisse benötigt, wird der Impuls im Monoflop U3 erzeugt. Damit Tastverhältnisse bis 1 möglich sind, muß für U3 ein retriggerbarer Typ verwendet werden (SN74122).

Das Monoflop benötigt nur einen kurzen Triggerimpuls, der durch Differenzierung der Vorderflanke an C8/R6 erzeugt wird. Der negative Impuls, der bei der Rückflanke entsteht, wird mit D2 abgeschnitten.

Die zeitbestimmenden Bauelemente (C 9...14, P 2) sind so bemessen, daß Impulse von 0,1 µs bis 0,1 s Dauer eingestellt werden können. Das Monoflop U3 kann nicht nur vom internen Periodendauergenerator getriggert werden, sondern auch umschaltbar (S3A) entweder durch ein externes Triggersignal oder mit der Taste „Single Shot". Der Externeingang ist TTL-kompatibel und löst mit der Rückflanke einen Impuls aus. Wenn die Auslösung mit der Vorderflanke gewünscht wird, muß das Signal hinter U6A noch invertiert werden (in U6 ist noch ein Inverter frei). Der Gate-Eingang sperrt die Triggerung des Monoflops U3, wenn ein TTL-kompatibles Low-Signal anliegt.

Die Tastverhältnis-Überwachung

Um den Benutzer des Pulsgenerators darauf aufmerksam zu machen, daß der Ausgangsimpuls ein Tastverhältnis > 1 aufweist, d. h., daß die Pulsdauer länger als die Periodendauer ist, wurde eine Überwachungseinrichtung vorgesehen. Mit einem Nand-Gatter (U 5) wird festgestellt, ob der Ausgangsimpuls von U 3 und der Taktimpuls gleichzeitig auftreten. Der Taktimpuls ist ungefähr 15 ns lang; der Ausgangsimpuls von U 3 muß deshalb noch etwas (10 ns) verzögert werden, damit die Koinzidenz nicht schon mit dem auslösenden Triggerimpuls, sondern erst mit dem nächstfolgenden auftritt (wenn der Ausgangsimpuls dann noch ansteht). Das als D-Flipflop geschaltete JK-Flipflop U 2 B speichert das Ergebnis der Abfrage für die nächste Taktperiode. An dessen Ausgang zeigt über das Gatter U4C eine LED den Zustand an. Der zweite Eingang dieses Gatters gibt die Anzeige nur in der Betriebsart Pulsgenerator frei, weil sich in anderen Betriebsarten undefinierte Anzeigezustände ergeben können.

Der Ausgangsverstärker

Der Ausgang des Impulsgenerators sollte folgende Eigenschaften aufweisen: kurze Anstiegs- und Abfallzeiten, Unempfindlichkeit gegen Kurzschluß und Einspeisung von außen, definierte Ausgangsimpedanz von 50 Ω, kontinuierlich einstellbare Amplitude von 0...10 V (Leerlauf). Diesen Anforderungen wird diese Schaltung trotz des relativ geringen Aufwandes gerecht. T 2 arbeitet als geschaltete Konstantstromquelle; durch ungesättigten Betrieb werden kleine Schaltzeiten erreicht. Auf R 16 wird ein Strom von maximal 200 mA geschaltet. Der Treiber U6E schaltet mit seinem Open-Kollektor-Ausgang den Basis-Spannungsteiler

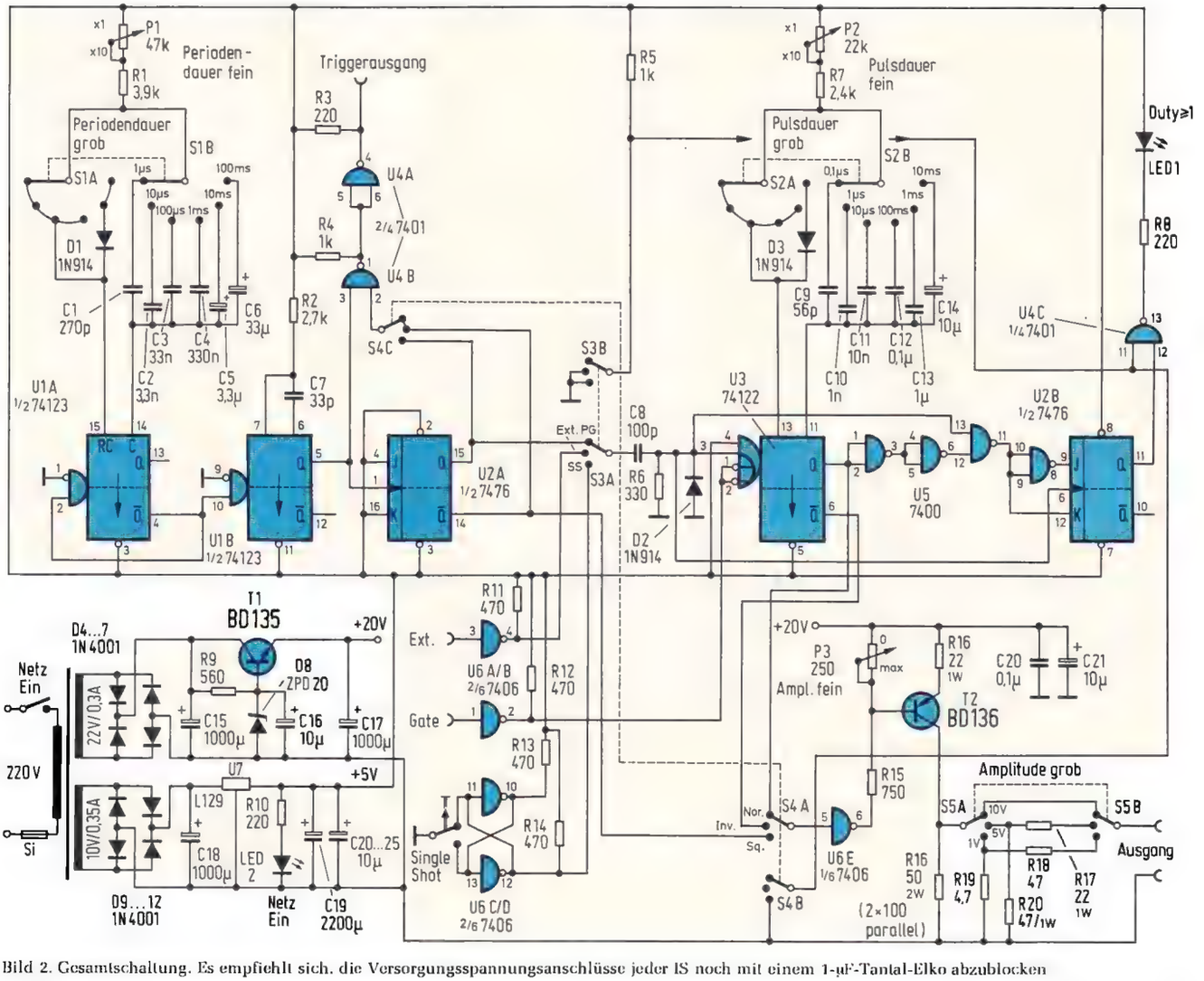


Bild 2. Gesamtschaltung. Es empfiehlt sich, die Versorgungsspannungsanschlüsse jeder IS noch mit einem 1-µF-Tantal-Elko abzublocken

nach Masse und ermöglicht TTL-Ansteuerung. Weil die Konstantstromquelle einen (theoretisch) unendlich hohen Innenwiderstand hat, ist an der Ausgangsbuchse nur R 16 wirksam. Der umschaltbare Ausgangsabschwächer ist so bemessen, daß er zur Ausgangsbuchse hin einen konstanten Innenwiderstand hat.

T 2 muß ausreichend gekühlt werden, damit auch bei Kurzschluß oder Einspeisung einer negativen Spannung die auftretende Verlustleistung keine unzulässig hohe Sperrschichttemperatur erzeugt. Die Höhe der maximalen Fremdspannung am Ausgang hängt von der maximalen Verlustleistung und Spannungsfestigkeit des Transistors T 2 ab.

Das Stromversorgungsteil

Das Netzteil stellt die benötigten Betriebsspannungen zur Verfügung. Die TTL-Schaltungen werden durch einen integrierten Spannungsregler versorgt. Zur Unterdrückung von Störungen ist in der Nähe einer jeden IS ein 10-µF-Tantal-Elko vorzusehen. Der Ausgangsverstärker benötigt 20 V; diese werden durch einfache Serienstabilisierung mit D 8 und T 1 erzeugt. Auf gute Siebung ist zu achten, damit das Ausgangssignal nicht durch Netzbrumm gestört wird.

Aufbau und Anwendung

Das Gerät muß in ein stabiles Metallgehäuse eingebaut werden. Das Mustergerät ist in einem kompakten Aluminiumgehäuse von etwa 200 mm x 85 mm x 150 mm untergebracht (Typ Amtron 3008/30). Als Kühlfläche für T 1, T 2 und U 7 wird die Rückwand benutzt. Alle Ein- und Ausgänge sind mit BNC-Buchsen ausgeführt. Als Bauelemente-Träger diente eine Lochrasterplatte.

Die Generatorendstufe ist geeignet, logische Schaltungen in TTL-CMOS- oder ähnlichen Technologien zu betreiben. Die definierte Ausgangsimpedanz von 50 Ω erlaubt den reflexionsfreien Anschluß von 50-Ω-Koaxkabeln, die am Ende mit dem Wellenwiderstand abgeschlossen sind.

Der Triggerausgang triggert normalerweise ein Oszilloskop. Wird auf die positive Flanke getriggert, startet die Strahlablenkung ungefähr 100 ns vor Beginn des Ausgangsimpulses, bei der negativen Flanke unmittelbar bei Beginn des Ausgangsimpulses.

Eine Überlagerung des Ausgangssignals mit einer Gleichspannung („Base Line Shift") ist leicht möglich, wenn man eine weitere, eventuell einstellbare, Konstantstromquelle vorsieht, mit der ein Gleichstrom in R 16 geleitet wird.

Literatur

[1] Texas Instruments, TTL-Kochbuch, Ausgabe 1972, Seite 109.

Die nachfolgende Bauanleitung wendet sich hauptsächlich an diejenigen Leser, die das Digitalthermometer aus FUNKSCHAU 1976, 16/17, als Außen- oder Innenthermometer benutzen. Die nachstehende Schaltung ermöglicht die Speicherung von positiven oder negativen Maximalwerten.

Hartmut Müller

Maximum-Speicher für Digitalthermometer

Funktionsweise

Kernstück des Speichers ist der Komparator 7485 (FLH 431), der zwei 4-Bit-Zahlen miteinander vergleicht und die logischen Funktionen A>B, A=B und A<B ausgibt. So erkennt man auch gleich, daß es nur von dem Komparator abhängt, ob Maxima oder Minima abgespeichert werden sollen. Das in *Bild 1* dargestellte Flußdiagramm zeigt die Arbeitsweise des Speichers.

Die Schaltung

In der eigentlichen Schaltung liegt an den Eingängen von IS 1 (Einerstelle) und IS 6 (Zehnerstelle) immer die aktuelle Information, während der Komparator IS 2 und IS 7 dauernd die gespeicherte mit der Eingangs-Information vergleicht. Der Komparator IS 7 gibt unabhängig von negativer oder positiver Temperatur immer eine der logischen Aussagen A>B, A=B, A<B aus.

In einer Addierstufe (IS 9, IS 10) und einem Dioden-Und-Gatter werden fünf Signale zur Bildung des Speicherimpulses T herangezogen. Die Signale setzen sich, wie aus *Bild 2* ersichtlich, aus dem Taktimpuls Tr 1, dem durch IS 11 a verlängerten Taktimpuls Tr 1, dem „Minusimpuls" Q 6 a, dem Komparatorentscheid A=B oder A>B und dem H-Impuls von IS 11 b am Ausgang Q zusammen. Diese Impulsanzahl war nötig, um eine eindeutige Bestimmung der gewünschten Speicheradresse zu erhalten.

Der Zweck des letzten Impulses (von IS 11 b) besteht darin, daß Störimpulse, die das Thermometer fälschlicherweise negative Temperaturen anzeigen lassen (Q 6 a des Digitalthermometers auf H-Pegel), ohne Bedeutung bleiben. Der Minusimpuls steuert eine Zählkette, bestehend aus 2 x 7493 und 1/2 x 7473, und gibt nach 256 Minusimpulsen das Tor c frei. Gleichzeitig wird über Tor d ein Weiterzählen verhindert.

Der Schalter S 1 gibt über eine UND-ODER-Kombination IS 3, 4, 5 und IS 8, 9 entweder das Eingangs- oder das gespeicherte Signal auf die Anzeige des Digitalthermometers. Dabei leuchtet in Schalterstellung „Speicher" die LED D 4 auf. Über D 5 wird gleichzeitig der Impuls zur Minusanzeige geschaltet. Punkt M ist auf der Platine des Thermometers mit dem gemeinsamen Punkt von D 3 und D 4 zu verbinden.

Aufbau des Gerätes

Um den Speicher mit dem Thermometer zu verbinden, ist es notwendig, auf der Thermometerplatine die Leiterbahnen direkt hinter den Zählerausgängen zu unterbrechen; dies geht recht gut mit einer Rasierklinge. Die Beschaltung geschieht nach *Tabelle 2*. Beim eigenen Herstellen der Platine aus FUNKSCHAU 1976, Heft 16/17, kann man noch zusätzlich Lötpunkte einzeichnen.

Wie schon zu Beginn gesagt wurde, kann der Speicher auch positive Maxima und Minima speichern. *Tabelle 3* stellt den Gebrauchsbereich des Speichers dar. Man erkennt, daß der prak-

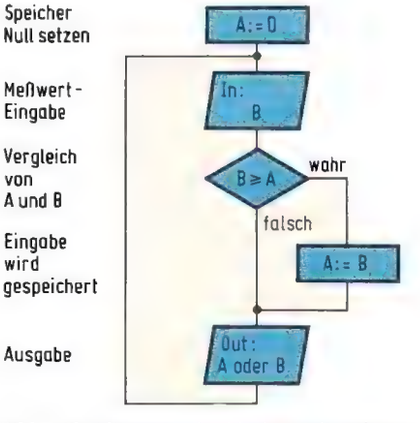


Bild 1. Flußdiagramm des Maximum-Speichers

tisch sinnvolle Bereich der erste ist. Somit sei nur eine Anregung für den Umbau als Minimumspeicher gegeben.

Dazu wären zuerst einmal die Speicherinhalte auf die größte Zahl zu setzen, also alle Speicherausgänge müßten H-Pegel haben. Dann müßte noch der Komparatorentscheid auf A>B geändert werden. Um beide Speichersysteme in einer Schaltung unterzubringen, bedürfte es noch weiterer zwei Speicher(IS 7475 und einer anderen Steuerlogik.

Um den Speicher noch als positiven Maximalwertspeicher zu gebrauchen, werden S 3 und R 7 (im Schaltbild gestrichelt gezeichnet) benötigt. Die Verbindung des Ausganges Q von IS 11 b mit dem Eingang von IS 10 (Tor c) wird mit S 3 unterbrochen. Es geht hierbei darum, den Minusimpuls für den Speichervorgang zu beseitigen.

Um den Speicherplatz auf den gewünschten Meßfühler zu setzen, muß während des gewünschten Anzeigezyklus S 2 betätigt werden.

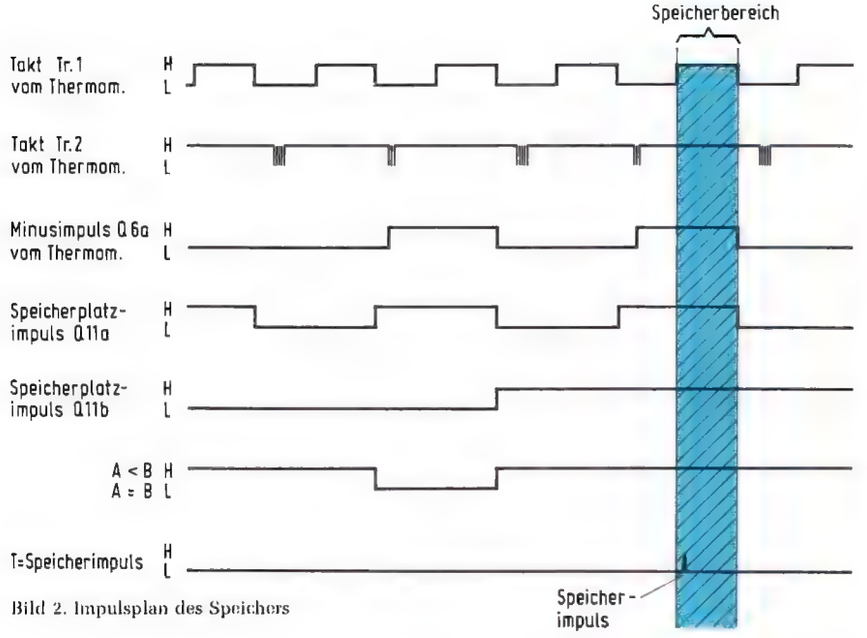


Bild 2. Impulsplan des Speichers

Tabelle 1: Stückliste

IS 1	7475	IS 8	7408
IS 2	7485	IS 9	7432
IS 3	7408	IS 10	7408
IS 4	7408	IS 11	7473
IS 5	7432	IS 12	7493
IS 6	7475	IS 13	7493
IS 7	7485		

D 3, D 4, D 6 beliebige LEDs,
S 1, 3 z. B.: Typ MS – 244
S 2, S 3 z. B.:Typ MS – 245

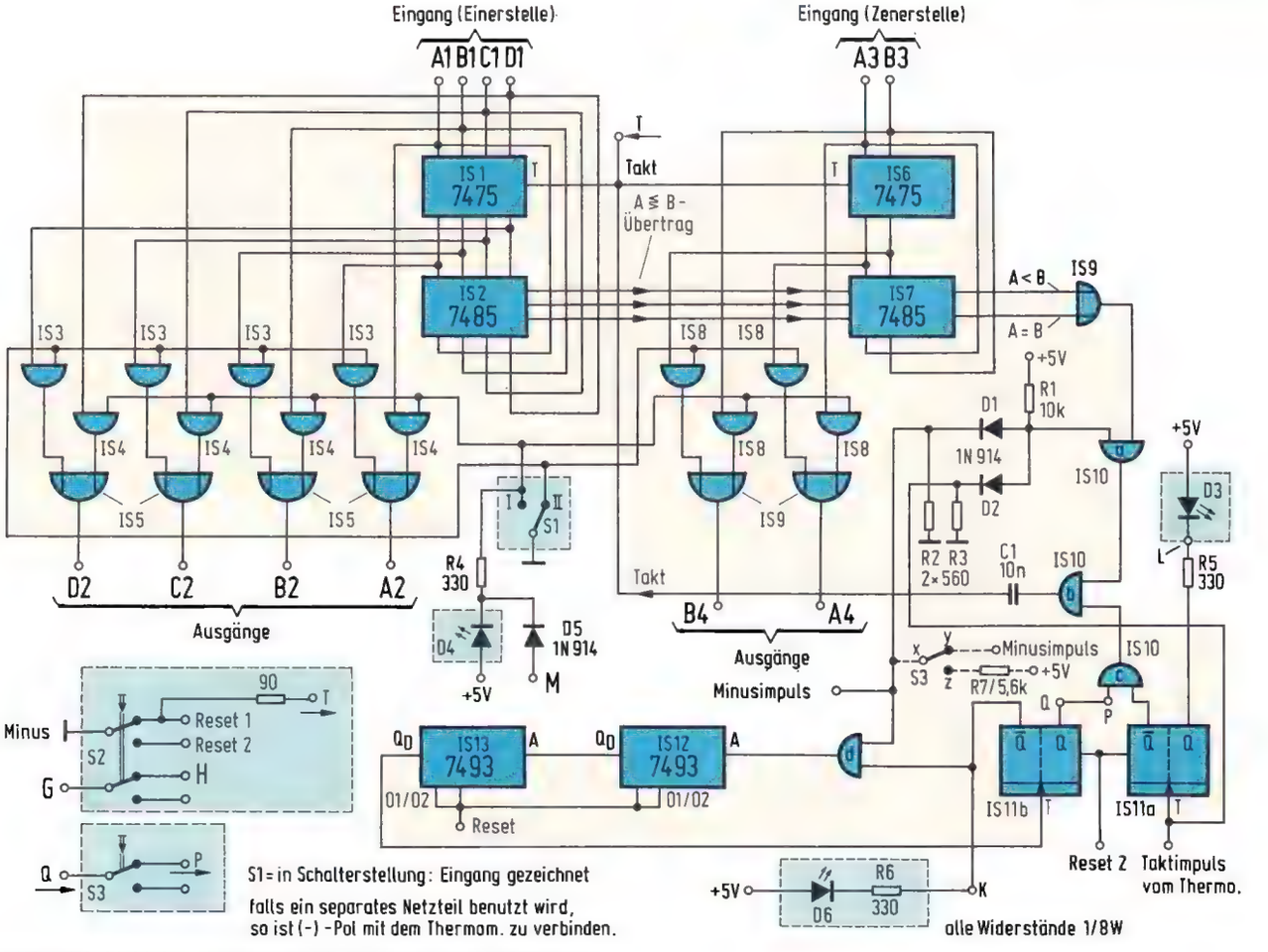


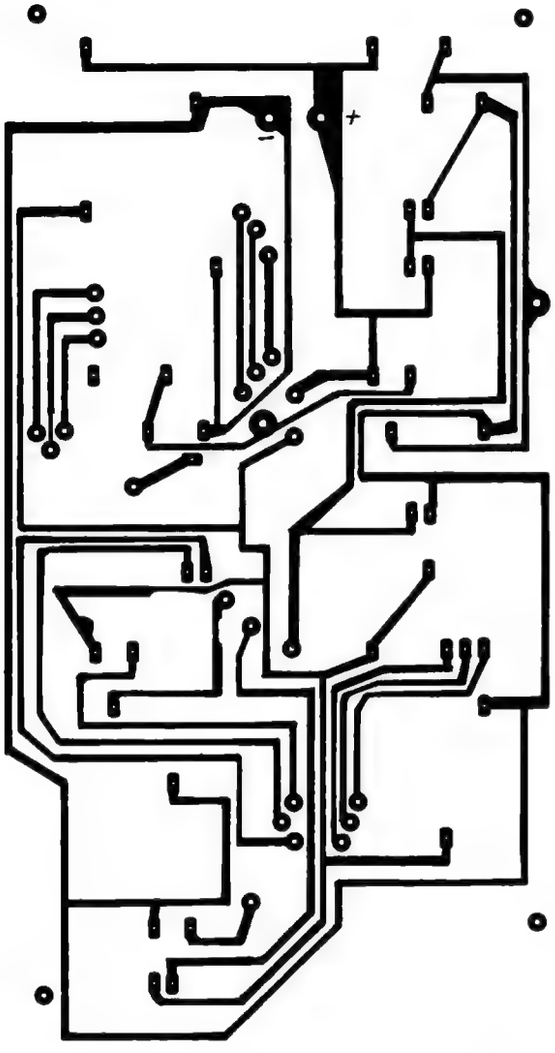
Bild 3. Schaltbild des Maximum-Speichers für negative Temperaturen

Einbau in ein Gehäuse

Die Thermometerplatine wird mit 4 Distanzhülsen (15 mm lang) mit der Speicherplatine verschraubt, und diese dann mit 3...4 weiteren Distanzhülsen auf dem Boden z. B. eines Teko-P-3-Gehäuses befestigt. Auf die genaue Platzierung der Platinen soll nicht näher eingegangen werden, da dies auch davon abhängt, wo die Leuchtdioden und Schalter an der Frontplatte befestigt werden. Die Gestaltung der Frontplatte möge dem Leser selbst überlassen sein.

Netzteil

Wie schon aus dem Zusammenbau zu erkennen war, ist das Netzteil getrennt gehalten. Ein Grund dafür ist der



◄ Bild 4. Leiterbahnen auf der Oberseite der doppelseitig kaschierten Platine

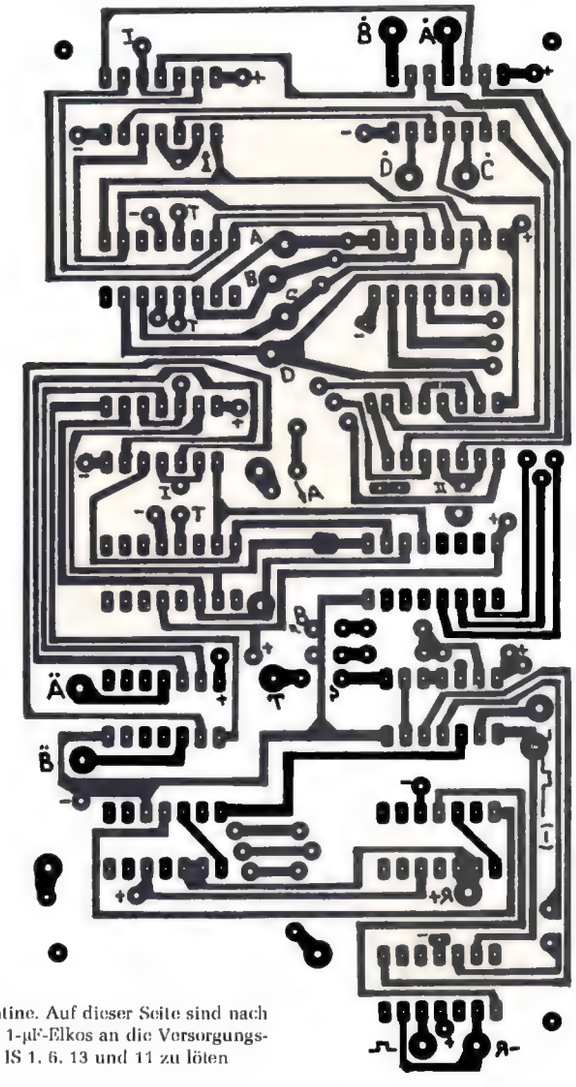


Bild 5. ►
Lötseite der Platine. Auf dieser Seite sind nach dem Bestücken 1-µF-Elkos an die Versorgungsanschlüsse von IS 1, 6, 13 und 11 zu löten

Tabelle 2 Verbindung des Digitalthermometers mit dem Speicher

Digitalthermometer	Speicher
IS 3 Ausgang A Pin 12	IS 1 Eingang A1
IS 3 Ausgang B Pin 9	IS 1 Eingang B1
IS 3 Ausgang C Pin 8	IS 1 Eingang C1
IS 3 Ausgang D Pin 11	IS 1 Eingang D1
IS 4 Ausgang B Pin 9	IS 6 Eingang A3
IS 4 Ausgang C Pin 8	IS 6 Eingang B3

unterbrochener Leiterbahnabgang von:...

...Digitalthermometer	nach Speicher...
IS 3 Ausgang A	IS 5 Ausgang A A2
IS 3 Ausgang B	IS 5 Ausgang B B2
IS 3 Ausgang C	IS 5 Ausgang C C2
IS 3 Ausgang D	IS 5 Ausgang D D2
IS 4 Ausgang B	IS 9 Ausgang A A4
IS 4 Ausgang C	IS 9 Ausgang B D4

Auf der Thermometerplatine wird zwischen SN 7493 PIN 2/3 und SN 7401 PIN 4 die Leiterbahn in der Nähe von SN 7493 unterbrochen und mit S 2 des Speichers an Punkt G und H verbunden.

Tabelle 3: Speicher-Arbeitsweise

Arbeitswahl des Speichers...	Der Speicher speichert...
...in Stellung max. Minus-Temp.	...die tiefste Temp. unter 0 °C
...in Stellung max. Plus-Temp.	...die höchste Temp. über 0 °C
...in Stellung min. Minus-Temp.	...die Temp., die 0 °C von der Minusseite am nächsten kommt.
...in Stellung min. Plus-Temp.	...die Temp., die 0 °C von der Plusseite am nächsten kommt.

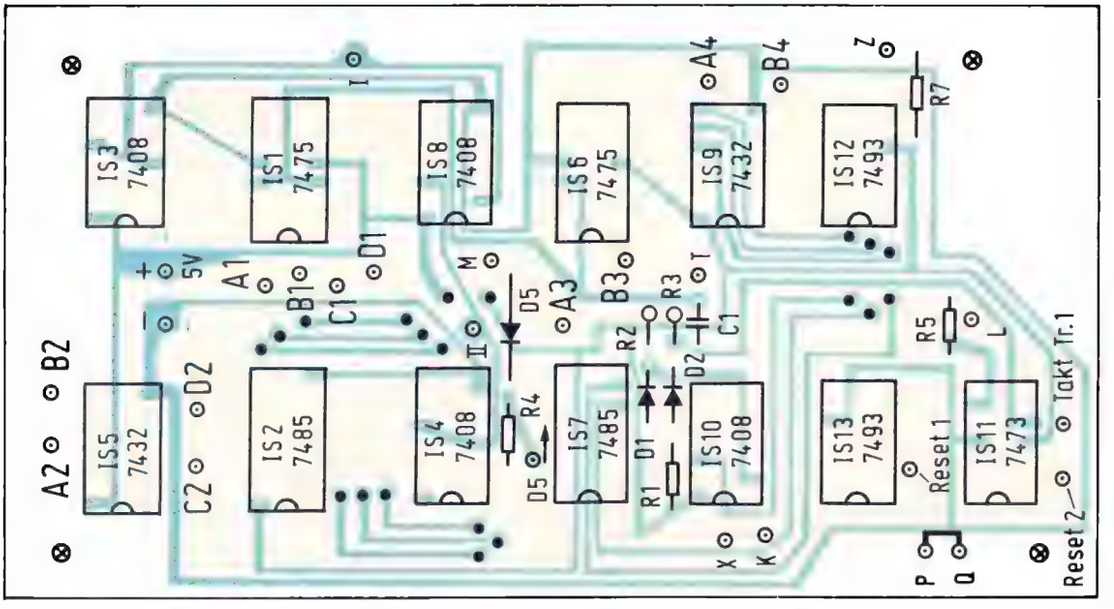


Bild 6. Bestükkungsplan zu Bild 4 und Bild 5. Wird die Schaltung als positiver und negativer Maximalwert-Speicher benutzt, so ist Punkt X nicht mit dem Minus-Impuls, sondern mit S 3 zu verbinden; auch die Verbindung P-Q wird durch S 3 ersetzt

Raummangel. Für den Speicher wird ein eigenes 5-V-Netzteil benutzt, um die Stabilität des Thermometer-Netzteiles nicht zu gefährden. Bevor man aber ein separates Netzteil baut, belaste man zuvor zusätzlich die 5-V-Spannung des Thermometers mit 0,4 A. Stellt man keine Veränderung der Temperaturanzeige fest, so kann man den Speicher auch an die Stromversorgung des Digitalthermometers anschließen. Andernfalls kann man z. B. das 5-V-Netzteil aus der FUNKSCHAU 1973, Heft 9, Seite 338, benutzen.

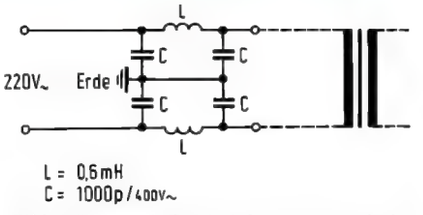


Bild 7. Symmetrisches Pi-Filter zur Unterdrükkung von Netzstörungen

Vor den Trafo wurde gemäß *Bild 7* ein symmetrisches π-Filter geschaltet. Dieses Filter schützt den Speicher vor Netzimpulsen. Wie Versuche zeigten, ist IS 11 auf derartige Impulse sehr empfindlich.

Schaltungskniff

FSK-Oszillator aus einem 4016

Aus zwei Trimmpotis, einem Kondensator, vier Widerständen und einer IS 4016 läßt sich eine Schaltung aufbauen, die ein Digitalsignal (z. B. von einem Fernschreiber) in ein FSK (Frequency Shift Keying)-Signal umformt, um es z. B. über Funk zu übertragen oder auf einem Kassettenrecorder aufzuzeichnen. Dabei werden normalerweise die beiden Frequenzen 1275 Hz (log. 0) und 2125 Hz (log. 1) verwendet, jedenfalls soweit die Übertragung per Funk erfolgt (RTTY).

Bild 1 zeigt die recht einfache Schaltung des FSK-Oszillators. Von den vier Schaltern im 4016 wird nur einer wirklich als solcher benutzt; die übrigen sind als Inverter geschaltet, zwei als Oszillator, einer als Ausgangsbuffer. Mit den beiden Trimmpotis lassen sich Grundfrequenz und Frequenzshift einstellen; es ist empfehlenswert, Wendel- bzw. Spindelausführungen zu wählen. Als Kondensator sollte ein Styroflextyp Verwendung finden, um eine gute Temperaturstabilität zu gewährleisten.

Wie aus *Bild 2* ersichtlich ist, kann ein CMOS-Schalter mit nur einem zusätzlichen Widerstand in einen nichtinvertierenden Buffer (a) oder einen Inverter (b) umgewandelt werden; in Bild 1 wurde nur die letztere Möglichkeit verwendet. Auf diese Weise lassen sich oft „übriggebliebene" Schalter eines 4016 noch anderweitig sinnvoll einsetzen.

Herwig Feichtinger

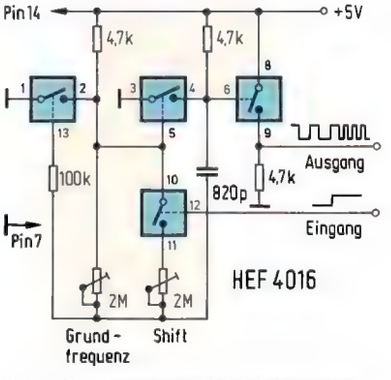


Bild 1. Von den vier CMOS-Schaltern einer IS 4016 werden hier drei als Inverter benutzt, der vierte dient zur Umschaltung des frequenzbestimmenden Widerstandes

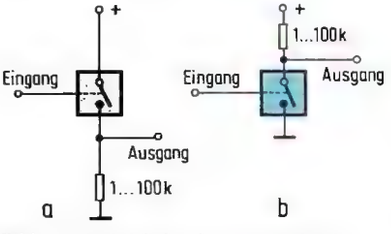


Bild 2. CMOS-Schalter lassen sich durch Hinzufügen eines einzigen Widerstandes auch als Buffer (a) oder Inverter (b) einsetzen

Ing. (grad.)
Peter von Bechen

MOS-Uhren-IS werden von verschiedenen Herstellern mit den unterschiedlichsten Zusatzfunktionen angeboten. Es ist ein nicht allzu teures Vergnügen, sich mit einer solchen IS eine Uhr zu bauen, obwohl komplette Bausätze für Einfach-Uhren schon für unter 50 DM zu haben sind. Hier soll nun gezeigt werden, wie durch zusätzliche Beschaltung eine Uhr entsteht, die außer der Zeitanzeige noch weitere Funktionen ausführt.

Digitaluhr mit MM 5316

Die Uhren-IS MM 5316

Bei diesem Typ handelt es sich um eine Uhrenschaltung mit vierstelliger Anzeige, Weckerschaltung und Kurzzeit-Timer bis 59 Minuten [1]. Die Anzeige kann in dem in Europa üblichen 24-Stunden-Format erfolgen, und der Takt kann dem 50-Hz-Netz entnommen werden. Die Ausgänge sind so ausgelegt, daß ohne zusätzliche Treiberschaltungen Vakuum-Fluoroeszenz-Anzeigen direkt angesteuert werden können.

Diese sehr hellen, grünleuchtenden Anzeigeelemente sind als Multidigitanordnung erhältlich und benötigen zum Betrieb eine nur geringe Leistung. Sie arbeiten nach dem gleichen Prinzip wie die grünleuchtenden Abstimmanzeigen, wie man sie in alten Röhrenradios findet. Ausführliche Angaben über Funktion und Betrieb von Fluoroeszenzanzeigen kann man den Herstellerunterlagen entnehmen [3].

Der Anschluß der Anzeige an den Uhrenausgang erfolgt parallel, d. h. nicht „gemultiplext"; für jedes Anzeigesegment ist ein Ausgang vorhanden. Die Folge davon ist, daß die Segmente sehr hell leuchten; sie sind ja, wenn sie angesteuert werden, dauernd eingeschaltet, außerdem treten nicht die Störungen im Radio auf, die von manchen Uhren mit Multiplexausgang verursacht werden.

In den Applikationsunterlagen des IS-Herstellers [1] und in den Datenblättern für die Anzeigeelemente [2] findet man als typischen Schaltungsaufbau eine Uhr, die neben der IS und der Anzeige nur wenige zusätzliche Bauelemente zur vollständigen Funktion benötigt (*Bild 1*).

Die nötige Taktfrequenz wird dem Netz entnommen; zum Schutz gegen Störimpulse befindet sich zwischen Trafowicklung und Takteingang ein Tiefpaß aus 100 kΩ und 10 nF. Die Stromversorgung muß einerseits eine Gleichspannung zwischen 21 und 29 V bereitstellen, deren genauer Wert nicht kritisch ist, zum anderen eine Heizspannung für die Anzeige. Letztere muß nicht gleichgerichtet sein. Die Mittelzapfung dieser Heizwicklung ist erforderlich, damit sich die Spannung symmetrisch auf den Heizfaden verteilt; anderenfalls leuchten nicht alle Anzeigesegmente gleich hell. Die beiden 15-Ω-Widerstände stellen den Heizstrom auf den richtigen Nennwert von 120 mA ein. Der hier verwendete Anzeigentyp FG415C1 ist eine flache vierstellige Parallel-Anzeige mit 15 mm Ziffernhöhe [2].

Die Steuerung der Uhr erfolgt durch vier Drucktasten und drei Schalter. Der Zusammenhang zwischen ihnen und der ausgeführten Funktion läßt sich am einfachsten in zwei Tabellen darstellen: *Tabelle 1* gibt an, was die einzelnen Anzeigestellen in Abhängigkeit der Schalterstellungen anzeigen, und *Tabelle 2*, welche Funktion die Drucktasten bei der jeweils gewählten Anzeige haben.

Der Weckerausgang (Pin 24) dient zur Ansteuerung einer beliebigen Wekkerschaltung in Transistortechnik. Die Ausgangsspannung an Pin 27 (Kurzzeit) bleibt für die Zeit auf High-Potential, die vorgewählt wird, wenn S3 eingeschaltet ist. Die daran angeschlossene Transistorschaltung kann ähnlich ausgeführt sein wie die Weckerschaltung.

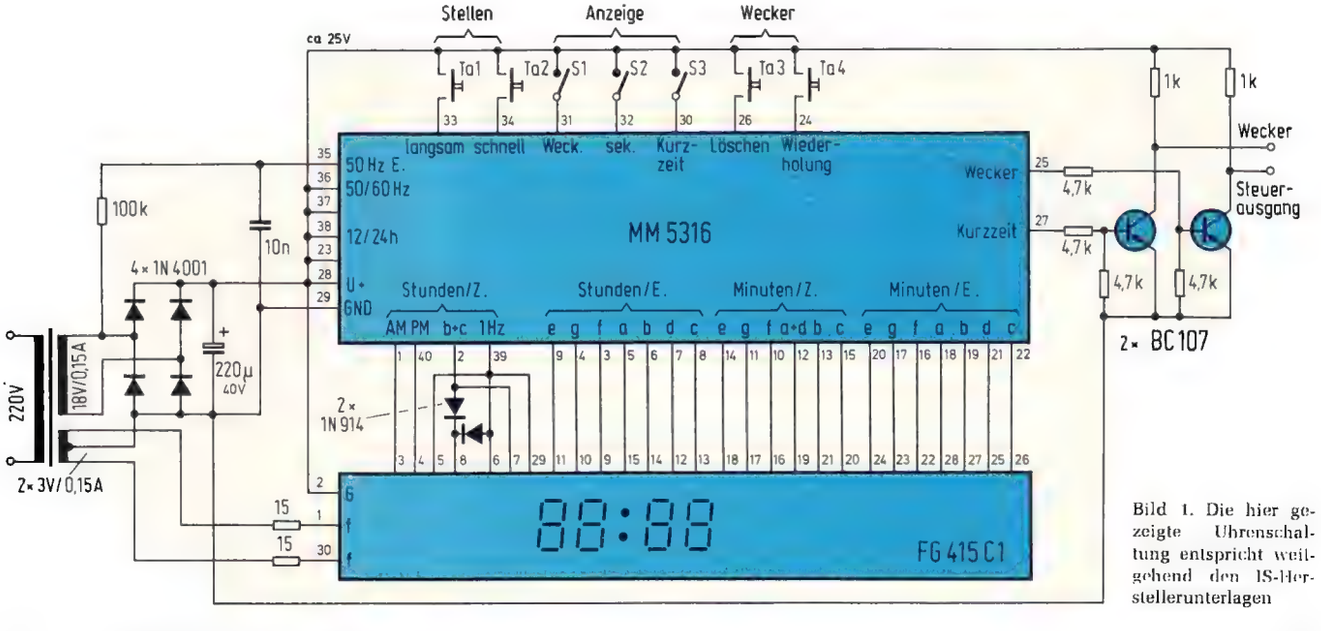


Bild 1. Die hier gezeigte Uhrenschaltung entspricht weitgehend den IS-Herstellerunterlagen

Bei Stromausfall und anschließendem Wiedereinschalten stehen die Zähler und die Speicher für Kurzzeit und Weckzeit in einem nicht definiertem Zustand. Damit Irrtümer vermieden werden, blinken in diesem Fall zwei Segmente des ersten Digit, außerdem wird die Weckerfunktion abgeschaltet. Ausgelöst wird dieser Zustand, wenn die Betriebsspannung (auch kurzzeitig) unter 20 V gefallen ist. Die Rücksetzung in den Normalzustand erfolgt automatisch, wenn eine Stellfunktion betätigt wurde.

Die erweiterte Schaltung

Mit zusätzlicher Beschaltung der IS kann man den Gebrauchswert der in Bild 1 dargestellten Schaltung noch erhöhen.

Wie schon weiter oben dargestellt, verliert die Digitaluhr ihr „Gedächtnis", wenn der Strom ausfällt. Um dem entgegenzuwirken, enthält die in *Bild 2* gezeigte Uhrenschaltung eine Notstromversorgung aus acht hintereinandergeschalteten Nickel-Cadmium-Zellen. Laut Angaben im Datenblatt [1] laufen die Zählerstufen ordnungsgemäß weiter und bleibt die Weckzeit gespeichert, wenn die Betriebsspannung nicht unter 8 V fällt. Die Akkuzellen haben zusammen eine Nennspannung von 9,6 V. Abzüglich der Flußspannung von D6 stehen als Betriebsspannung mindestens 9 V bei Stromausfall zur Verfügung.

D6 ist notwendig, damit die Akkuspannung nur bei Netzausfall an der Schaltung liegt. Im Normalfall ist diese Diode gesperrt, dagegen ist D5 leitend und ein von R1 bestimmter Strom von ungefähr 2 mA lädt die Zellen. Die beiden Z-Dioden D7 und D8 leiten vor Erreichen der Ladeendspannung und übernehmen im Grenzfall den vollen Ladestrom, damit ein Überladen der Zellen vermieden wird. Die Kapazität der verwendeten Akkus bestimmt die maximale Gangdauer bei Stromausfall. Die komplette Schaltung nimmt im „Notbetrieb" weniger als 5 mA auf, weil wegen der dann fehlenden Heizung die Anzeige außer Funktion gesetzt ist. Damit ergibt sich bei Verwendung von 500-mAh-Zellen (Mignon-Zellen) eine Gangdauer von etwa 100 Stunden.

Tabelle 1: Anzeigefunktionen

		Stelle				
Funktion	Schalter	1	2	3	4	Anzeige
Wecker	S1	10 h	1 h	10 min	1 min	Weckzeit
Sekund.	S2	–	1 min	10 s	1 s	laufende Zeit
Kurzzt.	S3	–	–	10 min	1 min	ablaufende Kurzzeit
Kein Schalter geschaltet		10 h	1 h	10 min	1 min	laufende Zeit

Tabelle 2: Tastenfunktion

Taste		Schalter geschaltet			
Bez.	Nr.	S1	S2	S3	Keiner
langs.	T1	min laufen mit 2 Hz	anhalten	min laufen mit 50 Hz	min laufen mit 2 Hz
Stellen schnell	T2	min laufen mit 50 Hz	Rücksetz. auf 00	min laufen mit 2 Hz	min laufen mit 50 Hz
beide	T1+T2	Rücks. auf 00:00	Rücks. auf 00:00:00		
Wecker löschen	T3				Wecker still, erneutes Wecken in 24 h
wiederh.	T4				erneutes Wecken nach 8–9 min für 59 m

Das schon vorher erwähnte Blinken zweier Segmente des ersten Digits tritt auch in dieser Schaltung auf, weil ja die Spannung unter 20 V sinkt. Zum Zurücksetzen müßte jetzt eine Stellfunktion ausgeführt werden, die allerdings nicht nötig ist, da ja die Uhr mit Notstrom richtig weitergearbeitet hat. Das Blinken wird abgeschaltet durch Drükken der Reset-Taste T5, nachdem Schalter S2 geschlossen ist. Der im Ruhezustand entladene Kondensator C5 zieht Pin 33 kurzzeitig auf Betriebsspannungspotential, was bewirkt, daß die Uhr für einen Sekundenbruchteil angehalten wird. Das ist bei einer vierstellig anzeigenden Uhr nicht störend, genügt aber, um die Blinkfunktion auszuschalten.

Bei Akkubetrieb fehlt das vom Netz gelieferte 50-Hz-Taktsignal. Dieses muß deshalb in der Uhr erzeugt werden. Sehr gut geeignet dazu sind IS, die einen Quarzgenerator und Teilerschaltungen enthalten. Der hier verwendete Typ ICM 7207 von Intersil ist eigentlich zur Steuerung des Zählerbausteins ICM 7208 entwickelt worden [4, 5], läßt sich aber gut zur Uhrensteuerung heranziehen, da er aus der Quarzfrequenz von 6,5536 MHz ein 50-Hz-Signal erzeugt, außerdem nur sehr wenig Betriebsleistung aufnimmt und ohne viele zusätzliche Bauteile zu verwenden ist. Die Betriebsspannung dieser IS beträgt 5 V, die mit D9 stabilisiert wird. Das Ausgangssignal wird von T3 auf den für die Uhren-IS nötigen Spannungspegel gebracht. Außer den 50 Hz liefert die IS ein 1,6-kHz-Signal, welches als Weckerton genutzt wird.

Die grüne Anzeige hat wegen ihrer großen Helligkeit auch bei hellem Tageslicht ausgezeichneten Kontrast; allerdings wird man leicht geblendet, wenn die Uhr in einem abgedunkelten Raum betrieben wird. Man kann die Anzeige entweder einfach abschalten, indem z. B. der Heizstrom unterbrochen wird, oder, wie in Bild 2 dargestellt, eine automatische Helligkeitssteuerung vorsehen.

Die Funktion ist folgendermaßen: Am Pin 23 der Uhren-IS sind die Stromzuführungen für alle Treiberausgänge zusammengefaßt. Durch eine Spannungsfolgerschaltung (T1/T2) wird die Spannung an diesem Punkt in Abhängigkeit der Umgebungshelligkeit eingestellt. Je mehr Licht auf den Fotowiderstand fällt, um so niederohmiger wird dieser und die Spannung an der Basis von T1 steigt. Da die Helligkeit der Anzeige direkt von der Spannung an den Segmenten abhängt, wird die Anzeige um so heller, je größer die Umgebungshelligkeit ist, d. h. der Kontrast bleibt annähernd konstant. Mit R2

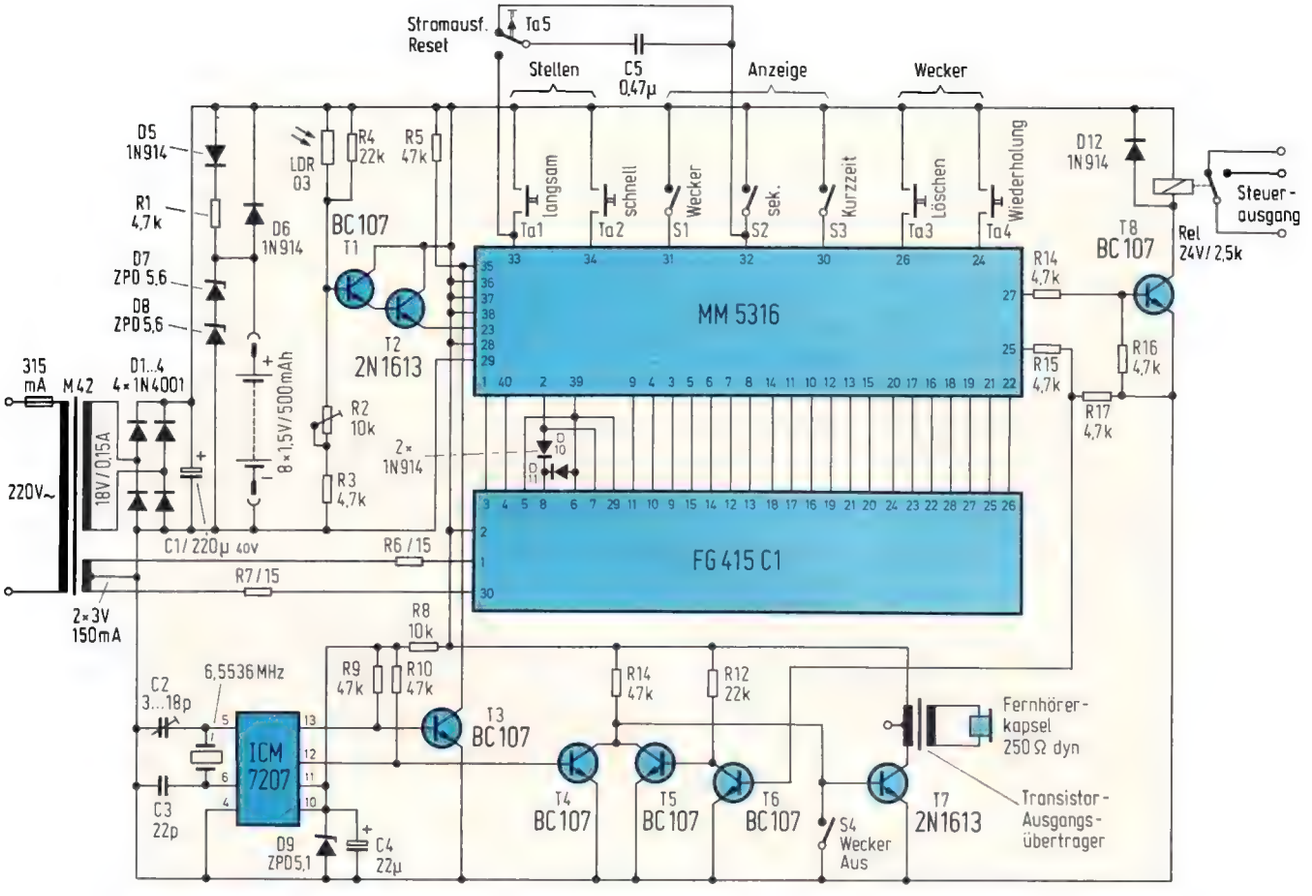


Bild 2. Mit einigen peripheren Bauelementen läßt sich eine Uhr mit Quarzsteuerung, Notstrom-Versorgung, Wecker und Kurzzeit-Steuerung aufbauen

stellt man die Grundhelligkeit der Anzeige bei dunkler Umgebung ein, und zwar so, daß alle Segmente noch gleichmäßig hell leuchten.

Die Kurzzeitfunktion (Pin 27) steuert eine Relaisstufe (T8), an die beliebige Verbraucher angeschlossen werden können.

Der Weckerausgang (Pin 25) gibt über T5/T6 die Basis-Emitter-Strecke von T7 frei, der dann von T4 im 1,6-kHz-Takt angesteuert wird. Der Transformator im Kollektorkreis von T7 ist ein Ausgangsübertrager, wie man ihn in älteren Transistor-Radios findet; notfalls kann man aber auch auf ihn verzichten, wenn die Kapselimpedanz mehr als 200 Ω beträgt. Der Schallwandler ist eine Telefonhörerkapsel, die zwar nicht optimal an den Übertrager angepaßt ist, aber in Verbindung mit dem Transformator eine so hohe Arbeitsimpedanz im Kollektorkreis darstellt, daß die Stromaufnahme der Stufe bei genügender Lautstärke gering bleibt. Der Wecker funktioniert auch bei Stromausfall, allerdings mit geringerer, aber ausreichender Lautstärke. Mit dem Schalter S4 kann die Weckerfunktion abgeschaltet werden.

Die Taster T3 und T4 können an der Vorderseite der Uhr angebracht werden; sie dienen zum Abstellen des Weckertons. Alle anderen Schalter und Taster, vor allem T1 und T2, sollten so montiert sein, daß sie nicht versehentlich betätigt werden.

Literatur

[1] Datenblatt MM 5316, Fa. National Semiconductor.

[2] Datenblatt FG 415 C 1, Fa. Itron (Vertretung für Deutschland: Neumüller, München).

[3] Itron Phosphorescent Displays, Fa. Neumüller, München.

[4] Gößler, R., Dipl.-Ing.: Miniaturzähler für Frequenz und Periodendauer. FUNKSCHAU 1976, H. 7, S. 271 ff.

[5] Datenblatt ICM 7207, Fa. Intersil (Spezial-Electronic KG, München).

„...und sie funktioniert doch!"

(Ausruf eines Elektronik-Bastlers, von einem Universitäts-Professor über das Nicht-funktionieren-können seiner Schaltung belehrt, nach dem Aufbau derselben.)

Sollten Sie auch einmal eine Schaltung „erfunden" haben, die einfacher und preiswerter als andere, schon bekannte Schaltungen aufzubauen ist oder die auf weniger geläufigen Bauelemente-Eigenschaften basiert, schicken Sie sie doch uns. Ihr Schaltungskniff ist uns 200 DM wert! Handzeichnung plus kurze Funktionsbeschreibung genügt. Aber Vorsicht: Wir bauen Ihre Schaltung nach! Wehe, ...

Thyristor-Starter für Leuchtstofflampen

Dort, wo Leuchtstofflampen regelmäßig schon in der frühen Dämmerung eingeschaltet werden (Arbeitsplätze, Außenbeleuchtung), wird der Startvorgang kaum bemerkt. Hier sind herkömmliche Starter wohl weiterhin die wirtschaftlichste Lösung.

In der Privatwohnung jedoch sind Leuchtstofflampen bisher wenig verbreitet, weil u. a. das Flackern beim Einschalten als recht störend empfunden wird. Es besteht zwar schon seit langem die Möglichkeit, durch Verwendung von Heiztrafo und Rapidstartlampe – seit neuestem auch durch einen speziellen Kaltleiter – hier Abhilfe zu schaffen, doch soll einer elektronischen Schaltung der Vorzug gegeben werden. Die beschriebene Schaltung mit Thyristor-Starter eignet sich zum flackerfreien Start normaler Leuchtstofflampen (40...65 W) in etwa einer Sekunde.

Im Schaltplan (*Bild*) sind die für 40-W-Lampen nötigen Werte, soweit sie von der 65-W-Ausführung abweichen, in Klammern eingesetzt.

Der Thyristor-Starter arbeitet folgendermaßen: Wenn die Leuchte eingeschaltet wird, gelangt über den Brückengleichrichter D1...D4 eine positive Spannung über C2 und D6 an C3, der innerhalb kurzer Zeit auf die Durchbruchspannung von D7 aufgeladen wird. Dann schaltet D7 durch und liefert einen Impuls an das Gate des Thyristors Th. Dieser wird leitend und läßt einen Strom über Vorschaltgerät, Elektrodenheizwendel und Brückengleichrichter fließen, durch den die Lampenelektroden vorgeheizt werden.

Dieser Vorgang wiederholt sich in jeder Halbwelle; allerdings jedesmal etwas später vom Beginn der Halbwelle gerechnet, d. h. bei etwas höherer Spannung, denn C2 wird bei jedem Aufladen des Triggerkondensators C3 etwas mehr aufgeladen, ohne sich in der Zwischenzeit nennenswert entladen zu können, da dieser Weg durch D6 gesperrt ist. Die Spannung an C2 muß erst überboten werden, um erneut Strom nach C3 fließen zu lassen. Auf diese Art erfolgt die Zündung des Thyristors immer etwas später, bis C2 die Spannung erreicht, die höher als die Zündspannung der Leuchtstofflampe ist. Dann zündet die Lampe eher als der Thyristor, und die Spannung am Thyristor-Starter bricht auf die Brennspannung der Lampe zusammen. C2 wird über R3 auf Brennspannung entladen und – solange die Lampe brennt – gehalten. Der Thyristor-Starter bleibt dadurch bis zum nächsten Einschalten der Lampe blockiert.

Sollte die Vorheizzeit nicht ausreichen – zwischen Einschalten und Zünden der Lampe sollte etwa 1 Sekunde vergehen, um die Lampe auf Dauer sicher und ohne einen Kaltstart zu riskieren zu zünden – so ist der diese Zeit bestimmende Kondensator C2 zu vergrößern (ggf. durch Parallelschalten kleinerer Kapazitäten). Anstelle des angegebenen Thyristors eignen sich auch andere Typen oder auch Triacs. Um die gleiche Vorheizzeit zu erreichen, muß möglicherweise die Größe von C2 entsprechend geändert, d. h. dem Thyristor- oder Triactyp angepaßt werden.

Wichtig ist, Phase und den Mittelpunktleiter wie im Bild angegeben anzuschließen, weil sonst die Lampe zwar vorgeheizt wird, aber oft nicht zündet, und weil sonst der Störschutz nicht einwandfrei arbeitet. Ebenfalls um die Zündwilligkeit der Lampe zu verbessern, sollte der Leuchtenkörper aus Metall sein und an den Schutzleiter angeschlossen werden.

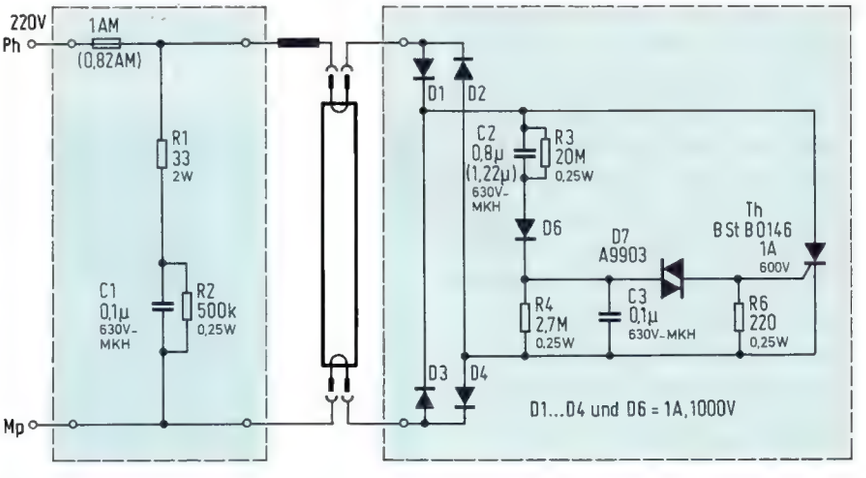
Auf den Einbau einer Sicherung sollte man keinesfalls verzichten. Sie spricht im Normalfall nicht an. Sie ist jedoch unbedingt nötig, um einen Brand des Vorschaltgerätes, der ohne weiteres einen Hausbrand zur Folge haben könnte, zu verhindern. Ein Drosselbrand ist denkbar, wenn Teile des Starters ausfallen, jedoch zufälligerweise eine Einweggleichrichtung erhalten bleibt. Für den dann über die Drossel fließenden – wegen ihres geringen Gleichstromwiderstandes – hohen Gleichstrom ist die Drossel nicht bemessen. Sie erwärmt sich u. U. bis zum Brand, zumal der eben erwähnte Gleichstrom wahrscheinlich nicht die Höhe erreicht, um die 16-A-Sicherung, mit der üblicherweise Stromkreise abgesichert werden, auszulösen.

Das sichere Zünden, auch der 65-W-Lampen im warmen Zustand, bewirken die während des Vorheizens beim Einschalten des Thyristors entstehenden Hf-(Stör)Schwingungen. Die in diesem Falle nützlichen Schwingungen müssen jedoch auf die Leuchte begrenzt bleiben, um nicht das ganze Netz mit Störspannung zu verseuchen. Deshalb ist der Störschutzkondensator C1 vorgesehen. Der Dämpfungswiderstand R1 vermeidet zu starkes Funken an den Lampenschalterkontakten beim Ein- und Ausschalten, wodurch ebenfalls Rundfunkstörungen entstehen. Auf die Störschutzwirkung von C1 hat R1 keinen nennenswerten Einfluß. Der Thyristor-Starter sollte berührungssicher abgedeckt werden, denn die Spannung (etwa 300 V) über C2 klingt nach dem Ausschalten nur langsam ab.

Der Einfluß, den der beschriebene Thyristor-Starter bei seiner Anwendung auf die Lebenserwartung der Leuchtstofflampen ausübt, wurde nicht untersucht. Es ist jedoch nicht zu befürchten, daß es zu Lebensdauerverkürzungen kommt. Eher das Gegenteil ist anzunehmen, denn lebensdauermindernde Kaltstarts sind beim Thyristor-Starter unmöglich.

Dazu sollte erwähnt werden, daß Leuchtstofflampen, die im Verhältnis zur Gesamtbrenndauer oft geschaltet werden, selbst beim Betrieb mit idealem Starter eine viel geringere Lebensdauer erreichen, als Lampen, die wenig geschaltet werden. Es ist also nach wie vor zu empfehlen, Leuchtstofflampen nicht gerade dort einzusetzen, wo mit extrem häufigem Schalten zu rechnen ist.

Gerhard Wachsmuth

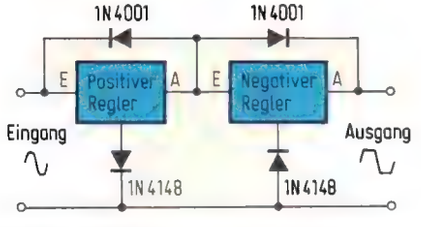


Diese einfache Schaltung, die meist noch im Leuchtkörper unterzubringen ist, erlaubt ein flackerfreies Starten von Leuchtstofflampen innerhalb etwa einer Sekunde

Wechselspannungs-Stabilisation

Der Zweck dieses Beitrages ist es, zu zeigen, daß durch bipolare Spannungsbegrenzung Wechselspannungen – allerdings unter Verlust ihrer ursprünglichen Sinusform – stabilisiert werden können. Solche Schaltungen nennt man FPAOS, Flat Peak Alternating Output Stabilizer. Sie wirken als Spannungsbegrenzer für hohe Ströme und u. U. auf Wunsch auch unsymmetrisch, d. h. die negative Halbwelle kann auf einen anderen Spitzenwert begrenzt werden als die positive.

Zu diesem Zweck lassen sich übliche Gleichspannungs-Regler verwenden, z. B. für den positiven Teil der 5-V-Typ 7805 und für die negative Halbwelle der Typ 7905, ebenfalls für 5 V. Die im *Bild* zusätzlich vorhandenen Dioden sorgen dafür, daß die beiden IS keine Spannungen unzulässiger Polarität erhalten. Die meisten Regler-IS erfordern darüber hinaus noch Kondensatoren am Ein- und Ausgang (etwa 0,1 µF), um Schwingneigung zu verhindern.



Durch bipolare Spannungsbegrenzung lassen sich Wechselspannungen stabilisieren, wenn auch unter Verlust der ursprünglichen Kurvenformen

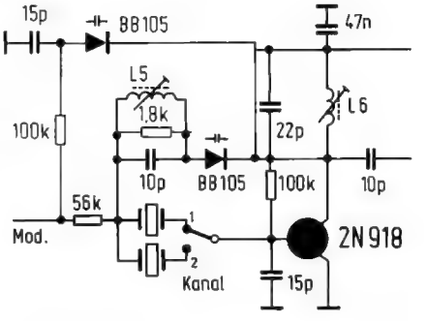
Selbstverständlich sind statt der genannten IS auch andere Typen oder aber auch diskret aufgebaute Stabilisationsschaltungen (ursprünglich für Gleichspannung gedacht) verwendbar. Wichtig ist jedoch eine für die Frequenz der zu stabilisierenden Wechselspannung ausreichende Regelgeschwindigkeit.

A. Mokhtaz, Kairo

Mehr Hub beim Mini

Das 2-m-Mini-Funksprechgerät, das in *FUNKSCHAU 1977, Heft 14, S. 659.* besprochen wurde, erfreut sich offenbar nach wie vor großer Beliebtheit bei den UKW-Funkamateuren. Wegen unvermeidlicher Quarz- und Bauelemente-Toleranzen trat leider manchmal beim Sender die Schwierigkeit auf, daß beim genauen Abgleich auf die Sollfrequenz der FM-Hub nicht ausreichte. Da es nicht zumutbar ist, sich dann gleich einen neuen Quarz zu kaufen – das würde immerhin etwa 25 DM kosten –, ist es sinnvoller, zur Hubvergrößerung eine kleine zusätzliche Schaltung einzubauen (*Bild*).

Die neu hinzugekommene Kapazitätsdiode moduliert zusätzlich den Kollektorkreis des Oszillatortransistors, was wegen der phasenschiebenden Wirkung dieses Kreises ebenfalls Einfluß auf die Sendefrequenz hat. Durch wechselweisen Abgleich der Kollektorspule und der in Serie zum Quarz liegenden Spule läßt sich mit dieser Maßnahme praktisch immer ein ausreichender Hub erzielen. Der Koppelkondensator vom Kollektor des Oszillators zur Basis des Frequenzverdopplers muß übrigens 10 pF betragen.



Mit dieser kleinen Schaltungserweiterung läßt sich beim Sender des 2-m-Mini ein deutlich größerer FM-Hub erzielen

Warum diese „Klimmzüge"? Nun, alle Quarze, die in Serienresonanz schwingen, und dazu gehören alle Obertonquarze, lassen sich nur relativ wenig in der Frequenz hin- und herziehen und sich daher auch nur schlecht frequenzmodulieren. Da aber aus Aufwandsgründen für ein Subminiatur-Funksprechgerät kaum ein anderes Aufbereitungskonzept in Frage kommt, muß man eben durch schaltungstechnische „Kniffe" dafür sorgen, daß trotzdem noch ein genügender FM-Hub zustande kommt. Irgendwo müssen immer Kompromisse geschlossen werden – hier zugunsten des Stromverbrauchs, des Wirkungsgrades und der Miniaturisierung.

H. Feichtinger

Verbesserung an der Sender-Endstufe des 2-m-Synthesizers

Handfunksprechgerät mit 80-Kanal-Synthesizer
FUNKSCHAU 1977, Heft 2, und 1976, Heft 18

Wie sich bei den inzwischen recht zahlreichen Nachbauten des 80-Kanal-Handfunksprechgerätes zeigt, neigt manchmal die Senderendstufe bei extremer Fehlanpassung zum Schwingen und besitzt außerdem oft eine unzureichende Dämpfung der zweiten und dritten Harmonischen.

Die Schaltung wurde daher inzwischen auch in dem Bausatz, dessen Lieferant in Heft 2/1977 genannt ist, abgeändert, wie das *Bild* zeigt.

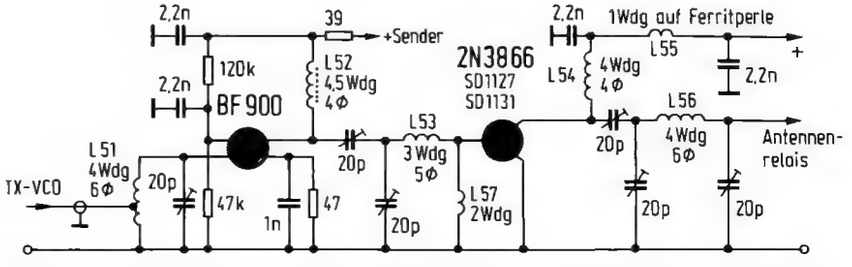
Durch einen abgestimmten und angepaßten Parallelschwingkreis am Gate des Treibers und eine geänderte Schaltung zwischen Treiber und Endstufe konnte der Wirkungsgrad verbessert werden, und der Oberwellenabstand erhöhte sich durch Einbau eines Pi-Filters am Ausgang um rund 20 dB.

Die *Tabelle* nennt die erforderlichen Spulendaten der neuen Schaltung.

J. B. Grabmayr, DC 2 CB

Tabelle: Wickeldaten der Spulen

L 51	freitragend, liegend, Anzapfung nach einer Wdg. vom kalten Ende, 0,8 mm CuAg
L 52	auf Spulenkörper, stehend, 0,5 mm CuL
L 53	freitragend, liegend, 0,5 mm CuL
L 54	freitragend, liegend, 0,5 mm CuL
L 55	freitragend, 0,8 mm CuAg auf Ferritperle
L 56	freitragend, 0,5 mm CuL
L 57	freitragend, 0.5 mm CuL auf Ferritperle.

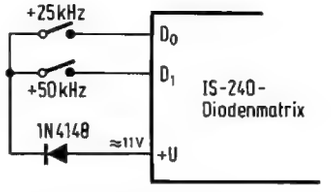


Wer bei seinem 80-Kanal-Handfunksprechgerät nur 400 mW herausholen kann und zudem Probleme mit Sender-Oberwellen hat, sollte es einmal mit dieser Schaltung versuchen!

IC-240 als 80-Kanal-Synthesizer

Das Gerät IC-240 ist unter den lizensierten UKW-Funkamateuren recht verbreitet. Es handelt sich um ein FM-Gerät, dessen Frequenzaufbereitung mit einem Synthesizer erfolgt; 22 Kanäle sind mittels eines Drehschalters über eine Diodenmatrix anwählbar. Durch eine einfache Schaltungserweiterung läßt sich das Gerät in einen 80-Kanal-Synthesizer umbauen (*Bild*), so daß sich das gesamte 2-m-Amateurband (144...146 MHz) in Schritten von 25 kHz entsprechend dem genormten FM-Kanalraster überstreichen läßt.

Zunächst einmal muß man – entsprechend dem Geräte-Handbuch – den eingebauten Kanalschalter mit Hilfe der Diodenmatrix so programmieren, daß sich 100-kHz-Schritte ergeben. Mit zwei weiteren Kippschaltern oder auch einem entsprechend verdrahteten Dreh- oder Kodierschalter lassen sich nun zu der damit einstellbaren 100-kHz-Rasterfrequenz 25 kHz, 50 kHz oder 75 kHz addieren, so daß sich effektiv ein 25-kHz-Raster ergibt. Die 22. Schaltstellung des eingebauten Kanalschalters bleibt dabei unbenutzt.



Diese wahrhaft winzige Änderung am IC-240 erlaubt es, die 22 Kanäle auf 80 zu erweitern

Hinter dem ursprünglichen Kanalschalter ist übrigens noch genug Platz übrig, um zwei kleine Schalter einzubauen.

Jo van Dongen

Schaltungskniff

Sofortstart von Leuchtstofflampen

Nachstehend soll ein einfaches Zusatzgerät für Leuchtstofflampen beschrieben werden, das, nachträglich eingebaut, die Röhre beim Einschalten *sofort* zum Leuchten bringt. Mit drei zusätzlichen Bauteilen – außerdem entfällt noch der Starter – ist dies zu erreichen (*Bild 1*).

Beim Einschalten wird über die oberen beiden Dioden des Brükkengleichrichters C 1 auf den negativen, C 2 auf den positiven Spitzenwert der Netzspannung aufgeladen, so daß sich an der Röhre eine Spannung von 620 V ergibt. Nach der Zündung bezieht sie ihren Strom über den Bruckengleichrichter, der nun „ganz normal" mit allen vier Dioden arbeitet. Vor (!) der Gleichrichtung wird der Lampenstrom über das zugehörige Vorschaltgerät (Drossel) auf den vorgeschriebenen Wert begrenzt.

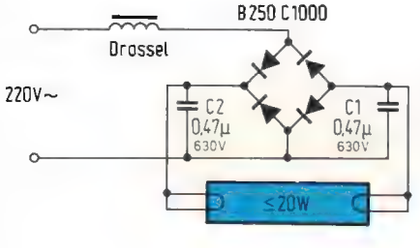
Der Start ohne Vorheizen und der Gleichstrombetrieb machten bei den meisten Leuchtstoffröhrenfabrikaten nichts aus. Die Schaltung wird in mehreren 20-W-Exemplaren seit fast vier Jahren betrieben und hat sich auch bei Temperaturen von –30 °C gut bewährt.

Prinzipiell ist sie auch für Röhren größerer Leistung geeignet. Aufgrund der größeren Länge liegt jedoch deren Zündspannung höher, so daß bei Temperaturen um 10 °C die 620 V zur Zündung nicht immer ausreichen. Schaltet man eine Spannungsvervielfacherstufe nach, so steigt die Spannung beim Einschalten auf etwa 1,2 kV (*Bild 2*).

Die Kondensatoren bestimmen in beiden Fällen die Starteigenschaften. Die angegebenen Werte, mit denen die Schaltungen aufgebaut wurden, sind Richtwerte. Allgemein empfiehlt es sich, beim Experimentieren parallel zum Röhrenanschluß einen 4.7-MΩ-Widerstand zu legen, damit nach dem Abschalten die Kondensatoren schnell entladen werden, wenn keine Röhre eingesetzt war.

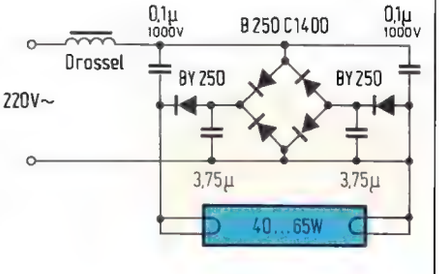
Übrigens lassen sich auch defekte Röhren, die in den üblichen Glimmstartschaltungen dauernd aufblitzen, noch verwenden, wenn sie nicht allzu lange der hohen Beanspruchung durch das ununterbrochene Starten ausgesetzt waren. Auch eine stufenlose Helligkeitseinstellung z. B. durch Vorwiderstände ist in gewissen Grenzen möglich. Bei Phasenanschnittsteuerung ist die hohe Induktivität des Vorschaltgerätes zu beachten, die eine genügende Spannungsfestigkeit des Dimmers erfordert.

Gerald Jaschek



◄ Bild 1. Sogar defekte Leuchtstoffröhren mit unterbrochenen Heizwandeln lassen sich mit dieser Schaltung ohne Verzögerung starten. Diese Version eignet sich für Röhren bis etwa 20 W...

Bild 2. ► ...und diese bis 65 W



Innerhalb der elektrischen Meßtechnik nimmt die Messung von kleinen Hf-Spannungen eine Sonderstellung ein. Das liegt einmal daran, daß oft das Know-how bei der Messung von Hochfrequenzspannungen fehlt; zum anderen scheitert ein derartiges Vorhaben an dem Preis derartiger Meßgeräte. Die vorliegende Schaltung wird dieses Wissen mit einfachen Mitteln offenlegen. Wer möchte nicht einmal gerne die tatsächliche Amplitude eines Bild-Zf-Signals oder die Amplitude eines FM-Oszillators messen?

Dieter Nührmann

Hochfrequenz- und Gleichspannungs-Millivoltmeter

Die Schaltung umfaßt vier Baugruppen – den Meßdemodulator, das anzeigende Gerät, den Kalibrator und das Netzteil.

Der Meßdemodulator

Betrachten wir zuerst einmal den Meßdemodulator. Die *Bilder 1a* und *1b* zeigen die Schaltung. Dabei sollte der Aufbau nach Bild 1a vorwiegend dann benutzt werden, wenn das zu messende Hf-Signal gleichspannungsüberlagert ist. Die Schaltung 1b, welche einen besseren Frequenzgang aufweist, fordert gleichspannungsfreie Wechselspannungen. Für beide Demodulatoren ist bei einem Aufbau nach *Bild 2* eine Durchlaßkurve innerhalb eines Bereiches von 100 kHz...1 GHz und eines Amplitudenverlaufes von ca. ±1 dB möglich. Dabei wird für die untere Grenzfrequenz ein Gleichstromeingangswiderstand des Meßgerätes von $R_e \geqq 10\ M\Omega$ gefordert.

Der gerade Kurvenverlauf im VHF- und UHF-Gebiet ist einzig und allein vom Aufbau des Meßdemodulators abhängig. In den Bildern 1a und 1b sind die kritischen Leitungen hervorgehoben. Es muß dafür gesorgt werden, daß diese Leitungen so kurz und so induktivitätsarm wie möglich ausgeführt werden. Auch die Anschlüsse an das Meßobjekt sollten vom Tastkopf aus gesehen nur etwa 10 mm lang sein, wenn Messungen bei höheren Frequenzen ausgeführt werden. Für Sonderfälle können längere Leitungen immer noch angelötet werden, die dann jedoch die Anzeigegenauigkeit ab etwa 20 MHz beeinträchtigen.

Aus Bild 2 ist ein für die Hf-Technik praktikabler Aufbau zu erkennen. Die Leitungslängen liegen bei wenigen Millimetern! Der Aufbau wurde in einem käuflichen BNC-Anschlußgehäuse untergebracht, so daß sich hier die Möglichkeit anbietet, mit einem BNC-T-Stück jederzeit in koaxialen (BNC-)Leitungskreisen Messungen durchzuführen.

Wenden wir uns nun der Frage der erzielbaren Anzeigegenauigkeit und der kleinsten noch erfaßbaren Hochfrequenzspannung zu. Hochfrequenzspannungen besitzen neben anderen unangenehmen meßtechnischen Eigenschaften auch noch das Problem ihrer oft sehr kleinen Amplitude – so z. B. nur einige Millivolt.

Die Grenze der erzielbaren Auflösung ist in *Bild 3* wiedergegeben. Da eine Tabelle in vielen Fällen für eine Übersicht nicht dienlich ist, sind die Hf-Spannungswerte als Skalenverlauf, bezogen auf die lineare Teilung der Gleichspannungsskala 0...10 und 0...3, gleich eingezeichnet worden. Es ist zu erkennen, daß bei der benutzten Germaniumdiode AA 144 bereits 2 mV Hf-Spannung auf dem 1 mV-Gleichspannungsbereich gut abzulesen sind.

Diese Skalenverläufe können übernommen werden – oder aber es wird eine zusätzliche Eichung vorgenommen, die wir uns gleich einmal ansehen wollen.

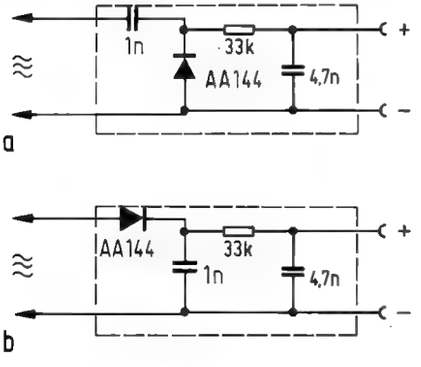


Bild 1. Schaltungsmöglichkeiten des Hf-Tastkopfes; a) mit gleichspannungsfreiem Eingang, b) für Messung von Hf mit Gleichspannungsanteilen. Normalerweise wird die Schaltung a) bevorzugt

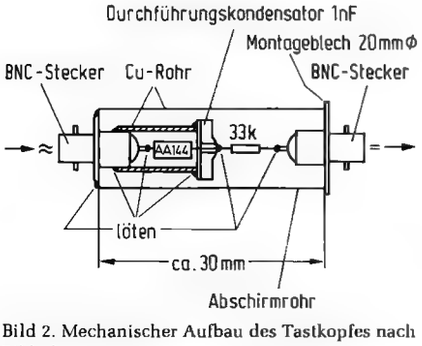


Bild 2. Mechanischer Aufbau des Tastkopfes nach Bild 1b

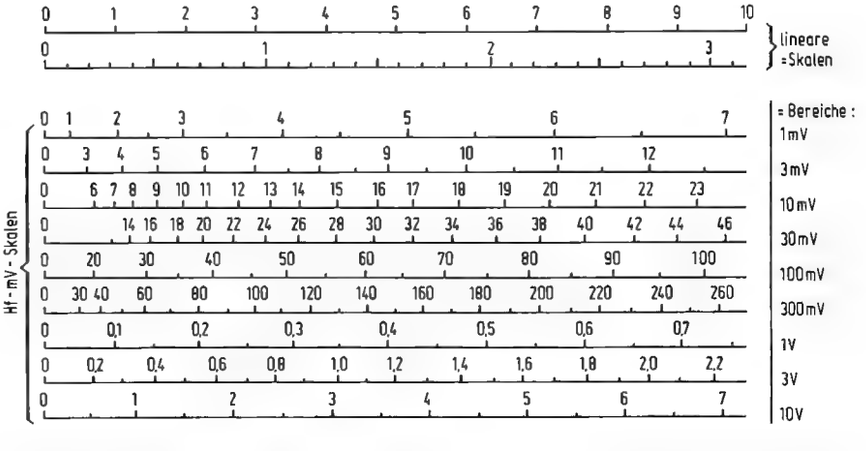


Bild 3. Die Skaleneichung des Hf-Millivoltmeters. Je nach den verordneten Dioden sind hier geringe Abweichungen vom gezeichneten Verlauf möglich

Für die Eichung der Skala ist ein Nf-Sinusgenerator erforderlich. Dieser muß entweder genau genug abgeschwächt werden können oder aber es wird ein geeichtes Nf-Millivoltmeter, Digitalvoltmeter oder Oszilloskop parallel geschaltet. *Bild 4* zeigt den erforderlichen Aufbau. Die Nf-Spannung von z. B. 10 kHz wird an den Eingang des Tastkopfes angeschlossen und am Ausgang die jeweils zugehörige gleichgerichtete Spannung festgestellt. Das Ergebnis ist dem Bild 3 ähnlich und im wesentlichen von dem Typ der verwendeten Diode abhängig. Wird für Eichzwecke ein Nf-Generator benutzt, so ist es erforderlich einen Kondensator von 0,22 µF am Ausgang der Gleichrichterdiode nach Masse anzuschließen.

Die so im Nf-Gebiet geeichte Anordung ist für den Hf-Einsatz betriebsbereit. Die Skalenumrechnungswerte können entweder direkt auf die Skala des Meßgerätes – ein Gleichspannungsmillivoltmeter – aufgetragen werden oder aber sind, tabellarisch erfaßt, nachlesbar.

Der Gleichspannungsverstärker

Die zweite Betrachtung gilt jetzt dem Gleichspannungsanzeigegerät. Natürlich muß es sich hier um ein Gerät handeln, welches noch kleine Spannungen im Bereich von 0...1 mV driftfrei erfassen kann. Das ist aber mit gleichstromgekoppelten Brückenverstärkern nicht mehr möglich. Eine Schaltung, welche dieses Problem umgeht, ist der „Chopper-Meßverstärker". Die Schaltung dieses Gleichspannungsmillivoltmeters ist in *Bild 5* gezeigt. Auf die Darstellung einer Platine wird nicht eingegangen; einmal ist diese Zeichnung doch etwas abhängig von der Größe der verwendeten Bauelemente, außerdem kommt es gerade bei der Chopperbaugruppe auf eine gute Abschirmung an. Im vorliegenden Fall wurde die gesamte Schaltung in den einzelnen Kammern eines ausgedienten Fernsehtuners untergebracht. Dadurch ist bereits das Problem der Brummeinstreuung beseitigt.

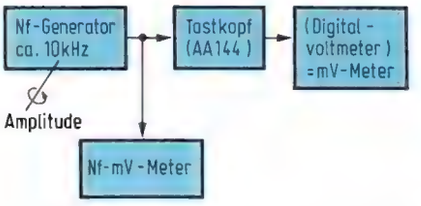


Bild 4. Mit dieser Meßanordnung kann das mV-Meter geeicht werden

Die verwendete Schaltung hat einmal den Vorteil, daß wir gleichermaßen ein sehr empfindliches Gleichspannungsmillivoltmeter – empfindlichster Bereich mit einem Endausschlag von 1 mV – erhalten. Darüber hinaus wird die demodulierte Hochfrequenzspannung, geeicht als U_{eff}, mit einem bereits gut ablesbaren Wert von 2 mV angezeigt. Wie man aus dem *Bild 5* erkennt, ist der Schaltungsaufbau einfach.

Dennoch soll hier eine kurze Beschreibung nicht fehlen. Der bistabile Multivibrator mit den Transistoren T 1 und T 2 schwingt auf etwa 75 Hz. Das Rechtecksignal steuert einmal die Transistoren T 3 und T 4, welche die zu messende Gleichspannung in eine proportionale 75-Hz-Rechteckspannung schalten. Die Transistoren T 8 und T 9 werden mit dem gleichen 75-Hz-Takt gesteuert, so daß die inzwischen verstärkte Wechselspannung im synchronen Takt gleichgerichtet wird. Das zerhackte Gleichspannungssignal wird zur Entkopplung dem Transistor T 5 zugeführt und anschließend in dem Transistor T 6 verstärkt. Die veränderbare Gegenkopplung des Operationsverstärkers – Schalter S 4 – sorgt bereits für die Bereichswahl der Skala 0...10 und 0...3. Das Signal wird in dem Operationsverstärker verstärkt und dem Synchrondemodulator zugeführt. Die Gegenkopplung des Transistors T 6 ist mit dem Schalter S 2 in drei dekadischen Verstärkungsstufen veränderbar. Der Schalter S 3 verringert die Verstärkung zusätzlich ab 100 mV. Ab 1 V Gleichspannung wird der Schalter S 1 das Signal um den Faktor 10 : 1 abschwächen. Bei 10 V Eingangsspan-

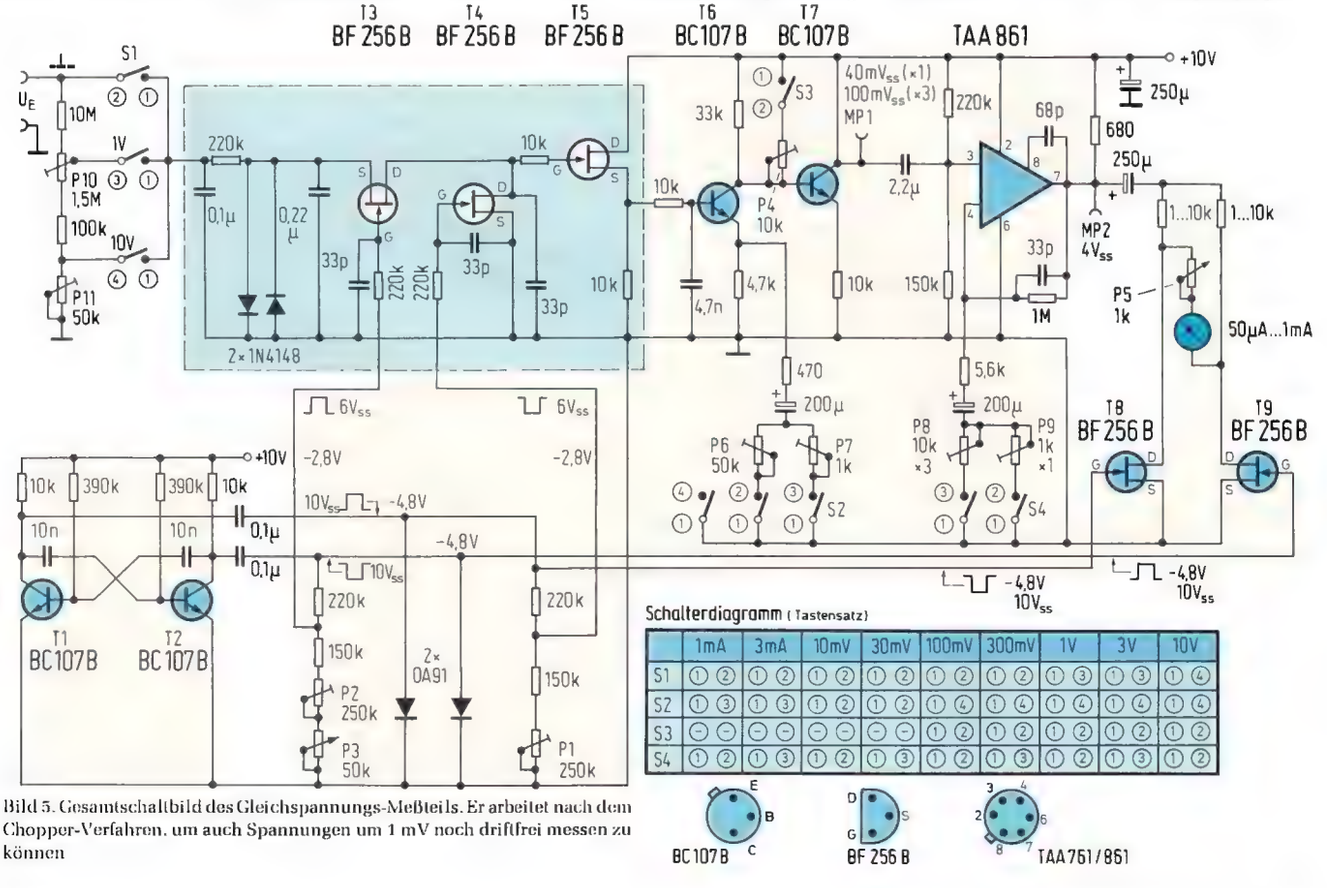


Bild 5. Gesamtschaltbild des Gleichspannungs-Meßteils. Er arbeitet nach dem Chopper-Verfahren, um auch Spannungen um 1 mV noch driftfrei messen zu können

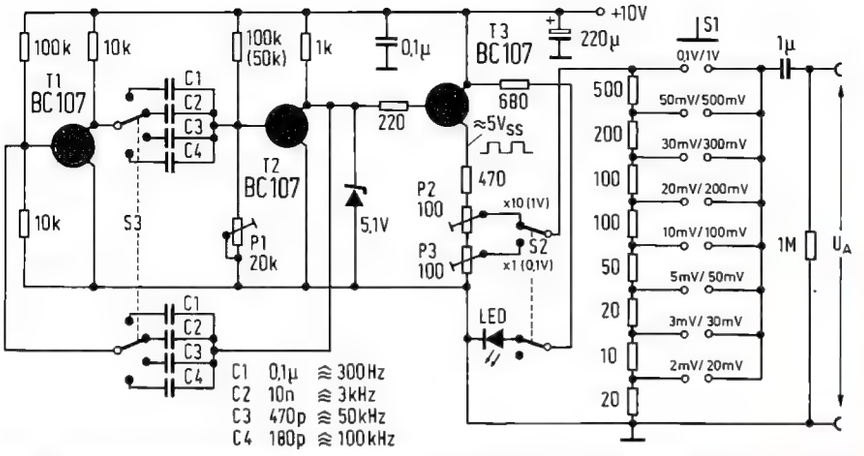


Bild 6. Mit dieser Schaltung können bestimmte feste Wechselspannungen für Eichzwecke erzeugt werden

nung schaltet S 1 zusätzlich auf eine 100 : 1-Teilung.

Die gesamte Bereichsumschaltung klingt zuerst etwas „unübersichtlich", wird jedoch auf sehr einfache Weise in dem Schalterdiagram, welches in dem Bild 5 mit eingezeichnet ist, für die Bereiche von 1 mV,..10 V erklärt.

Für den Abgleich des Verstärkers ist ein Vergleichsinstrument oder eine definierte Gleichspannung erforderlich. Mit einem Oszilloskop wird bei kurzgeschlossenem Eingang das Rechteckausgangssignal – oder besser gesagt die Reste davon – am Ausgang des Operationsverstärkers mit P 2 auf Null gestellt, wobei der Einsteller P 3 auf Mittenstellung verbleibt. Mit P 1 kann hier eine Korrektur erfolgen, wobei dann an beiden Gate-Anschlußpunkten von T 3 und T 4 gleich große Rechtecksignale entstehen (etwa 6 V_{ss}). Es ist unbedeutend, bei welchem Bereich mit dem Abgleich begonnen wird. Im einfachsten Falle wird ein 10-mV-Gleichspannungssignal eingespeist und auch auf den 10-mV-Bereich geschaltet. Am Meßpunkt MP 1 wird mit P 6 ein Rechtecksignal von 40 mV_{ss} eingestellt. P 9 wird jetzt so eingestellt, daß am Ausgang MP 2 eine Rechteckspannung von 4 V_{ss} entsteht. P 5 stellt das Meßwerk auf Endausschlag. Dieser Regler wird herausgeführt, so daß dieses Gerät von außen jederzeit nacheichbar ist.

Die Spannung wird jetzt auf 30 mV Gleichspannung am Eingang erhöht. P 8 wird dann so eingestellt, daß der Zeiger wieder auf Endausschlag steht. Am Eingang des Operationsverstärkers entsteht dabei eine Spannung von etwa 120 mV_{ss} Rechtecksignal.

Nach diesem Verstärkungsabgleich bleibt nicht mehr viel übrig. P 7 wird für den Bereich 1 mV als Einsteller benutzt und P 4 für den 100-mV-Bereich. Damit ist der Verstärker abgeglichen. Der 1-V- und 10-V-Bereich werden mit P 10 und P 11 eingestellt, so daß sich schwer beschaffbare Meßwiderstände erübrigen. Je nach Empfindlichkeit des benutzten Meßwerkes können die Widerstände im Drainkreis von T 8 und T 9 (1 kΩ...10 kΩ) angepaßt werden, wenn der Regelbereich von P 5 nicht mehr ausreicht. Stehen für die Eichung derartige genaue Vergleichsspannungen im mV-Bereich nicht zur Verfügung. so können selbstverständlich mit einem Vergleichsinstrument im Voltbereich gemessene Spannungen über einen entsprechenden Widerstandsteiler dafür benutzt werden.

Für einen genauen Abgleich im unteren Bereich können die beiden 33-pF-Kondensatoren im Eingangskreis abgleichbar gemacht werden. Bei kurzgeschlossenem Eingang werden verbleibende Schallspitzen auf Minimum gestellt, z. B. an MP2.

Der Kalibrator

Der Kalibrator in *Bild 6* ist umfangreicher ausgelegt, als es speziell für die Tastköpfe des Meßgerätes erforderlich ist. Der Grund ist darin zu suchen, daß dieser Kalibrator universell in der Meßtechnik anwendbar ist. Die Ausgangsspannung ist ein Rechtecksignal und mit S 3 zwischen 300 Hz...100 kHz in vier Stufen wählbar. Die Ausgangsspannung ist stabilisiert und ergibt mit S 1 und S 2 folgende Spannungen in mV_{ss} bzw. V_{ss}.

	Stellung S 1	
Stellung S 2	x 1	x 10
1	100 mV	1 V
2	50 mV	0,5 V
3	30 mV	0,3 V
4	20 mV	0,2 V
5	10 mV	0,1 V
6	5 mV	50 mV
7	3 mV	30 mV
8	2 mV	20 mV

Die Abstufungen 1–5–3–2–1 geben die Möglichkeit, bei allen Oszilloskopen und Multimetern schnell Kontrolleichungen der Wechselspannungsbereiche vorzunehmen. Dabei wird davon ausgegangen, daß das betreffende Wechselspannungsmultimeter eine Spitzenwertgleichrichtung besitzt. Es ist dann darauf zu achten, daß die in V_{ss} geeichte Ausgangsspannung für ein Multimeter – so auch für dieses Hf-Meßgerät – als $U_{ss}/2$ zur Anzeige gebracht wird. Weiterhin ist in der Stellung 3 kHz die Möglichkeit der Frequenzkompensation (Abgleich) eines Oszilloskoptastkopfes gegeben.

Die Transistoren T 1 und T 2 bilden den astabilen Multivibrator, dessen Frequenz mit dem Stufenschalter S 3 in vier Bereiche umgeschaltet wird. Die Ausgangsspannung von T 2 wird über eine 5,1-V-Z-Diode im positiven Bereich begrenzt und dem Emitterfolger T 3 zugeführt. Dadurch ergibt sich eine für diese Zwecke ausreichende Stabilisierung der Ausgangsspannung.

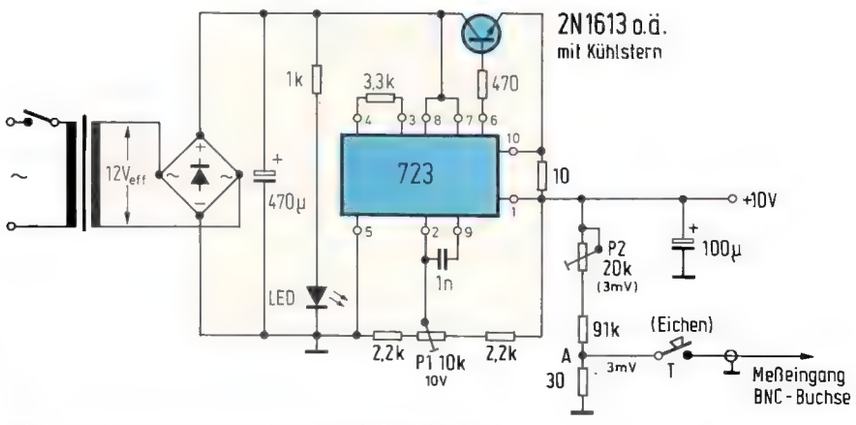


Bild 7. Schaltung eines passenden Netzteils für Bild 5 und 6

Die Eichung des Kalibrators wird folgendermaßen vorgenommen. Ein geeichtes Meßgerät – so z. B. auch ein Oszilloskop – wird am Ausgang angeschlossen und der Schalter S 1 auf Stellung 0,1 V/1 V gebracht. Mit S 2 auf Stellung x 10 (1 V) wird mit P 2 eine Ausgangsspannung von 1 V_{ss} eingestellt. In Stellung x 1 (0,1 V) ist mit P 3 eine Ausgangsspannung von 100 mV_{ss} einzuregeln. Das Potentiometer P 1 stellt die Symmetrie der Ausgangsspannung ein. Es ist somit möglich, verschiedene für das Gerät vorgesehene Gleichrichtertastköpfe zu eichen, wobei nach Bild 5 mit dem Regler P 5 eine Verstärkungskorrektur vorgenommen werden kann. Eingangs wurde schon erklärt, daß die Ausgangsspannung, die in U_{ss} geeicht wird, mit $U_{ss}/2 = U_s$ zur Anzeige gelangt. Das ist für Multimeter zu berücksichtigen.

Das Netzteil

Das Netzteil ist mit einer Netzregel-IS vom Typ 723 bestückt (*Bild 7*). Mit P 1 wird die Ausgangsspannung auf 10 V eingestellt. Durch Einfügen des Widerstandes zwischen den Punkten 1 und 10 ist eine Strombegrenzung bei etwa 0,5 A wirksam. Der NPN-Längstransistor, z. B. 2N1613 oder BSY 86, ist mit einem Kühlstern versehen.

Für die Eichung des Gleichspannungs-Millivoltmeters hat sich eine konstante Spannung von 3 mV als günstig erwiesen. Diese wird mit P 2 an Punkt A mit einem Digitalmultimeter einmalig eingestellt. Steht ein derartiges Meßgerät nicht zur Verfügung, so ist es auch möglich, die vorher eingestellte Betriebsspannung von 10 V über zwei 1 % genaue Teilwiderstände auf einen entsprechenden Wert zu teilen. Der Abgleich und damit die Eichung des Millivoltmeters erfolgt durch den Taster T (Bild 7) und Einstellung auf den gewünschten Ausschlag mit P 5 (Bild 5).

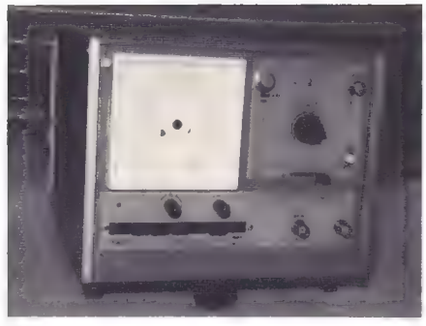


Bild 8. Das Gerät des Verfassers

Aufbau und Stabilität

Bild 8 zeigt das fertige Gerät mit Kalibratorbaugruppe. Im vorliegenden Falle wurde ein 500-µA-Drehspulinstrument mit einem Zeigerausschlag von 270° benutzt, das den Vorteil einer entsprechend großen Skalenlänge bietet. Das Gerät arbeitet mit der vorliegenden Schaltung auch über längere Zeit driftfrei. Eine Nacheichung ist nur erforderlich, wenn der Einsatz mit unterschiedlichen Hf-Gleichrichtertastköpfen vorgenommen wird.

Bei sinusförmigen Spannungen und Strömen, wie etwa am Ausgang eines FM-Senders, ist die Bestimmung der Leistung über die bekannten Umrechnungsformeln und -faktoren relativ leicht, wenn man übliche Spitzenwert-Gleichrichter verwendet. Der folgende Bericht zeigt, daß auch andere Kurvenformen mit einer noch recht unaufwendigen Schaltung ausgewertet werden können.

Herwig Feichtinger

Hf-Leistungsmesser – auch für nicht sinusförmige Spannungen

Das Prinzip

Normalerweise, und das heißt bei sinusförmigem Spannungsverlauf, errechnet sich die Leistung einer angepaßten Quelle aus der Beziehung

$$P = \frac{U_{eff}^2}{R}$$

wobei U_{eff} nicht ohne weiteres direkt gemessen werden kann, sondern meist über den Umrechnungsfaktor 0,707 aus der leichter meßbaren Spitzenspannung abgeleitet wird. Bei Leistungsmessern, die nach diesem Prinzip arbeiten, ergibt sich eine nichtlineare, etwa quadratische Skala [1, 2].

Wesentlich schwieriger ist schon die Messung der Leistung nicht sinusförmiger Spannungen; der obige Zusammenhang zwischen Spitzen- und Effektivwert gilt dann nicht mehr. Als Beispiel sei eine 100 %ig modulierte Schwingung (AM mit m = 1) angeführt; *Bild 1* zeigt das resultierende Oszillogramm. Der Effektivwert beträgt jetzt nicht mehr etwa 71 %, sondern nur noch 43 % des Spitzenwertes. Ferner würde ein Spitzenwertgleichrichter gegenüber der unmodulierten Spannung die vierfache Leistung anzeigen, obwohl die tatsächliche Leistungszunahme nur 50 % beträgt.

Um diese Probleme zu umgehen, verwendet man teilweise thermische Meßmethoden und nutzt dabei die Widerstandsänderung eines Heißleiters durch die zu messende Hochfrequenz aus. Leider sind übliche NTC-Widerstände wegen ihrer thermischen Trägheit und ihrer Eigenkapazität weniger geeignet, und spezielle Meßheißleiter für diesen Zweck sind nur schwer erhältlich [3].

Die in *Bild 2* vorgestellte Meßmethode arbeitet im Prinzip ebenfalls thermisch, allerdings wird hier eine Glühbirne als Absorber verwendet.

Diese Glühbirne wird nun gleichzeitig von der zu messenden Hochfrequenz und einem Gleichstrom gespeist, der immer gerade so groß eingestellt wird (dafür sorgt die Regelung in Verbindung mit einem Fototransistor), daß die Helligkeit der Lampe konstant ist. Das bedeutet, daß der Gleichstrom verringert wird, wenn die Hochfrequenz-Eingangsleistung ansteigt, und umgekehrt. Der Rückgang des Gleichstromes wird von einem Instrument angezeigt.

Die Schaltung

Bild 3 zeigt eine Möglichkeit der schaltungstechnischen Realisierung. Die Hochfrequenz gelangt vom Eingang über ein Anpaßnetzwerk, das gleichzeitig durch seine Abschwächung den Meßbereich festlegt, zu einem kleinen 6-V-Glühlämpchen. Als steuerbare

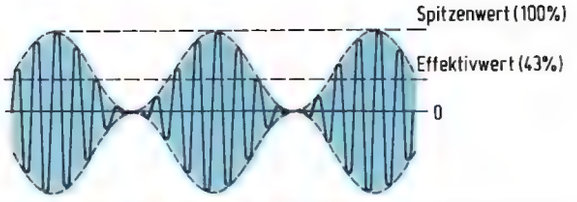
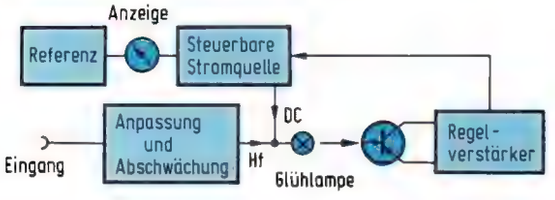


Bild 1. Bei nicht sinusförmigem oder zusammengesetztem Signalverlauf ist der Umrechnungsfaktor zwischen Spitzen- und Effektivwert nicht mehr 0,707



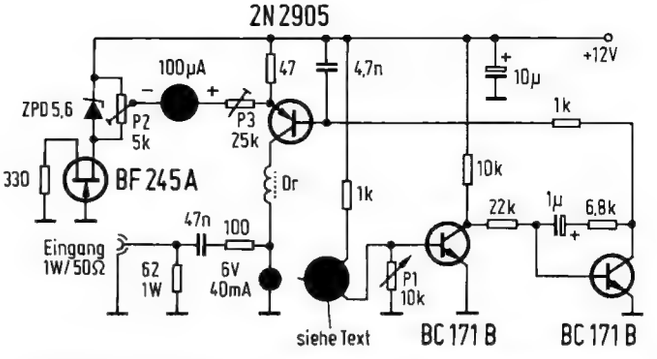


Bild 3. Einfache Realisierung eines thermischen Leistungsmessers. Statt des aus drei Transistoren bestehenden Regelverstärkers wäre natürlich auch ein Operationsverstärker geeignet

◀ Bild 2. Prinzip eines thermischen Leistungsmessers mit Glühlampe als Absorber

Gleichstromquelle dient ein PNP-Transistor (2 N 2905), dessen Kollektor mit einer Hf-Drossel von diesem Glühlämpchen getrennt ist, um den störenden Einfluß der Kollektorkapazität zu eliminieren. Für diese Drossel kann entweder eine fertige Ausführung mit etwa 50...100 µH verwendet werden, oder man wickelt ca. 30 Wdg. dünnen Kupferlackdraht auf einen kleinen Ferritkern.

Der zweistufige Regelverstärker ist durch ein RC-Glied (1 µF/6,8 kΩ) in seinem Phasengang so korrigiert, daß keine Regelschwingungen auftreten können. Die Einstellzeit der Regelung beträgt bei dieser Dimensionierung nur etwa 100 ms, ein Wert, der bei thermischen Meßmethoden wohl recht selten ist.

Eine zur Schaltung passende Platine zeigt *Bild 4*, und die Bestückung geht aus *Bild 5* hervor. Die Verbindung zwischen Eingangsbuchse und Platine soll über ein 50-Ω-Koaxkabel geschehen, um Fehlanpassungen bei hohen Frequenzen zu vermeiden. Ferner müssen die Widerstände der Eingangsschaltung ungewendelte Schichtausführungen sein. Hält man sich an diese beiden Forderungen, so lassen sich Leistungen etwa zwischen 100 kHz und 150 MHz zuverlässig und genau messen.

Noch eine Bemerkung zu dem Fototransistor: Im Prinzip eignet sich praktisch jede Ausführung. Sollte sich aber in der Bastelkiste nichts Passendes finden, kann man auch zur Feile greifen und einem BC 107 oder einem ähnlichen Transistor mit Metallgehäuse die Kopfplatte abfeilen. Versuche des Verfassers zeigten, daß das Endprodukt den meisten „echten" Fototransistoren ebenbürtig, ja teilweise sogar an Empfindlichkeit überlegen ist! Im Mustergerät fristet ein solcher „BP 107" bislang ohne Schwierigkeiten hinsichtlich Empfindlichkeit oder Reststrom sein Krüppeldasein.

Abgleich des Wattmeters

Den Abgleich des fertig aufgebauten Gerätes nimmt man am besten folgendermaßen vor:

Zunächst stellt man mit P 1 den Gesamtstrom, den das Gerät der 12-V-Stromversorgung entnimmt, auf 42 mA ein (dabei ändert sich natürlich die Helligkeit des Glühbirnchens). Es ist natürlich darauf zu achten, daß möglichst wenig Fremdlicht auf den Fototransistor fällt. Der Nullpunkt des Anzeigeinstruments kann dann mit P 2 eingestellt werden. Sollten sich Hf-Einstreuungen in den Regelverstärker bemerkbar machen, so ist der Fototransistor mit einem 4,7-nF-Kondensator zu überbrücken; solche Einstreuungen machen sich durch eine Änderung der Lämpchen-Helligkeit beim Einschalten der Hf bemerkbar.

Für das Eichen, d. h. den Abgleich von P 3, muß eine Hf-Quelle bekannter

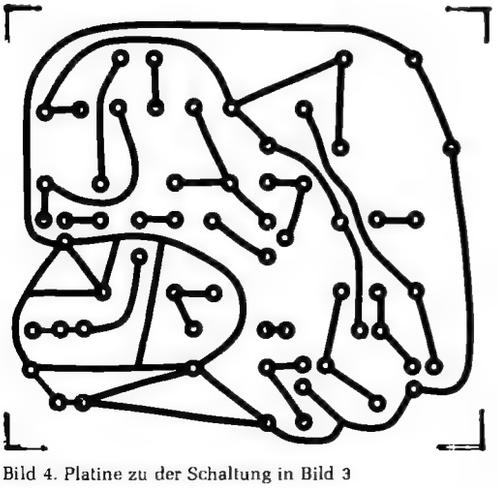


Bild 4. Platine zu der Schaltung in Bild 3

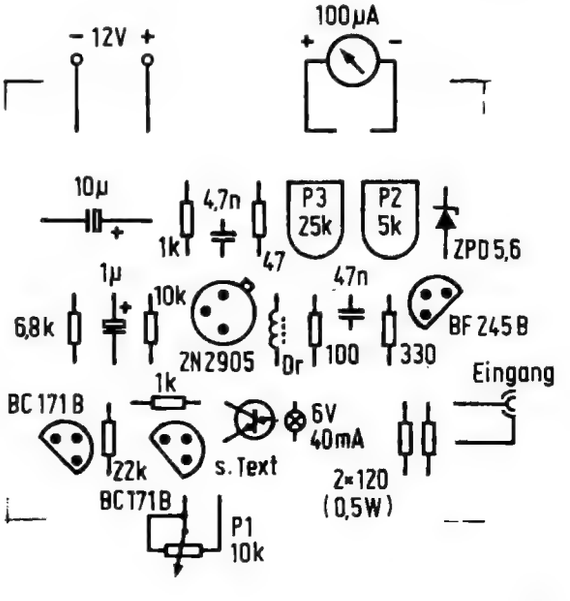


Bild 5. ▶ Bei der Bestückung ist darauf zu achten, daß besonders die Bauelemente am Eingang (auch das Glühlämpchen) kurzbeinig eingelötet werden

Ausgangsleistung als Vergleichsnormal zur Verfügung stehen. Als Notbehelf kann aber auch eine Nf-Quelle (ca. 1 kHz) mit etwa 5...7 V_{eff} verwendet werden, wobei der Koppelkondensator der Eingangsschaltung (47 nF) mit etwa 25 µF überbrückt werden soll (der Pluspol liegt auf der Seite der Glühbirne). Mißt man den gauen Wert der Wechselspannung nach dem Anschließen des Leistungsmessers mit einem Vielfach-Meßinstrument, so kann aus der Beziehung

$$P = \frac{U_{eff}^2}{50\ \Omega}$$

die tatsächliche Leistung errechnet werden. Schließlich kann dann mit P 3 die Anzeige der errechneten Leistung auf dem Instrument eingestellt werden.

Da im späteren Betrieb P 1 zur elektrischen Nullpunkteinstellung verwendet wird, geht die Alterung der Glühbirne oder ihr mechanischer Abstand zum Fototransistor nicht in die Anzeigegenauigkeit ein.

Da die Skala praktisch linear verläuft und nicht etwa quadratisch wie bei Spitzengleichrichter-Wattmetern, ist es nicht notwendig, sie umzuzeichnen. Die angezeigten Werte auf dem Instrument (0...100 µA) können direkt als Leistung (0...1 W) interpretiert werden.

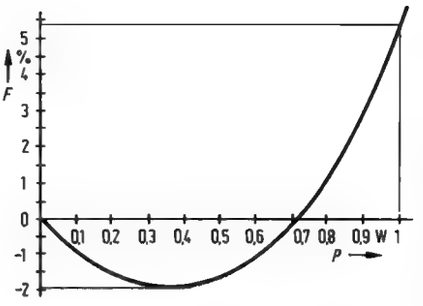


Bild 6. Systematischer Fehler bei Verwendung einer linearen Anzeigeskala

Allerdings: ganz so genau, wie man erwarten könnte, stimmt diese Linearität nun auch wieder nicht. Um das zu zeigen, hier noch eine etwas mathematisch-trockene Betrachtung.

Der systematische Linearitätsfehler

Die Glühlampe wird gleichzeitig von dem Hf-Strom I_{Hf} und dem Gleichstrom I_{DC} durchflossen. Der resultierende Gesamtstrom ist

$$I_{ges} = \sqrt{I_{DC}^2 + I_{Hf}^2}.$$

Mittels einiger einfacher Umformungen ergibt sich bei der vorliegenden Dimensionierung der im Anzeigeinstrument fließende Strom zu

$$I_{Anz.} = \frac{40\ mA - \sqrt{(40\ mA)^2 - \frac{P_{Hf}}{150\ \Omega}}}{10\ mA} \cdot 100\ \mu A$$

Aus dieser Beziehung ist sofort ersichtlich, daß kein exakt linearer Zusammenhang zwischen der Hf-Eingangsleistung P_{Hf} und dem Instrumentenstrom bestehen kann. Der auf den Skalenendwert bezogene Linearitätsfehler ist in *Bild 6* dargestellt. Dieser Fehler ließe sich zwar durch ein Umzeichnen der Instrumentenskala beseitigen; da er aber ohnehin nur relativ gering ist, kann er in den meisten Fällen als unerheblich toleriert werden.

Als tatsächliche Anzeigegenauigkeit kann wegen unvermeidlicher Toleranzen und Frequenzabhängigkeiten ein Wert von etwa ± 10 % angenommen werden.

Literatur

[1] Hf-Wattmeter – dimensioniert mit einem programmierbaren Taschenrechner. FUNKSCHAU 1977, Heft 1, S. 38.

[2] Universelles Nf-Wattmeter. FUNKSCHAU 1975, Heft 1, S. 60.

[3] *Mäusl, R.*: Hochfrequenzmeßtechnik. Verlag Hüthig, Heidelberg 1974.

Schaltungskniff

Transistor-Verstärkungs-Meßgerät

Jeder Bastler muß ab und zu Transistoren mit gleicher Verstärkung aussuchen, unbekannte Transistortypen klassifizieren oder Transistoren prüfen. Mit wenigen Bauelementen läßt sich ein geeignetes Gerät bauen, das sich in jahrelangem Gebrauch als sehr praktisch erwiesen hat. Das *Bild* zeigt die Schaltung. Als Meßinstrument eignet sich z. B. eine Ausführung 50-0-50 µA (Nullpunkt in Skalenmitte).

Für den Null-Abgleich mit dem Potentiometer R 2 gilt:

$$U_1 = U_2$$

Für die Verstärkung des zu messenden Transistors gilt:

$$V = \frac{I_C}{I_B} = \frac{R_1}{R_2}$$

Das heißt, die Verstärkung ist umgekehrt proportional zum eingestellten Widerstand.

Die Skala des Potentiometers wird mit einem Ohmmeter und durch Umrechnung in Stromverstärkungswerten geeicht; für die in der Schaltung verwendeten Widerstände gilt dabei:

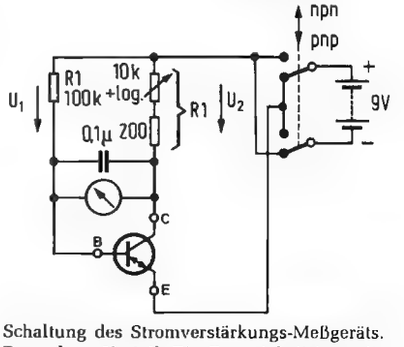
$$V = \frac{100\,000}{200 + R_2}$$

Das Potentiometer wählt man am zweckmäßigsten mit logarithmischer Kennlinie und betreibt es als e-Funktion, so daß die Skala für kleine Stromverstärkungen gespreizt ist (V = 100 in Skalenmitte).

Mit der gewählten Dimensionierung lassen sich Stromverstärkungen von V = 10 bis V = 500 messen. Der Meßvorgang ist denkbar einfach:

Der Transistor-Wahlschalter npn-pnp wird in die entsprechende Position gebracht, der Nullabgleich wird vorgenommen, und an der Skala wird die Verstärkung abgelesen. Bei defektem Transistor läßt sich in beiden Bereichen kein Abgleich erreichen.

Henning Weiss



Schaltung des Stromverstärkungs-Meßgeräts. Besonderer Vorteil: Die Genauigkeit ist weitgehend von der Betriebsspannung unabhängig. Als Meßinstrument eignet sich am besten eine Ausführung mit in der Skalenmitte liegendem Nullpunkt

Jörg Rehrmann

Bei vielen Abgleich- und Reparaturarbeiten an Fernsehgeräten leistet ein Gittermustergenerator gute Dienste. Dieses Gerät wird einfach an den Antennenanschluß des Fernsehgerätes, also ohne Eingriff in dieses, angeschlossen.

Gittermustergenerator

Bei richtigem Abgleich erscheinen auf dem Bildschirm senkrechte und waagrechte weiße Linien, die ein Gitter bilden. Bei Farbfernsehgeräten dürfen diese Linien keine farbigen Ränder haben, andernfalls liegt ein Konvergenzfehler vor. Wenn der Abstand der waagrechten Linien an verschiedenen Stellen des Bildes unterschiedlich ist, muß die Bildlinearität, wenn der Abstand der senkrechten Linien unregelmäßig ist, die Zeilenlinearität nachgestellt werden.

Die Schaltung

Bild 1 zeigt die Schaltung des Gittermustergenerators, die im wesentlichen aus vier astabilen Multivibratoren und einem Hf-Oszillator besteht.

Der mit N 3 und N 4 aufgebaute Multivibrator erzeugt die Horizontalsynchronimpulse, die über N 12 und die Pufferstufe N 10 dem Hf-Oszillator aufmoduliert werden, während sie den mit N 7 und N 8 aufgebauten Multivibrator sperren. Dieser gibt nun in den Impulspausen (Zeilenhinlauf) schmale Impulse ab, die über N 11 dem Hf-Oszillator zugeführt werden und auf dem Bildschirm als senkrechte Linien erscheinen. Die Bildsynchronimpulse, deren Frequenz über C 1 mit der Zeilenfrequenz synchronisiert wird, werden mit N 1 und N 2 erzeugt. Die Impulse für die waagrechten Linien gibt ein aus N 5 und N 6 bestehender Multivibrator ab, nachdem der Bildsynchronimpuls beendet ist. Der Kondensator C 5 sorgt dafür, daß die waagrechten Linien immer nur aus ganzen Zeilen bestehen: Der Widerstand R 5 ist hier so bemessen, daß jeweils genau eine Zeile hellgetastet wird.

Da die Bildsynchronimpulse am Ausgang von N 2 noch zu breit sind, werden sie, bevor sie über N 12 und N 10 dem Hf-Oszillator zugeführt werden, mit Hilfe von C 4 und R 3 auf den richtigen Wert gekürzt.

Die Modulationsspannung wird auf den Emitter des Hf-Transistors gegeben. Da dieser Modulationseingang niederohmig und kapazitätsarm ist, können auch die schmalen Impulse für die senkrechten Linien mit einer ausreichend steilen Flanke aufmoduliert werden. Der Arbeitspunkt von T 2 läßt sich mit P 5 auf den günstigsten Wert einstellen.

Die Stromversorgung des Gerätes übernimmt eine kleine 9-V-Batterie. Die Stabilität dieser Batteriespannung reicht jedoch nicht für den Betrieb des Gerätes aus; sie wird daher mit Hilfe von T 1, D 7 und R 10 stabilisiert. Die Gesamtstromaufnahme der Schaltung ist sehr niedrig: sie betrug beim Mustergerät je nach Schleiferstellung von P 5 nur etwa 2 mA.

Aufbau und Abgleich

Bild 2 zeigt das Layout einer geeigneten Platine. Um den Nachbau der Schal-

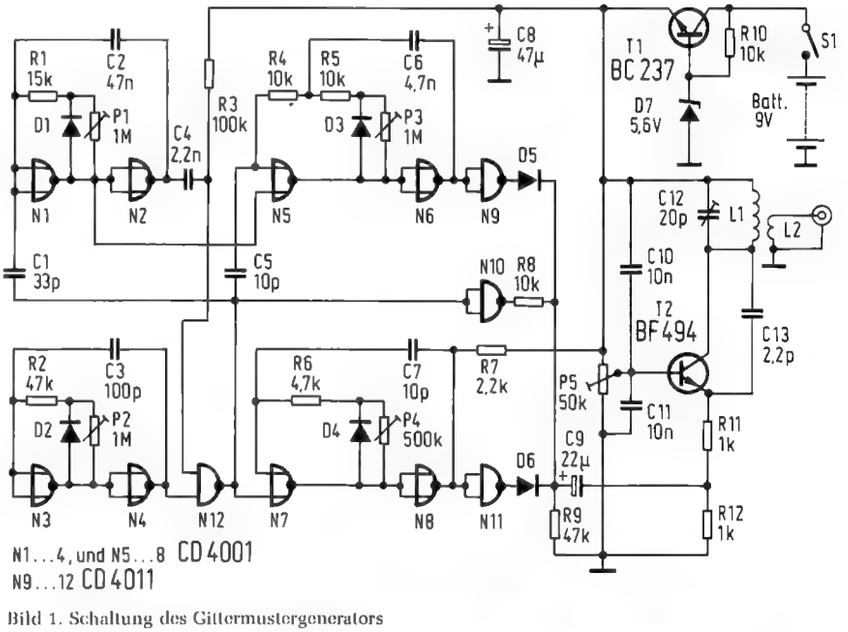


Bild 1. Schaltung des Gittermustergenerators

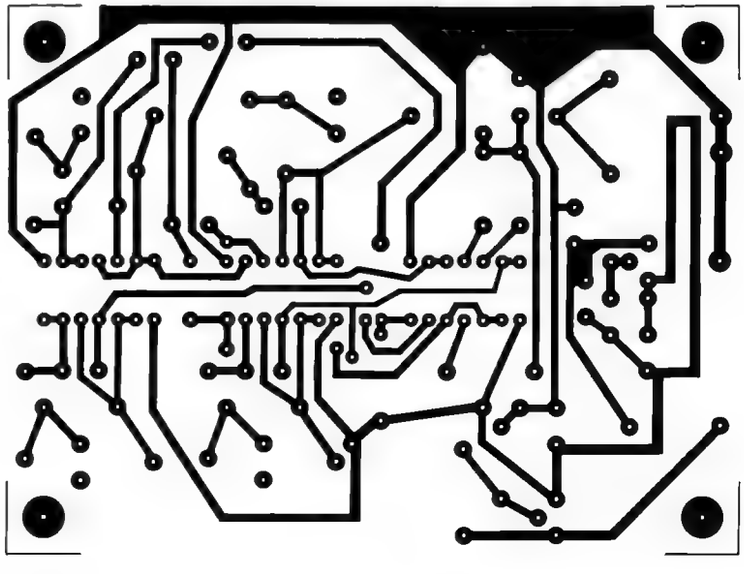


Bild 2. Layout der Platine

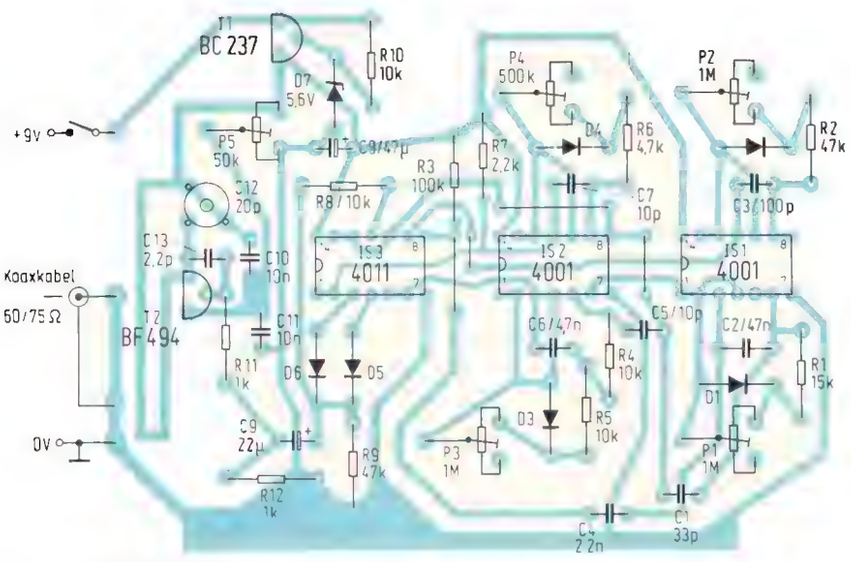


Bild 3. Bestückungsplan zu Bild 2

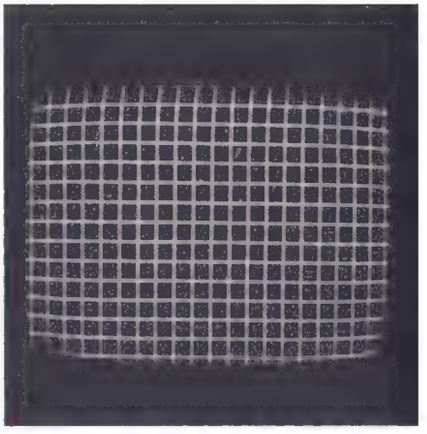


Bild 4. Das von dem Gerät erzeugte Gittermuster auf dem Bildschirm eines Fernsehempfängers

tung zu erleichtern, wurden für L 1 und L 2 gedruckte Spulen verwendet; wer die Schaltung aber auf einer Lochrasterplatine aufbaut, kann für L 1 eine aus Schaltdraht gewickelte Spule mit etwa 5 Wdg. und 4...6 mm Durchmesser nehmen. Für L 2 genügt eine Windung, die sich in der Nähe von L 1 befinden sollte.

Alle Teile, *außer den IS*, werden nun nach dem Bestückungsplan (*Bild 3b*) auf die Platine gelötet.

Vor dem Abgleich werden alle Potis in Mittelstellung gebracht. Danach sucht man sich am Fernsehgerät einen freien VHF-Kanal (Kanäle 5...12), verbindet das eingeschaltete Gerät mit dem Antenneneingang des Fernsehers und verstellt den Trimmer C 12 solange, bis der Bildschirm dunkel und rauschfrei ist. Jetzt setzt man die integrierten Schaltungen ein und verstellt P 2 langsam im Bereich der Mittelstellung, bis die senkrechten Linien deutlich erkennbar sind und sich auch nach einer kurzzeitigen Programmumschaltung sofort wieder stabilisieren. Ebenso stellt man die waagrechten Linien mit P 1 ein. Mit den Potis P 3 und P 4 läßt sich der gewünschte Abstand der Linien einstellen; eventuelle Unstabilitäten der waagrechten Linien sind durch geringfügiges Verstellen von P 3 zu beseitigen. Den günstigsten Arbeitspunkt von T 2 muß man mit P 5 versuchsweise ermitteln.

Um Brummstörungen, die den Abgleich erschweren und sogar unmöglich machen können, zu vermeiden, ist es sehr wichtig, daß der Netzstecker des Fernsehgerätes so gepolt ist, daß das Chassis nicht mit der Phase des Netzes verbunden ist. Beim betriebsfertigen Gittermustergenerator genügt es, wenn man diesen in ein abschirmendes Metallgehäuse einbaut, das mit der Masse verbunden ist. Das Mustergerät fand in einem Metallgehäuse mit den Abmessungen 118 mm x 122 mm x 50 mm Platz.

Bild 4 zeigt das erzeugte Gittermuster. Beim Arbeiten mit dem Generator empfiehlt es sich, das Bild des Fernsehempfängers relativ dunkel zu stellen, um eine optimale Schärfe der Linien zu erreichen.

Dipl.-Ing.
Rüdiger Sebens

Der nachfolgende Artikel beschäftigt sich mit dem Einsatz des Optokopplers in einer Triac-Schaltung, die Leistungen von mehreren kW galvanisch getrennt vom Netz schalten kann. Der geringe Eingangsstrom des Optokopplers macht diese Schaltung besonders für Anwendungen mit TTL-Ansteuerung geeignet.
Mit diesem Schaltungsvorschlag von Hewlett-Packard wird eine Möglichkeit der Verbindung Logik – Last in numerisch gesteuerten Werkzeugmaschinen sowie zukünftigen Generationen von mikroprozessorgesteuerten Haushaltgeräten vorgestellt.

Triac-Ansteuerung mit Optokoppler

Kontaktlose Netzschalter werden heute hauptsächlich mit Triacs realisiert. Zur galvanischen Trennung der Steuerschaltung vom Netz wurden bisher Impulstransformatoren eingesetzt. Die rasche Entwicklung auf dem Gebiet der Optoelektronik schaffte mit der Einführung des Optokopplers die Möglichkeit, den Impulstransformator durch ein preiswerteres und sehr viel kleineres Bauelement zu ersetzen.

Die galvanische Trennung von Ein- und Ausgangsseite erfolgt im Optokoppler durch eine Lichtübertragungsstrecke, die Isolationsspannungen von einigen 1000 V ermöglicht. Im Optokoppler wird der Eingangsstrom einer Leuchtdiode in Lichtsignale umgewandelt, die nach Durchlaufen der sehr kurzen Lichtübertragungsstrecke auf eine Fotodiode treffen; dort geschieht die Rückumwandlung in elektrische Signale. Die charakteristischen Größen eines Optokopplers sind neben der ma-

ximal übertragbaren Datenrate das Stromübertragungsverhältnis I_{Aus}/I_{Ein} und der Eingangsstrom. *Bild 1* zeigt die Innenschaltung des HP-Typs 4N45.

Grundsätzlich wird der Triac durch einen Steuerwechselstrom eingeschaltet, der phasengleich mit dem Laststrom ist. Der Schalter S in *Bild 2* steuert diesen Wechselstrom. Bei geöffnetem Schalter verbindet der 330-Ω-Widerstand den Steueranschluß (Gate) mit der Katode, um ein ungewolltes Zünden des Triacs zu verhindern. Ein Schließen des Schalters bewirkt das Durchschalten des Triacs.

Optokoppler mit Darlington-Ausgang wie der 4N45 sind in der Lage, diesen Steuerstrom von einigen 10 mA zu schalten. *Bild 3* zeigt die grundsätzliche Schaltung von Optokoppler und Triac. Da der Optokoppler 4N45 für eine maximale Ausgangsspannung von 7 V ausgelegt wurde, ist bei Verwendung am 220-V-Netz zur Spannungsbegrenzung ein Emitterfolger, wie in *Bild 4* zu sehen ist, erforderlich. Durch die zwei in Serie geschalteten Leuchtdioden wird die Eingangsspannung des Emitterfolgers festgelegt, so daß am Optokoppler etwa 3,6 V liegen. Der weitaus größte Teil der Spannung (maximal 307 V) wird vom Emitterfolger gesperrt. Da Transistoren mit Sperrspannungen U_{ce} größer als 300 V kaum erhältlich und zudem recht teuer sind, wurde der Emitterfolger in zwei 2N3440 aufgeteilt, die jeweils für Sperrspannungen bis zu 250 V ausgelegt sind. Damit ist auch für mögliche Impulsspitzen ausreichend Vorsorge getroffen.

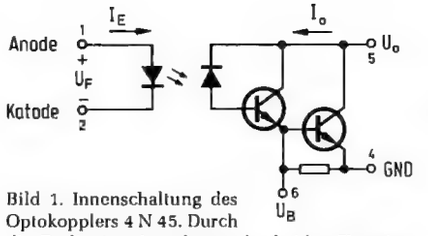


Bild 1. Innenschaltung des Optokopplers 4 N 45. Durch die Darlington-Anordnung der beiden Transistoren wird ein Stromübertragungsverhältnis von mehr als 200 % erreicht

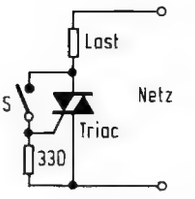


Bild 2. Prinzip einer Triac-Steuerung

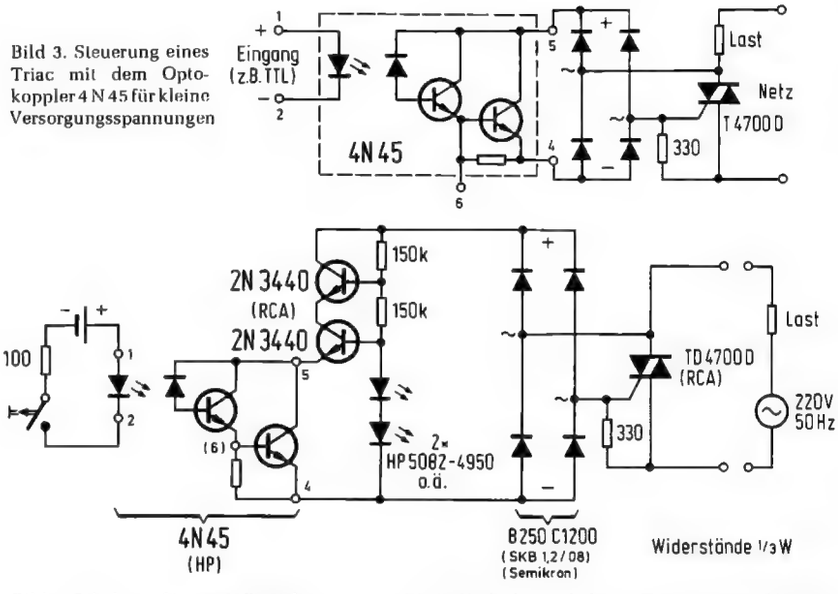


Bild 3. Steuerung eines Triac mit dem Optokoppler 4 N 45 für kleine Versorgungsspannungen

Bild 4. Schaltung für 220 V Betriebsspannung. Die in Kaskade geschalteten Transistoren 2 N 3440 begrenzen die Spannung am Optokoppler auf zulässige Werte. Statt Batterie und Schalter kann der Optokoppler natürlich auch z. B. von einem TTL-Gatter angesteuert werden

Die Steuerung des Triacs erfolgt von der Eingangsseite des Optokopplers nach Bild 4 wie folgt: Ein Eingangsstrom von 1,5 mA läßt die Ausgangsseite des Kopplers niederohmig werden, wodurch der Emitter der Begrenzungsstufe nach Minus gezogen wird. Beide Transistoren werden nun ebenfalls niederohmig, der Gleichrichter ist damit kurzgeschlossen, und der Triac zündet. Der Optokoppler wird bei unterbrochenem Eingangsstrom sekundärseitig wieder hochohmig, und der Steuerstrom des Triacs damit unterbrochen. Da der Basisstrom der Begrenzungstransistoren nicht mehr am Emitter abfließen kann, werden diese Transistoren ebenfalls hochohmig und der Optokoppler vor hohen Spannungen geschützt.

Die beiden in Serie liegenden Widerstände wurden so dimensioniert, daß bei ausgeschaltetem Koppler etwa 1 mA über die zwei Leuchtdioden (ersatzweise eine Zenerdiode ZPD 3,3) fließen, die am 330-Ω-Widerstand sehr viel weniger als 1 V erzeugen und damit den Triac nicht zünden können. Der Eingangsstrom des Kopplers wird so gewählt, daß dessen Ausgangsverlustleistung den maximal zulässigen Wert von 100 mW nicht überschreitet. Bei einem Eingangsstrom von 1,5 mA, einem Stromübertragungsverhältnis von etwa 20 und der maximalen Ausgangsspannung von 3,6 V wird dies gewährleistet. Der Brückengleichrichter muß für Netzspannung ausgelegt sein, der Strom ist mit etwa 35 mA gering. Der Triac T4700D ist bei entsprechender Kühlung bis 15 A spezifiziert, kann also am 220-V-Netz 3,3 kW schalten. Der Triac zündet in der Schaltung bereits bei Eingangsströmen des Optokopplers von 0,4 mA.

Bild 5 zeigt die Schaltung mit Netzkabel und Plastikgehäuse. Die Platine ist eingeschoben, der Triac sollte in diesem Fall (ohne Kühlkörper) aber nicht mit maximal 15 A gefahren werden. Die zwei Leuchtdioden signalisieren den Zustand vor Zünden des Triacs. Stecker und Kupplung werden wie ein Verlängerungskabel zwischen Netz und Verbraucher geschaltet. Die Materialkosten der Schaltung liegen bei ungefähr DM 50.–.

Bild 5. Das Gerät des Verfassers

Hans-Joachim Klaje

Durch den minimalen Stromverbrauch des Mini-Zählers [1] ist es möglich, diesen mit Batterien zu betreiben. Dabei wurde es oft als störend empfunden, den Ladezustand der Batterien nicht zu kennen. Mit wenigen zusätzlichen Bauelementen ist es möglich, hier Abhilfe zu schaffen.

Erweiterungen zum FUNKSCHAU-Mini-Zähler

Bei der Entwicklung der Schaltung wurde die in [2] beschriebene Möglichkeit der Dezimalpunkteinblendung berücksichtigt. Zusätzlich wird die Öffnung der Torzeit optisch angezeigt.

Sämtliche Anzeigen erfolgen über die Dezimalpunkte (DP) der Anzeigeeinheit. Dabei ergeben sich folgende Anzeigeformen:

Torzeitanzeige
Nur während der Zeit, innerhalb der die Eingangsimpulse gezählt werden, leuchtet der rechte DP auf.

Betriebsart Frequenzmessung: Je nach verwendetem IS-Typ und Quarz erhält man eine 100-ms- (7207 mit Quarz 6,5536 MHz) bzw. 1-s- (7207 A mit Quarz 5,24288 MHz) Torzeitanzeige.

Betriebsart Zeitmessung: Die Torzeitanzeige erfolgt entweder durch die Länge des durch IS 6 (CD 4013) erzeugten Tor-Impulses oder, bei externer Torzeiteingabe nach [2], durch die Länge des zugeführten Torzeitimpulses. Dabei kann es vorkommen, daß der rechte DP dauernd leuchtet. Dieses bedeutet dann allerdings keinen Fehler der Anzeige, vielmehr werden durch die Trägheit des Auges zu schnelle Schaltvorgänge nicht mehr erfaßt; eine optisch geringere Helligkeit des Dezimalpunktes ist aber bei höheren Frequenzen des Torzeitimpules wahrzunehmen.

Dezimalpunkteinblendung
Entsprechend der Schalterstellung von S1 leuchtet der gewählte DP auf [2]. Das *Bild* zeigt die Schaltung für die Dezimalpunkteinblendung bei Verwendung eines ICM 7207 A für die Torzeiterzeugung bei Frequenzmessung.

Batteriekontrolle
Es leuchten bei Unterschreiten der minimal zulässigen Batteriespannung mit Ausnahme des für die Torzeitanzeige benutzten DP entspechend der Anzeigekapazität alle Dezimalpunkte auf.

Durch Verwendung einer CMOS-IS des Typs MC 14501 CP bzw. 4501 wurde erreicht, die Stromaufnahme der Schaltung äußerst gering zu halten, so daß bei zusätzlichem Einbau in den Mini-Zähler auch weiterhin Batteriebetrieb möglich ist.

Die Schaltung

Zur Erleichterung des Verständnisses sei zunächst erwähnt, daß nach richtigem Abgleich von P1 und ausreichend vollen Batterien an Pin 7 ein L-Pegel liegt, so daß am Ausgang des NAND-Gatters G1 dauernd H-Potential zu messen ist.

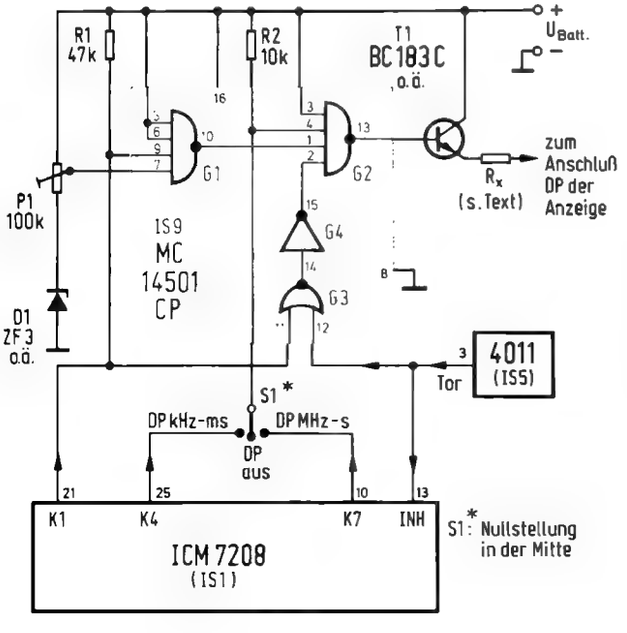
Wie eingangs bereits erwähnt, wird die Anzeige der Toröffnungszeit mit dem rechten DP realisiert. Bei Ansteuerung von Pin 2 mit den Torimpulsen von IS 5 würden alle Punkte während dieser Zeit leuchten. Durch G3 und G4 wird jedoch gewährleistet, daß nur während der Zeit, innerhalb der die Katode K1 (Pin 21 des 7208) durch die Multiplexansteuerung auf „L" geschaltet wird, die Tor-Impulse zur Anzeige gelangen.

Da die IS 7208 Open-Drain-Ausgänge besitzt, ist es erforderlich, zum einwandfreien Funktionieren der Schaltung den Arbeitswiderstand R1 einzubauen, um definierte H-L-Übergänge zu erzeugen.

Unter Umgehung von G3 und G4 können die Dezimalpunkte an Pin 4 für die kHz-ms- bzw. MHz-s-Stelle eingeblendet werden. Der auch hier benötigte Arbeitswiderstand R2 ist im Wert etwas kleiner als R1 gewählt, da wegen der hohen Multiplexfrequenz der Anzeige, Transistor- und Schaltkapazitäten sowie der Verzögerungszeit des Gatters sonst nicht ausreichend gewährleistet ist, daß an Pin 4 wieder ein genügend hoher H-Pegel erscheint, um den nachfolgend angesteuerten DP auszublenden. Der Widerstand R2 ist gegebenenfalls etwas zu verkleinern, falls der nachfolgende DP noch etwas „glimmen" sollte. Durch diesen fließt bei eingeblendetem DP infolge des Multiplexbetriebes der Anzeige übrigens nur ein mittlerer Strom von weniger als 65 µA (U_{Batt} = 4,5 V)!

Der Wert für R1 ist unkritischer, da wegen der zwischengeschalteten Gatter die Schaltzeiten weniger zum Tragen kommen.

Beim Unterschreiten der minimal noch zulässigen Batteriespannung sind zunächst alle Eingänge von G1 auf „H", an Pin 10 erhält man „L", so daß alle Signale, die sonst zusätzlich über G2 lau-



Diese Schaltung ermöglicht die Anzeige einer zu weit abgesunkenen Batteriespannung des Mini-Zählers mit Hilfe der Dezimalpunkte

fen, gesperrt werden; ohne Zusatzbeschaltung würde man an Pin 13 auf Grund der NAND-Eigenschaft des Gatters dauernd „H" messen, sämtliche Punkte der Anzeigeeinheit würden entsprechend der Anzeigekapazität leuchten. Da die Schaltung aber so ausgelegt werden sollte, daß die Torzeitanzeige weiterhin erfolgt, wurde zusätzlich eine Verbindung von Pin 9 zu K1 (Pin 21 der 7208) hergestellt. Dadurch ist gewährleistet, daß bei Ansteuerung der Katode K1 durch den kurzen Multipleximpuls der Tor-Impuls von IS 5 doch angezeigt werden kann.

Da die IS MC 14501 den erforderlichen Treiberstrom für die Anzeige nicht liefern kann, wurde T1 als Treiberstufe eingebaut. T1 bildet einen Emitterfolger, so daß keine Phasendrehung zwischen Eingangs- und Ausgangssignal entsteht.

Der Wert des Widerstandes R_x ist gleich groß wie die in der Schaltung des Mini-Zählers verwendeten Segmentwiderstände der Anzeigeeinheit zu wählen (üblicherweise 1 kΩ nach [1]), um eine gleich helle Anzeige zu erreichen.

Abgleich der Batteriekontrolle

Bei 3 V Betriebsspannung ist P1 so einzustellen, daß die DP gerade anfangen zu leuchten.

Falls irgendeine Funktion des Mini-Zählers bei 3 V nicht mehr in Ordnung sein sollte, was aber höchst unwahrscheinlich ist, kann in Reihe mit D1 eine Silizumdiode, z. B. 1N4148, geschaltet werden. Der Abgleich „Batteriekontrolle" ist dann bei der in [1] angegebenen unteren Grenze der Betriebsspannung von 3,5 V durchzuführen.

Dadurch, daß D1 durch den minimalen Querstrom bereits im flachen Teil der Kennlinie arbeitet, gehen bei der hier vorliegenden Schaltungskonfiguration auch die Eingangsströme von G1 auf die Bestimmung der Größe des Vorwiderstandes ein. Die Streuungen dieser Eingangsströme sind nicht unerheblich, so daß zum Zweck eines sicheren Nachbaus statt eines Festwiderstandes das Poti P1 eingebaut wurde.

Auf alle Fälle sollten beim Aufleuchten der Dezimalpunkte infolge einer zu geringen Batteriespannung die Batterien sofort gewechselt bzw. die Akkus nachgeladen werden. Hierzu eignen sich übrigens vorzüglich einige Netz-Lade-Geräte von Taschenrechnern, die mit gleich hohen Betriebsspannungen wie der FUNKSCHAU-Mini-Zähler arbeiten.

Die in [1] gegebenen Hinweise für den Umgang mit CMOS-IS sollten hinreichend beachtet werden. Der Einbau der Zusatzschaltung in den Mini-Zähler ist auf alle Fälle bei ausgeschaltetem Gerät durchzuführen!

Literatur

[1] *Gößler, R.*: Miniaturzähler für Frequenz und Periodendauer. FUNKSCHAU 1976, Heft 7, S. 271.

[2] *Gößler, R.*: Erweiterungen für den FUNKSCHAU-Mini-Zähler und die Stoppuhr. FUNKSCHAU 1977, Heft 7, S. 303.

LED – Mittenanzeige

Um die beste Empfangsqualität bei einem UKW-Empfänger zu erreichen, muß dieser exakt auf die Senderfrequenz abgestimmt werden. Eine Einstellung allein nach Gehör ist kaum möglich, eine Abstimmanzeige sollte daher vorhanden sein. Leider ist diese auch bei relativ teuren Geräten nicht selbstverständlich.

Bei den gebräuchlichen FM-Demodulatoren ist die Nf einem bestimmten Gleichspannungswert überlagert, der sich bei einer Verstimmung ändert. Dieser Effekt wird zur Abstimmungsanzeige ausgenutzt, indem diese Spannung mit einer (zum Abgleich einstellbaren) Festspannung verglichen wird. Bei Demodulatoren mit separatem AFC-Ausgang kann zweckmäßigerweise dieser benutzt werden.

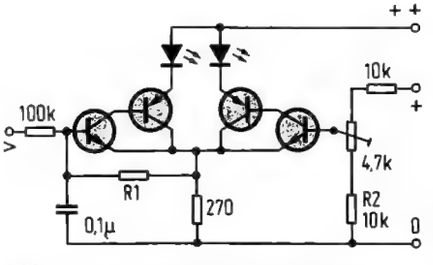


Bild 1. Mittenanzeige für UKW-Empfänger mit zwei Leuchtdioden als „Helligkeitswaage"

Die übliche mechanische Analoganzeige besteht aus einem Drehspulinstrument, meist mit Differenzverstärker. Die Genauigkeit ist bei einem guten (und dann auch teuren) Instrument kaum zu überbieten. Ein nachträglicher Einbau scheitert aber meist am fehlenden Platz auf der Frontplatte.

Bisher bekanntgewordene elektronische Anzeigen arbeiten digital, wobei das Aufleuchten einer bestimmten LED die genaue Einstellung signalisieren soll. Eine genaue Anzeige ist hiermit nicht möglich, da als „Mitte" stets ein Bereich angezeigt wird, der bei schmaler Auslegung ein Flackern der Anzeige wegen der Sender-FM zur Folge hat. Auch eine Einstellung auf größte Helligkeit ist schlecht möglich, weil ein Vergleichswert fehlt und eine Beurteilung nur beim Betätigen der Abstimmung möglich ist. Oft ist auch der Aufwand bei der Ansteuerung so hoch, daß kein Kostenvorteil gegenüber der me-

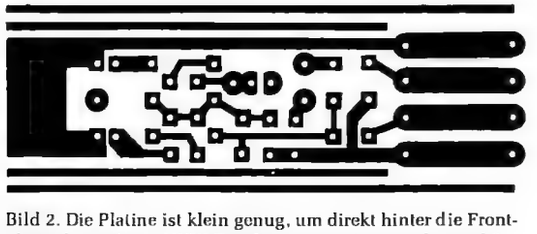


Bild 2. Die Platine ist klein genug, um direkt hinter die Frontplatte der meisten UKW-Empfänger montiert werden zu können

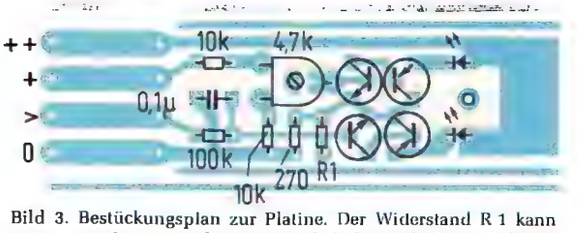


Bild 3. Bestückungsplan zur Platine. Der Widerstand R 1 kann meist weggelassen werden, er ermöglicht bei Bedarf eine Reduzierung der Anzeigeempfindlichkeit

chanischen Anzeige mehr existiert. Es sollte daher eine rein elektronische Abstimmanzeige gefunden werden, die möglichst die Genauigkeit des Zeigerinstrumentes mit wenig Aufwand und gängigen Bauteilen erreicht.

Die genaueste Ablesung ist bei einem Helligkeitsvergleich möglich. Schon bei zwei LED nebeneinander sind geringste Unterschiede deutlich zu erkennen.

Zur Ansteuerung dient ein Impedanzwandlerpaar, bei dem durch eine komplementäre Darlingtonstufe eine hohe Stromverstärkung erreicht wird. In den Kollektorzweigen liegen die Anzeige-LED (*Bild 1*). Zur Strombegrenzung dient der gemeinsame Emitterwiderstand, wodurch der Gesamtstrom der Anzeige immer gleichbleibt. Eine Änderung der Basisströme ändert auch die Stromverteilung und damit die Helligkeit der LED. Als Transistoren eignen sich praktisch alle Kleinsignaltypen mittlerer Stromverstärkungsgruppen.

Der Eingang der Schaltung wird mit dem Nf- oder AFC-Ausgang verbunden, z.B. TBA 120, Pin 8, oder CA 3089, Pin 7. Die LED können direkt auf die Platine gelötet werden, wenn der Platz an der Frontplatte ausreicht. Zur Signalzuführung genügt eine nicht abgeschirmte Leitung, wenn der Widerstand des Siebgliedes am Eingang direkt an den Demodulator gelötet wird; an seine Stelle auf der Platine kommt dann eine Drahtbrücke. Der positive Anschluß des Spannungsteilers sollte mit der Stromversorgung am Demodulator verbunden werden, um eine Drift der Anzeige zu vermeiden; dagegen ist die Versorgung der LED ohne Einfluß auf die Funktion. Falls die Schaltung zu empfindlich reagiert, kann für R1 ein Widerstand von etwa 1 MΩ eingelötet werden; andernfalls entfällt dieser Widerstand. *Bild 2* zeigt eine kleine passende Platine und *Bild 3* den Bestükkungsplan.

Zum Abgleich sucht man etwa in der Mitte des UKW-Bereiches eine Stelle ohne Sendersignal (bei abgeschalteter AFC) und stellt mit dem Trimmer die beiden LED auf gleiche Helligkeit ein. Der Spannungsteiler muß eventuell an unterschiedliche Eingangsspannungen angepaßt werden.

Bei vielen Empfängern ist zur Steuerung der AFC eine symmetrische Spannung vorhanden, die entweder direkt vom Demodulator erzeugt (z.B. CA 3089, Pin 7 und 10) oder extern eingestellt wird. Auf jeden Fall ist die Differenz bei richtiger Abstimmung = 0. Dann kann R2 weggelassen werden, und das Trimmpoti wird durch eine Drahtbrücke ersetzt. Unsymmetrien können durch eine Korrektur des FM-Demodulatorkreises ausgeglichen werden.

Reinhard Bellin

Schaltungskniff

LC-Oszillator für (fast) beliebige L/C-Verhältnisse

Für Meßzwecke wurde eine LC-Generatorschaltung benötigt, deren Spannung U_{SS} am Schwingkreis 0,5 V nicht übersteigen durfte und die auch bei extremen L/C-Verhältnissen sowie in einem großen Resonanzwiderstandsbereich einwandfreie Sinusform hat. Diese Aufgabe konnte mit der im *Bild* gezeigten Schaltung gelöst werden.

Sie baut auf einer bekannten [1], zweipoligen Oszillatorschaltung mit den Transistoren T1 und T2 auf. Deren Spannung am Schwingkreis wird mit dem Transistor T3 verstärkt und in einer Verdopplerschaltung gleichgerichtet. Übersteigt die Spannung am Ladekondensator die Basis-Emitter-Schwellenspannung des Transistors T4, wird dieser leitend, seine Kollektorspannung und damit die Betriebsspannung U_{BO} des eigentlichen Oszillators sinkt ab. Damit wird der Strom und somit auch die Verstärkung der Oszillatortranisistoren T1 und T2 so weit verringert, bis sich ein Gleichgewichtszustand einstellt. Dies ist bei einer Spannung U_{SS} von etwa 300 mV am Schwingkreis der Fall. Der Kollektorstrom des Transistors T3 steuert außerdem den Ausgangstransistor T5, an dessen Kollektor ein TTL-kompatibles Signal abgenommen werden kann.

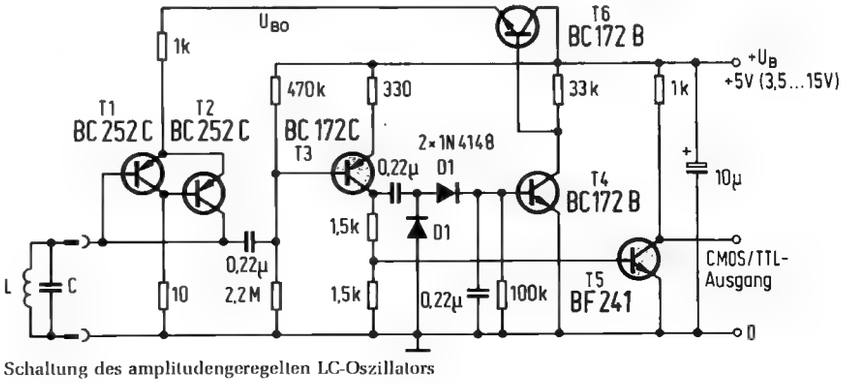
Am Schwingkreis steht eine saubere Sinusspannung von U_{SS} = 300 mV bei einer Betriebsspannung U_B von 3,5...15 V, wenn die Spule L eine Induktivität von etwa 50 µH bis 100 mH und der Kondensator eine Kapazität von etwa 50 pF...5 µF hat. Die Kombination ist praktisch beliebig. Bei einer 50-µH-Spule und einem 5-µF-Kondensator schwingt der Generator mit etwa 10 kHz, bei einer 100-mH-Spule mit etwa 50 pF Wicklungskapazität schwingt er mit etwa 700 kHz, bei 50 pF und 50 µH mit etwa 3,2 MHz.

Der 10-Ω-Widerstand verhindert wildes Schwingen. Die Schaltung ist mit beliebigen Transistoren funktionsfähig, nur die Transistoren T1...T3 sollten eine hohe Stromverstärkung haben.

Günter Peltz

Literatur

Peltz, G.: Zweipolige Oszillatorschaltungen für Parallel- und Serienresonanz. FUNKSCHAU 1971, Heft 15.



Schaltung des amplitudengeregelten LC-Oszillators

Die nachfolgend beschriebene Schaltung liefert sehr steilflankige Rechtecksignale veränderlicher Frequenz und mit 15 V Spannungshub. Sie eignet sich daher vor allem als Taktgeber für CMOS- oder TTL-Schaltungen oder auch als preiswerter Rechteckgenerator fürs Heimlabor.

Martin Weitzel

Einfacher Rechteckgenerator

Das Herz der Schaltung ist der CMOS-Baustein 4047 (astabiler/monostabiler Multivibrator). Da dessen Ausgänge nur mit etwa 2,5 mA belastbar sind, ist eine Leistungsstufe nachgeschaltet. Außerdem stehen noch zwei gegenphasige Signale an Ausgängen mit offenem Kollektor zur Verfügung. Unter „Ausgang mit offenem Kollektor" versteht man die in *Bild 1* angegebene Schaltung. Die Spannung des

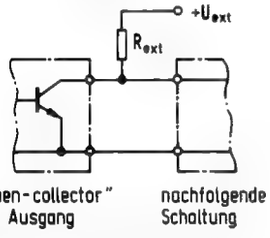


Bild 1. Eine TTL-IS mit „offenem Kollektor" erlaubt Ausgangsspannungen bis zu 30 V

High-Pegels hängt hierbei ausschließlich von der Spannung U_{ext} ab. Besonders wertvoll ist dies z. B., wenn der Generator eine Digitalschaltung ansteuert und U_{ext} identisch mit der Versorgungsspannung dieser Digitalschaltung ist. Dadurch ist sichergestellt, daß am Eingang der nachfolgenden Schaltung auf keinen Fall deren Betriebsspannung überschritten wird, auch dann nicht, wenn man diese (evtl. versehentlich) abschaltet. Viele digitale IS können nämlich beschädigt werden, wenn die Eingangsspannung eines Gatters die Betriebsspannung überschreitet, und gerade das wird durch die Ausgänge mit offenem Kollektor mit Sicherheit vermieden. Da Eingänge von TTL-Schaltungen im offenen Zustand High-Pegel führen, können diese von den Ausgängen mit offenem Kollektor übrigens direkt angesteuert werden, d. h. R_{ext} kann dann entfallen.

Die Schaltung

Der Baustein IS 1 ist als astabiler Multivibrator geschaltet, wie aus *Bild 2* hervorgeht. Die frequenzbestimmenden Bauteile R_f und C_f (*Bild 3*) ergeben sich aus der Beziehung:

$$f \approx \frac{1}{4{,}4 \cdot R_f \cdot C_f}$$

Zu den hohen Frequenzen hin funktioniert der Baustein noch einwandfrei mit C_f = 27 pF und R_f = 5,6 kΩ, also etwa mit 1,5 MHz. Zu tiefen Frequenzen hin sind praktische Grenzen durch die beschaffbaren Bauelemente gesetzt (C_f sollte kein Elektrolytkondensator sein). In der vom Autor gebauten Version liegt die untere Frequenzgrenze mit C_f = 4,7 µF und R_f = 105,6 kΩ bei 0,5 Hz.

Dem IS-Ausgang folgt eine Leistungsstufe mit T 1, T 2. Da die Spannung an den Ausgängen der IS 1 praktisch nur den Wert Null oder $+U_b$ annimmt und der Wechsel zwischen den beiden Zuständen sehr schnell vor sich geht, ist immer einer der beiden Transistoren T 1, T 2 (bzw. T 1', T 2') leitend und der andere gesperrt. Zusammen

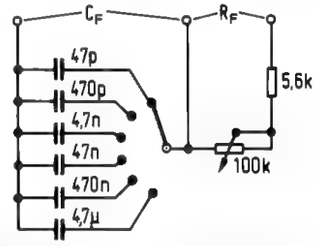


Bild 3. Dimensionierung der frequenzbestimmenden Bauelemente

mit der kapazitiven Überbrückung der Basisvorwiderstände der Transistoren liefert die gewählte Schaltung auch bei größerer Belastung sehr steile Impulsflanken bei unbedeutendem Überschwingen. Der Widerstand R* (bzw. R*') macht die Schaltung nach Masse kurzschlußfest und sollte dafür etwa 150 Ω betragen. Allerdings beeinträchtigt dieser Widerstand ein wenig die Steilheit der positiven Flanken. Es ist deshalb auch möglich ihn wegzulassen, wenn die Leistungsstufe durch andere Maßnahmen vor Kurzschluß des Ausgangs geschützt wird; kurzzeitig schützt hier auch die Strombegrenzung des Spannungsreglers im Netzteil.

Das Ausgangssignal einer Leistungsstufe ist unipolar (d. h., die Ausgangsspannung liegt zwischen 0 und $+U_b$). Wird ein bipolares Ausgangssignal (zwischen $+U_b$ und $-U_b$) benötigt, so kann noch eine zweite Leistungsstufe (T 1', T 2') aufgebaut und über Pin 11 von IS 1 angesteuert werden. An diesem Anschluß steht ein gegenüber Pin 10 invertiertes Signal zur Verfügung. Die Auskopplung des Ausgangssignals erfolgt dann nicht zwischen „A" und Masse („O") sondern zwischen „A" und „B". Aus diesem Grund muß der Rechteckgenerator massefrei aufgebaut werden. Der Vorteil gegenüber der Auskopplung des unipolaren Signals über einen Kondensator liegt im doppelten Ausgangsspannungshub und der Gleichstromkopplung, d. h., auch bei niedrigen Frequenzen und hoher Last tritt keine „Dachschräge" des

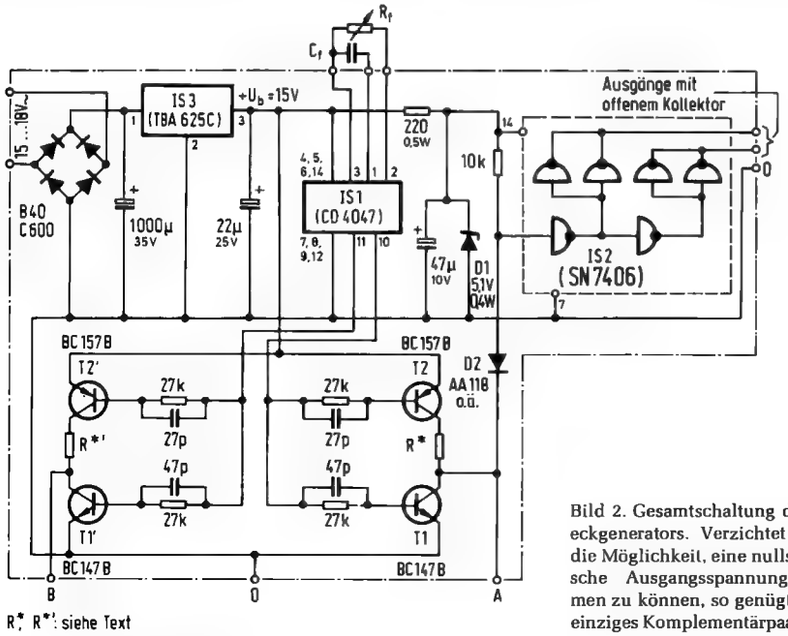
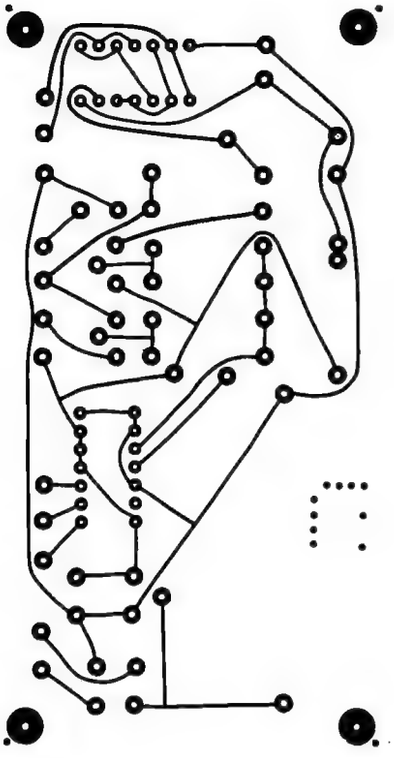
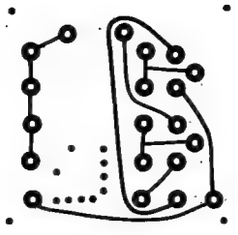


Bild 2. Gesamtschaltung des Rechteckgenerators. Verzichtet man auf die Möglichkeit, eine nullsymmetrische Ausgangsspannung entnehmen zu können, so genügt auch ein einziges Komplementärpaar (T1, T2)

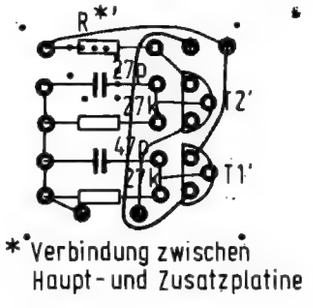
R*, R*': siehe Text

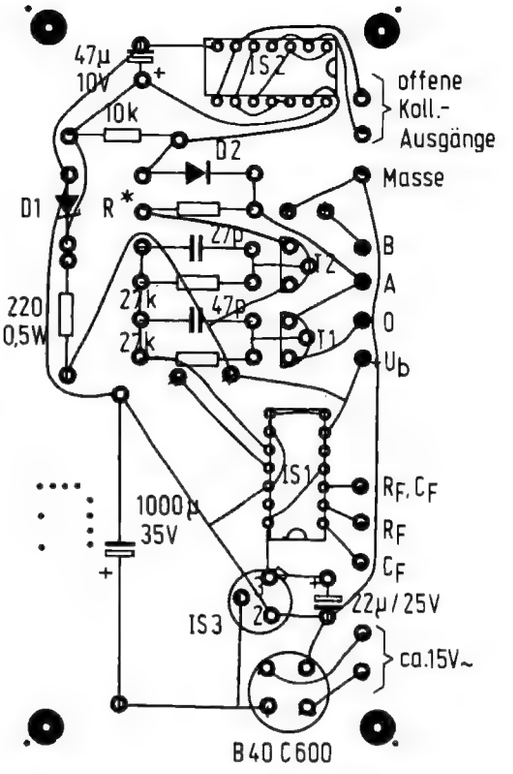




◄ Bild 4. Layout für die Haupt- und Zusatzplatine

Bild 5. ►
Bestückungsplan für die Haupt- und die Zusatzplatine





Rechtecksignals auf. Für die zweite Endstufe ist eine kleine Zusatzplatine vorgesehen, die an vier kurzen Drähten direkt über die Endstufe auf der Hauptplatine montiert werden kann. Natürlich ist auch in dieser Version ein unipolares Ausgangssignal möglich, wobei dann an der zweiten Leistungsstufe ein genau gegenphasiges Signal zur Verfügung steht.

An die Leistungsstufe A ist über D 2 die Ausgangsstufe mit offenem Kollektor angeschlossen. Hierfür wird IS 2 (7406) verwendet, die sechs Inverter mit einem solchen Ausgang enthält. Die Inverter sind so zusammengeschaltet, daß zwei komplementäre Ausgänge zur Verfügung stehen. Die Ausgangstransistoren dieser IS besitzen eine zulässige Sperrspannung von 30 V (dies ist damit auch die Grenze für U_{ext}, vergl. Bild 1) und dürfen mit 40 mA belastet werden. Zwar sind zwei Inverter parallel geschaltet, eine gleichmäßige Stromverteilung ist aber nicht sichergestellt; deshalb sollte die Gesamtlast 50 mA nicht wesentlich überschreiten (was auch für die meisten Anwendungszwecke ausreicht, z. B. zum Ansteuern von über 30 TTL-Eingängen).

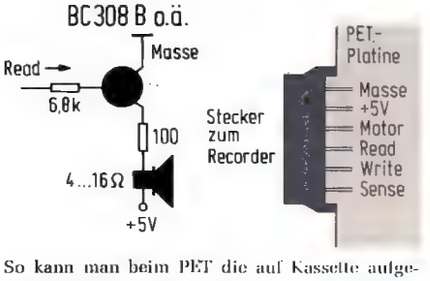
Aufbau des Generators

Die Schaltung ist einschließlich eines Brückengleichrichters und dem Spannungsregler IS 3 (TBA 625 C) auf einer Platine der Größe 100 mm x 50 mm und evtl. einer kleinen Zusatzplatine für die zweite Leistungsstufe (*Bild 4*) untergebracht. *Bild 5* zeigt die Bestückung. Hat man keinen Widerstand R* (bzw. R*') vorgesehen, so sollte ohne eingebaute IS 1 keine Betriebsspannung angelegt werden, da beide Transistoren der Leistungsstufe aufgesteuert würden und (unter ungünstigen Bedingungen) durch thermische Überlastung nach kurzer Zeit zerstört werden könnten.

An die fertig bestückte Platine müssen extern nur noch der Netztrafo und die frequenzbestimmenden Elemente sowie der Ausgangsspannungsteiler angeschlossen werden. Der Netztrafo soll eine Sekundärspannung von 15...18 V liefern und muß mit etwa 200 mA belastbar sein. Die frequenzbestimmenden Elemente können nach der angegebenen Formel den eigenen Erfordernissen angepaßt werden. Mit der in Bild 3 angegebenen Dimensionierung erreicht man sechs dekadisch abgestufte Bereiche von 0,5 Hz bis 750 kHz mit einer Variation von 1 : 18 pro Bereich. ■

PET 2001: So hören Sie Ihre Programme mit

Wenn Sie den in FUNKSCHAU 1978, Heft 12, vorgestellten Heimcomputer PET 2001 besitzen, so werden Sie festgestellt haben, daß es recht nützlich wäre, die Kassetten beim Abspielen über den eingebauten Recorder mithören zu können, ganz einfach, um kontrollieren zu können, ob nun überhaupt etwas auf dem Band ist, oder auch, um ein sinnloses Suchen von Programmen zu vermeiden.



So kann man beim PET die auf Kassette aufgezeichneten Daten mithören

Das *Bild* zeigt zu diesem Zweck eine wirklich einfache Schaltung, die das Mithören der Daten sowohl bei Aufnahme als auch bei Wiedergabe gestattet. Der Lautsprecher kann z.B. auf die Lüftungsschlitze des Bodenbleches geklebt werden.

Sie werden sehen, wie beruhigend es ist, wenn Sie Ihre Daten hören. Übrigens: Geschulte Ohren hören sofort „ihr" Programm aus einer Vielzahl anderer heraus. Probieren Sie's aus!

Hans Neumayr

Für den Scheibenwischer gibt es seit langem Intervallschaltungen, die eine Anpassung der Wischwiederholzeit an die momentanen Bedürfnisse gestatten. Die hier vorgestellten Schaltungen tun etwas anderes: Sie „fühlen", ob es sich lohnt, den Scheibenwischer ein- bzw. abzuschalten, und tun dies bei Bedarf automatisch. Doch hat dies auch seine Probleme...

Karl-Heinz-Schmidt

Automatische Scheibenwischersteuerung

Für den Techniker scheint es auf dem ersten Blick einfach, hier gängige Verfahren vorzuschlagen, es handelt sich hier doch um eine, auf der Isolierfläche aufliegende oder aufprallende, elektrisch leitende Nässe, die galvanisch, kapazitiv, optisch oder elektrostatisch registriert werden kann. Trotzdem wird es bei eingehender Betrachtung klar, daß es schwierig ist, alle grundsätzlichen Forderungen zu erfüllen. Es müssen die unterschiedlichsten Niederschlagsarten möglichst exakt erfaßt werden, um stets den optimalen Ein- oder Ausschaltmoment zu erreichen. Denn ein zu frühes Ein- bzw. zu spätes Abschalten läßt den Wischer zu lange „trocken laufen" und unnötig verschleißen; dagegen führt ein zu spätes Ein- bzw. zu frühes Abschalten zu gefährlichen Sichtbehinderungen.

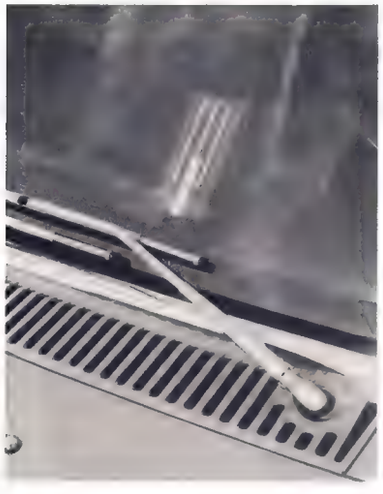


Bild 1. Versuchsaufbau einer automatischen Scheibenwischersteuerung mit kapazitivem Fühler und Hf-Brücke

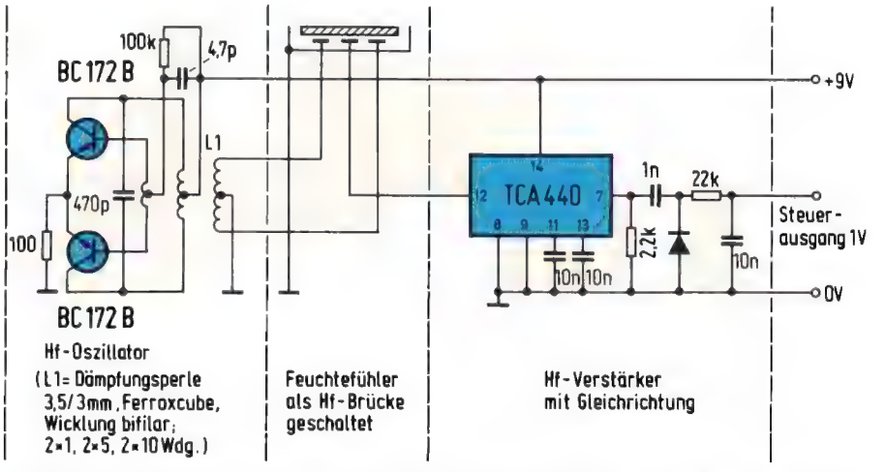


Bild 2. Schaltung einer automatischen Scheibenwischersteuerung, ohne Relais-Auslösung, wie in Bild 1 ausgeführt

Die zeitliche Anpassung der Schaltmomente liegt bei Nebelnässe anders als bei Nieselregen, und bei Nieselregen anders als bei Landregen; die plötzliche, ungemein heftige Reifengischt passierender Fremdfahrzeuge erfordert – insbesondere bei Scheibenwischern mit zwei Geschwindigkeiten – wiederum andere Schaltkriterien. Dagegen sollen eventuell auftreffende Insekten oder Staubteilchen nicht zur Schaltauslösung führen, auch sollen mechanische Erschütterungen oder elektrische Störungen (eigenes Bordnetz, Funksender oder Stromversorgungsleitungen) sowie Temperatur- und Verwitterungseinflüsse wirkungslos bleiben.

Der einfachste Lösungsvorschlag für eine elektronische Scheibenwischersteuerung nutzt die direkte elektrische Leitfähigkeit der jeweils aufliegenden Nässe aus. Dazu muß der Feuchtefühler in Form flach nebeneinander liegender, elektrisch leitender Kontaktbahnen außen auf der Windschutzscheibe, vorzugsweise innerhalb des Wischbereichs, angeordnet werden. Verbindet ein auftreffender Regentropfen zwei Kontaktbahnen galvanisch miteinander, so wird eine Schaltstufe betätigt und der Wischermotor eingeschaltet. Ein Wischer streift dann gleichzeitig über die Kontaktbahnen die aufliegende Nässe ab und läßt damit die Schaltstufe zurückfallen. Der Wischermotor bleibt jedoch über seinen eigenen Endlagenschalter bis zur Wischer-Parkstellung in Gang, sofern nicht neu auftreffende Feuchte die Schaltstufe abermals betätigt. Diese galvanische Feuchteregistrierung ist auch bei Nebelnässe wirksam und weitgehend unempfindlich gegenüber mechanischen und elektrischen Störungen. Leider ergeben sich oftmals Abschaltverzögerungen, weil die die Kontaktbahnen überdeckende Nässe hier wesentlich fester als auf homogenen Glasflächen haftet (Adhäsion). Auch unterliegen der offene Fühler, die Kontaktierung und Ableitung sehr stark der Verwitterung, des Abriebes und der Verschmutzung; eine dauernde Wartung ist unumgänglich.

Bei der kapazitiven Feuchteermittlung über eine Hf-Brücke kann der Fühler – abrieb- und witterungsgeschützt – auf der Innenseite der Windschutzscheibe, innerhalb des Wischbereichs, angeordnet werden. Diese kapazitive Feuchteermittlung spricht auch auf trockene, „sowohl leitende als auch nichtleitende Bedeckung an; bei einer nichtleitenden Bedeckung erfolgt eine umgekehrte Kapazitätsverschiebung durch die veränderte, resultierende Dielektrizitätskonstante zwischen der verdrängten Luft und der nun (außen) aufliegenden Fremdmasse". *Bild 1* zeigt eine solche Ausführung, *Bild 2* die

zugehörige Schaltung. An den beiden äußeren Fühlerbahnen liegt eine erdsymmetrische Hf-Spannung (etwa 1 MHz, 2x 6 V) an. Auf der mittleren Bahn bildet sich eine resultierende Brückenspannung, die sich infolge der außen auf der Scheibe ungleichmäßig auftreffende Feuchte verändert.

Die sich dabei ergebenden sehr kleinen Kapazitätsveränderungen zwingen jedoch zur unmittelbaren Zusammenfassung von Fühler und Elektronik, deswegen müssen der Hf-Generator und der Hf-Verstärker mit seiner Gleichrichtung eng mit dem Fühler verkoppelt – auf der Scheibe plaziert werden. Die Empfindlichkeit gegenüber Sprühregen und Nebelnässe ist bei dieser Ausführung nicht ausreichend, im Nahbereich von Rundfunksendern ist auch an der Vorderseite eines Außenrückspiegels – angebracht werden darf. Statt des aufwendigen Wechselfeldes wird hier ein künstliches Gleichspannungsfeld genutzt, dessen durch Tropfenaufprall verursachte Feldänderung als Spannungsimpulse gewonnen, verstärkt und zeitlich gedehnt wird und so den Wischermotor startet. Bei Vesuchen mit dieser elektronischen Aufprallregistrierung wurde überraschend offenkundig, daß jeder auftreffende Tropfen auch bei abgeschaltetem Gleichspannungsfeld einen verwertbaren elektrischen Spannungsimpuls erzeugt. Es kann angenommen werden, daß der Aufprall jeder Materie von einem natürlichen elektrischen Ladungsausgleich begleitet wird, welcher in nichtleitender Materie zu einem elektrischen Ladungstransport führt.

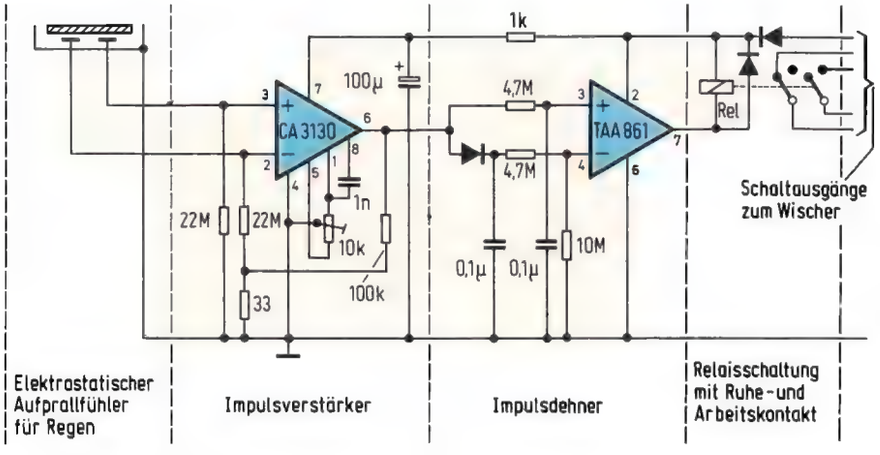


Bild 3. Vollständige Schaltung einer automatischen Scheibenwischersteuerung mit elektrostatischem Aufprallfühler

mit Schaltstörungen zu rechnen; gelegentlich wurden – offensichtlich durch das vorübergehende Auftreten elektrostatisch geladener Regentropfen – länger anhaltende Dauerverstimmungen des Brückenabgleiches beobachtet. Da der über den Fühler gleitende Wischer eine zusätzliche Brückenverstimmung und damit Schaltauslösung bewirkt, muß die nachfolgende Schaltstufe (hier nicht gezeichnet) entsprechend ausgelegt werden.

Die kapazitive Aufprallimpulsermittlung registriert das Auftreffen fester und flüssiger Bestandteile auf einer nichtleitenden Fläche; es ist von geringer Bedeutung, ob diese elektrisch leitend oder nichtleitend sind. Eine Löschung der Bedeckung ist jetzt nicht notwendig; d. h., daß der Feuchtefühler mit seiner Elektronik fast an jeder beliebigen Stelle des Kraftfahrzeuges – z. B.

Im Gegensatz zu kapazitive Aufprallimpulsermittlung kann auf ein zusätzliches Gleichspannungsfeld verzichtet werden. Die Erprobungsschaltung für die elektrostatische Aufprallregistrierung kann einfachsterweise in ein handelsübliches Kunststoffgehäuse eingesetzt werden. Hinter der Fühlerfläche, die hier vom Gehäusedeckel gebildet wird, wird eine doppelkaschierte Leiterplatte oder eine normale Glasspiegelplatte mit den ungefähren Abmessungen 50 mm x 50 mm geklebt. Auf der Oberseite der doppelkaschierten Leiterplatte werden die beiden Feuchtefühler ausgeätzt bzw. auf der Glasseite des Spiegels mit Leitsilber aufgetragen. Die untere Kaschierung der Leiterplatte bzw. die metallische Versilberung des Spiegels wird mit Masse verbunden und dient zur Abschirmung. Auf der Plattenunterseite werden die elektrischen Bauteile aufgeklebt, die IS mit den Anschlüssen nach oben. Bevor die Platte unter den Deckel geklebt wird, sollten beide Teile über eine offene Flamme geschwenkt werden; durch die Eliminierung elektrostatischer Spannungsfelder (Reibungselektrizität) werden Störauslösungen infolge mechanischer Erschütterungen (Mikrofonieeffekt) weitgehend vermieden. *Bild 3* zeigt eine Schaltung zur elektrostatischen Aufprallermittlung. Mit P 1 wird auf Nullpegel des CA 3130 abgeglichen. Läßt man einen Wassertropfen oder einen Zündholzsplitter auf die aktive äußere Deckelfläche fallen, wird beim Auftreffen ein elektrostatischer Impuls ausgelöst, welcher sich dielektrisch durch den Kunststoff fortpflanzt und in den unten anliegenden Fühlern elektrische Impulse induziert. Diese bewirken – nach Verstärkung im CA 3130 und zeitlicher Dehnung im TAA 861 – einen kurzzeitigen Relaisanzug und damit den Start des Wischermotors. Der Endlagenschalter des Wischermotors übernimmt die Steuerung und schaltet erst bei Erreichen der Parkstellung wieder ab. Jeder zwischenzeitlich auftreffende Tropfen bewirkt einen weiteren Relaisanzug, so daß bei stetem Regeneinfall ein ununterbrochener Ablauf der Scheibenwischersteuerung gewährleistet ist.

Diese Elektrometerschaltung ist allerdings gegenüber Wechsel- und „wechselnden" Gleichspannungseinstrahlungen sehr störanfällig. Netzeinstrahlungen (z. B. beim Unterqueren von Hochspannungsleitungen) werden jedoch weitgehend durch die Gleichtaktunterdrückung des ersten Operationsverstärkers in Verbindung mit der doppelten, exakt symmetrischen Fühlergestaltung unwirksam. Die Reste auftreffender Dieselabgase können – nur bei sehr trockenen Witterungslagen – ungewollte Schaltauslösungen bewirken (Ionisation). Weiterhin ist es interessant, daß auch auftreffende Abgase einer offenen Flamme die Schaltung auslösen. Die Schaltung spricht auf auftreffende oder fortgepustete kleinste Wattefussel an, ebenso wie sie auf einen schnell im Abstand von 10 bis 30 Zentimeter vorbeibewegten Kunststoffhalm (Trinkhalm) anspricht, sofern dieser elektrostatisch geladen ist.

So können die hier vorgestellten elektrischen Scheibenwischersteuerungen zum gegenwärtigen Zeitpunkt noch nicht als optimale Lösungen angesehen werden. Für den Techniker ergeben sich als Neben- oder Abfallprodukte interessante Lösungsansätze zur Bewältigung anderer Entwicklungsaufgaben.

Leistung und Bandbreite von Autoradios und Kassettentonbandgeräten entsprechen oftmals nicht ganz den Vorstellungen der Autofahrer, die auch im Auto Wert auf eine gute Wiedergabequalität legen.
Der Artikel beschreibt eine Schaltung, die aus zwei 15-W-Endstufen in Brückenschaltung und einem Klangfilter besteht. Der fertige Endverstärker kann sehr kompakt aufgebaut werden.

Dieter Henke

Stereo-Nachbrenner für das Autoradio

Wegen der Spannung des Bordnetzes von 12 V und der Verwendung der gängigen Lautsprecherimpedanz von 4 Ω wurde eine Brückenschaltung gewählt *(Bild 1)*.

Als Verstärker wurden vier Stück ESM732C von Thomson-CSF verwendet. Diese IS haben einen Operationsverstärker-ähnlichen Aufbau mit symmetrischen PNP-Eingangsstufen und sind in einem „Power-In-Line"-Gehäuse montiert. Dieses Gehäuse ermöglicht einfache Montage ohne Isolation und damit eine problemlose Kühlung.

Die Prinzipschaltung

Der Spannungsteiler (R5, R6) liefert eine Vorspannung U_v mit dem Betrag $U_B/2 A_U$, die über R7 und R8 an die nicht invertierenden Eingänge angelegt wird. Durch die Gegenkopplung stellen sich die Ausgangsspannungen der Verstärker so ein, daß die Spannungsteiler R11, R12 bzw. R21, R22 den gleichen Wert an die invertierenden Eingänge liefern. Um am Ausgang der Verstärker $U_B/2$ zu erreichen, muß demnach das Teilerverhältnis aus R11 und R12 bzw. R21 und R22 genau halb so groß sein, wie das aus R5 und R6.

Wählt man R12, R22 und R6 gleich, so muß R11 = R21 = R5/2 sein. Die Gleichspannungsverstärkung für beide Verstärker ergibt sich zu:

$$A_U = \frac{1}{2} \cdot \frac{U_B}{U_v} \text{ oder } A_U = \frac{1}{2} \cdot \frac{R5+R6}{R6}$$

Für den Verstärker A1 ist oberhalb der unteren Grenzfrequenz (R7, C1) die Wechselspannungsverstärkung gleich der Gleichspannungsverstärkung. Das Ausgangssignal ist in Phase mit dem Eingangssignal.

Der Verstärker A2 ist stromgesteuert. Das über R11 und R12 geteilte Ausgangssignal von A1 wird über C4 gleichspannungsmäßig entkoppelt und in R4 in einen Strom verwandelt, der fast vollständig durch R3 abfließen muß, da die Eingänge der Verstärker nur einen vernachlässigbaren Strom ziehen, und der Verstärker A2 wegen der Gegenkopplung jede Spannungsänderung am invertierenden Eingang verhindert. Unter der Voraussetzung, daß R3 = R4 ist, ist die Wechselspannungsverstärkung von A2 ebenfalls gleich der Gleichspannungsverstärkung, jedoch ist das Ausgangssignal in Gegenphase zum Eingangssignal. *Bild 2* zeigt die ausgeführte Schaltung für einen der beiden Stereo-Kanäle mit einem Klangfilter am Eingang.

Das Klangfilter

Zur Verbesserung des Klangeindruckes ist es u. U. sinnvoll, Höhen und Bässe anzuheben, da die im Handel erhältlichen und für die Montage in Fahrzeugen geeigneten Lautsprechersysteme meistens nur den Mitteltonbereich zufriedenstellend wiedergeben. Das Klangfilter *(Bild 3)* besteht aus einem Hochpaß (R1, R2, C1) und einem Tiefpaß (R3, R4, C2). Den zugehörigen Frequenzgang zeigt *Bild 4*.

Der mechanische Aufbau ist unproblematisch. Mittels Schalter können die beiden Kanäle für Monobetrieb verbunden werden. Spannungsspitzen aus dem Bordnetz werden durch eine Z-Diode gekappt, die gleichzeitig den Verpolschutz gewährleistet, indem sie die Sicherung betätigt.

Zur Unterdrückung von Störungen auf der Massezuleitung wurde die Signalmasse über 10 Ω mit dem Chassis verbunden. Eine zusätzliche Entstö-

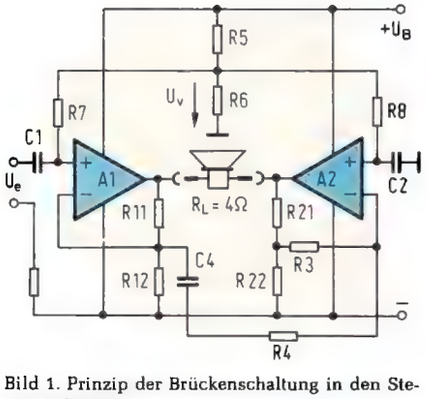


Bild 1. Prinzip der Brückenschaltung in den Stereo-Endstufen

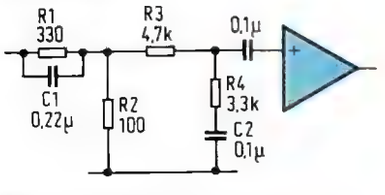


Bild 3. Herausgezeichnete Schaltung des Klangfilters

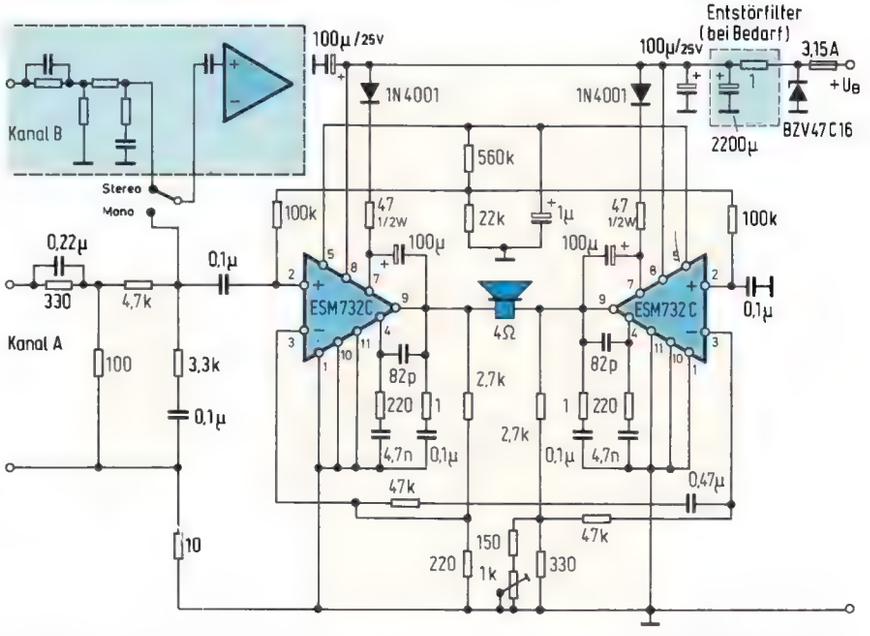


Bild 2. Schaltbild der Brücke für einen Kanal. Für einen Stereo-Verstärker wird diese Schaltung zweimal benötigt

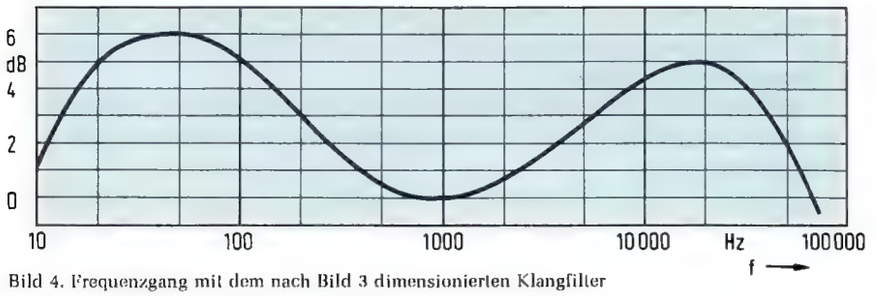


Bild 4. Frequenzgang mit dem nach Bild 3 dimensionierten Klangfilter

rung kann durch einen Reihenwiderstand in der Plusleitung und einen Elektrolytkondensator (etwa 2200 µF) erreicht werden.

Selbstverständlich kann die beschriebene Stereo-Endstufe auch zur Verbesserung der Klangqualität von Heimgeräten verwendet werden, wenn man ein zusätzliches Netzteil verwendet. Die verwendeten Verstärker ESM732C zeichnen sich durch einen niedrigen Rauschpegel (4 µV bezogen auf den Eingang) aus. Bei Anschluß von Mehrwegeboxen empfiehlt es sich, C1 kleiner und C2 größer zu wählen, damit die Baßanhebung erst bei sehr tiefen und die Höhenanhebung bei sehr hohen Frequenzen wirksam wird. ■

Ladezustands-Anzeigegerät für Kfz-Batterien

Die laufende Überwachung einer Kfz-Batterie auf Betriebs- und Ladezustand wirft – trotz der scheinbaren Einfachheit der Aufgabe – gewisse Probleme auf, wenn die Messung hinreichend genau sein soll. Zeigerinstrumente sind im interessierenden Bereich zu ungenau, Digitalvoltmeter zu teuer.

Es wurde deshalb ein „Gut-Schlecht"-Anzeigegerät mit dem Fensterdiskriminator TCA 965 entwickelt, das folgende Betriebszustände anzeigt: U_b

<11,0 V (Batt. entladen oder defekt): rote LED blinkt

11,0...14,7 V (Batt. u. Ladung in Ordnung): grüne LED Dauerlicht

>14,7 V (Laderegler defekt): gelbe LED blinkt

Die Schaltung

Dem TCA 965 ist die Spannung für die „Fenstermitte" an Pin 8, die Spannung für die halbe Fensterbreite an Pin 9 und die Eingangsspannung an Pin 6 und 7 vorzugeben (*Bild 1*). An Pin 10 steht eine stabilisierte Spannung von 6,5 V zur Verfügung, die durch Belastung von Pin 5 erhöht werden kann. Die erforderlichen Spannungen – nach der Verpolungsschutzdiode D 1 – sind folgende:

1. Fenstermitte: =

$$\frac{(14{,}7-0{,}7)+(11{,}0-0{,}7)}{2} = 12{,}15\ \text{V}$$

2. Halbe Fensterbreite: =

$$\frac{14{,}0-10{,}3}{2} = 1{,}85\ \text{V}$$

Da die Referenzspannung an Pin 10 unter der Fenstermitte liegt, müssen alle Bezugsspannungen geteilt werden. Um für die erforderlichen drei Spannungsteiler mit handelsüblichen 1-%-Metallfilmwiderständen auszukommen, wurde ein „krummes" Teilungsverhältnis gewählt, und folgende Spannungen wurden festgelegt: U_{ref} = 7,80 V, $U_{Fenstermitte}$ = 4,64 V, $U_{0,5\ Fensterbreite}$ = 0,707 V.

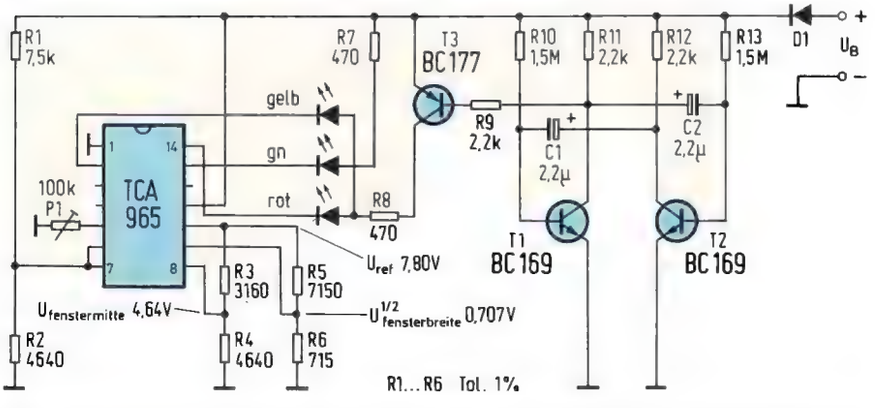


Bild 1. Schaltung der Ladezustands-Anzeige. Der Fensterdiskriminator TCA 965 vergleicht die Eingangsspannung (d. h. die Batteriespannung) mit einer intern erzeugten Referenzspannung

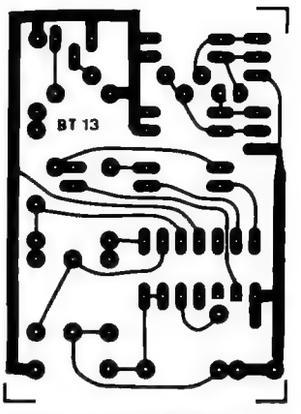


Bild 2. Die Platine des Batterie-Überwachungsgerätes ist so klein, daß sie leicht hinter dem Armaturenbrett Platz findet

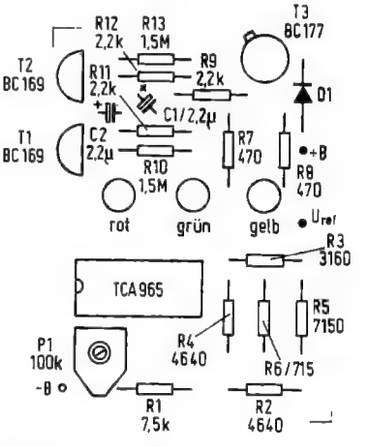


Bild 3. Bestückungsplan zu Bild 2

Der jeweilige Zustand der drei Ausgänge wird mit Leuchtdioden angezeigt. T 1 und T 2 bilden einen astabilen Multivibrator, der über den Schalttransistor T 3 die rote und gelbe LED blinken läßt, um eindringlich auf eine unzulässige Batteriespannung hinzuweisen.

Aufbau

Die gesamte Elektronik ist auf einer einseitig kaschierten Platine von 53 mm x 38 mm aufgebaut (*Bild 2*). Sie kann entweder in einem passenden Gehäuse am Armaturenbrett befestigt oder z. B. in die Radiokonsole fest eingebaut werden. Der Anschluß erfolgt nach Masse und + 12 V nach dem Schaltschloß. *Bild 3* zeigt den Bestückungsplan.

Bei einer beliebigen Eingangsspannung von 12...14 V wird mit P 1 eine Spannung von + 7,80 V an Pin 10 (Meßpunkt auf Platine) eingestellt. Die Umschaltpunkte stimmen dann automatisch. Je nach Hysterese der verwendeten TCA 965 kann es vorkommen, daß an den Umschaltpunkten innerhalb eines sehr kleinen Spannungsbereiches (20...50 mV) beide LED leuchten. In der Praxis ist dies ohne Bedeutung.

Erich Jochum

Das hier beschriebene Gerät wurde vor allem für das Laden von NiCd-Akkus in Mignonzellen-Größe entwickelt, läßt sich aber für alle Kleinakkus mit Ladeendspannungen zwischen etwa 1 V und 15 V verwenden. Der maximale Ladestrom beträgt bei der beschriebenen Version etwa 100 mA, läßt sich aber durch externe Bauelemente beliebig erweitern.

Erwin Seppelfeld

Universelles Ladegerät für Kleinakkus

Das Messen der Klemmenspannung zur Feststellung des Ladezustandes ist nicht unproblematisch, da sie bei NiCd-Akkus nicht sehr stark ansteigt und nicht nur vom Ladezustand, sondern auch von der Größe des entnommenen Stromes abhängt. Damit die Klemmenspannung als Maß für den Ladezustand trotzdem noch einigermaßen aussagekräftig ist, wird der Akku während des Meßvorganges durch Entnahme eines konstanten Stromes belastet. Außerdem kann die Klemmenspannung bis auf etwa 50 mV gemessen werden.

Trennt man einen geladenen Akku von der Ladeschaltung, so verliert er innerhalb eines Monats ca. 35 % seiner Ladung. Um das zu vermeiden, wird der Ladestrom nach Erreichen der Ladeendspannung auf $^1/_3$ seines Nennwertes reduziert. Mit diesem Ladeerhaltungsstrom kann der Akku, ohne Schaden zu nehmen, unbegrenzte Zeit weitergeladen werden. (Nähere Angaben zu diesem Komplex finden sich in [1] und [2].) Der Nennladestrom beträgt in der Regel $^1/_{10}$ des Zahlenwertes der Kapazität. Der Nennentladestrom zum Prüfen der Klemmspannung ist doppelt so groß.

Funktionsweise der Schaltung

Wie aus *Bild 1* hervorgeht, besteht die Schaltung aus vier Funktionsblökken. Der Impulsgenerator gibt im Abstand von 30 s, während der Akku mit konstantem Nennladestrom geladen wird, einen Impuls von 0,1 s Dauer ab. In dieser Meßphase wird der Akku von der Entladestromquelle mit dem Nennentladestrom belastet. Gleichzeitig vergleicht der Komparator die Klemmspannung des Akkus mit der eingestellten Ladeendspannung. Wird diese erreicht, schaltet der Komparator den Impulsgenerator und die Entladekostantstromquelle ab sowie die Ladekonstantstromquelle auf $^1/_3$ des Nennladestroms um.

Zentrales Bauteil der Schaltung (*Bild 2*) ist der Vierfach-Verstärker LM 3900. Er unterscheidet sich im wesentlichen von anderen Operationsverstärkern dadurch, daß die Ausgangsspannung nicht eine Funktion der Eingangs*spannungen*, sondern der Eingangs*ströme* ist. Dadurch können Spannungen ab 0,5 V verarbeitet werden. Nähere Erläuterungen dazu finden sich in [3].

Der 100-µF-Kondensator im Impulsgenerator wird über den 10-kΩ-Widerstand und über die Diode von der Ausgangsspannung bis auf 3 V aufgeladen. Dann fällt die Ausgangsspannung auf ihren Minimalwert, und der Kondensator wird über den 470-kΩ-Widerstand und den invertierten Eingang entladen, bis die Kondensatorspannung 1,5 V beträgt. Jetzt kippt die Ausgangsspannung zurück. Die Schaltschwellen werden von den Widerständen am nichtinvertierten Eingang bestimmt. Wenn T4 vom Komparator durchgeschaltet wird, steigt die Ausgangsspannung des Impulsgenerators auf ihren Maximalwert und wird dort festgehalten. T 5 sorgt über T 3 und T 6 dafür, daß während der Ladephase Komparator und Entladekonstantstromquelle ausgeschaltet bleiben.

Die Ladekonstantstromquelle funktioniert wie folgt: T 1 wird vom Verstärker so angesteuert, daß die Spannung an R_L genauso groß ist wie die Spannung am 2,7-kΩ-Widerstand, die wiederum davon abhängt, welcher Spannungsteiler (entweder P 3 + 15 kΩ oder P 4 + 33 kΩ) nach Masse durchgeschaltet ist. Ist keiner von beiden durchgeschaltet, ist die Konstantstromquelle gesperrt. Für diesen Fall kann mit P 2 eine genaue Nulleinstellung vorgenommen werden. Die Funktion der Entladekonstantstromquelle gleicht der der Ladekonstantstromquelle. T 2 wird vom Verstärker so angesteuert, daß an R_E 0,5 V abfallen.

Der Komparator vergleicht während der Meßphase die Klemmenspannung des belasteten Akkus mit der an P 5 eingestellten Ladeendspannung, die zusätzlich stabilisiert ist. Während der Lade- u. Meßphase ist T 7 durchgeschaltet. Geht die Schaltung in die Ladeerhaltungsfunktion über, leuchtet die LED nur noch sehr schwach. Soll sie nicht mehr leuchten, muß der Widerstand am Kollektor von T 7 auf 33 kΩ erhöht werden.

Die Kondensatoren am invertierten Eingang der Ladekonstantstromquelle und des Komparators stellen sicher, daß zu Beginn und Ende der Meßphase die Ladekonstantstromquelle auf jeden Fall schon ausgeschaltet bzw. noch nicht wieder eingeschaltet ist. T 8 sorgt

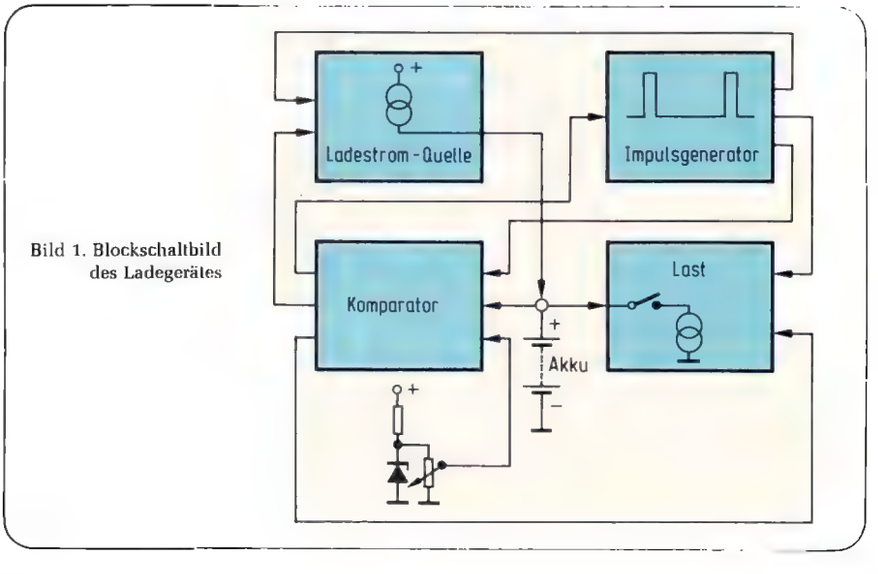


Bild 1. Blockschaltbild des Ladegerätes

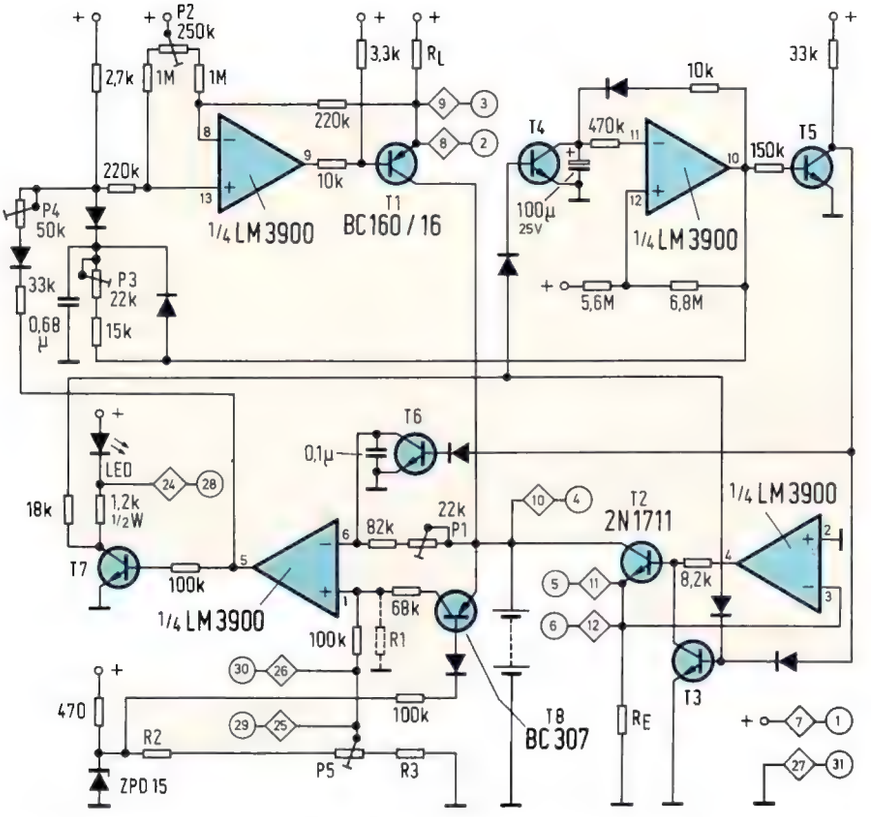


Bild 2. Schaltbild der Ladeeinrichtung für 1...10 NiCd-Zellen. Außer bei den speziell bezeichneten Bauelementen gilt: Alle Widerstände 0,25 W, alle Trimmer linear, alle Transistoren BC 107 o.ä., alle Dioden 1 N 4148

dafür, daß jeder Akku, der angeschlossen wird, auch wenn er schon geladen ist, mit Sicherheit eine Meßphase durchläuft.

Lade- und Entladeströme werden durch die Widerstände R_L und R_E festgelegt. Da die Ströme vorgegeben sind, werden die Widerstände wie folgt berechnet:

$$R_{L\,m} = \frac{1{,}75\ V}{I_L} \qquad R_E = \frac{0{,}5\ V}{I_E}$$

Aufbau und Abgleich

Bild 3 zeigt eine Platine für zwei solche Schaltungen, um gleichzeitig zwei Akkus laden zu können, und *Bild 4* den zugehörigen Bestückungsplan.

Ist die Anzahl der zu ladenden Zellen stets gleich, so wird die Ladeendspannung mit dem auf der Platine befindlichen Spannungsteiler R 2, P 5, R 3 eingestellt. Ist die Anzahl der Zellen dagegen variabel, muß die Einstellung extern vorgenommen werden. Der Gesamtwiderstand des Teilers sollte 3...5 kΩ betragen. Die Ladeendspannung bei NiCd-Akkus beträgt 1,4...1,5 V pro Zelle.

Der Abgleich erfolgt am einfachsten während des Aufbaus der Platine. Jedoch ist auch ein Abgleich der fertigen Schaltung möglich; hierzu müssen nur

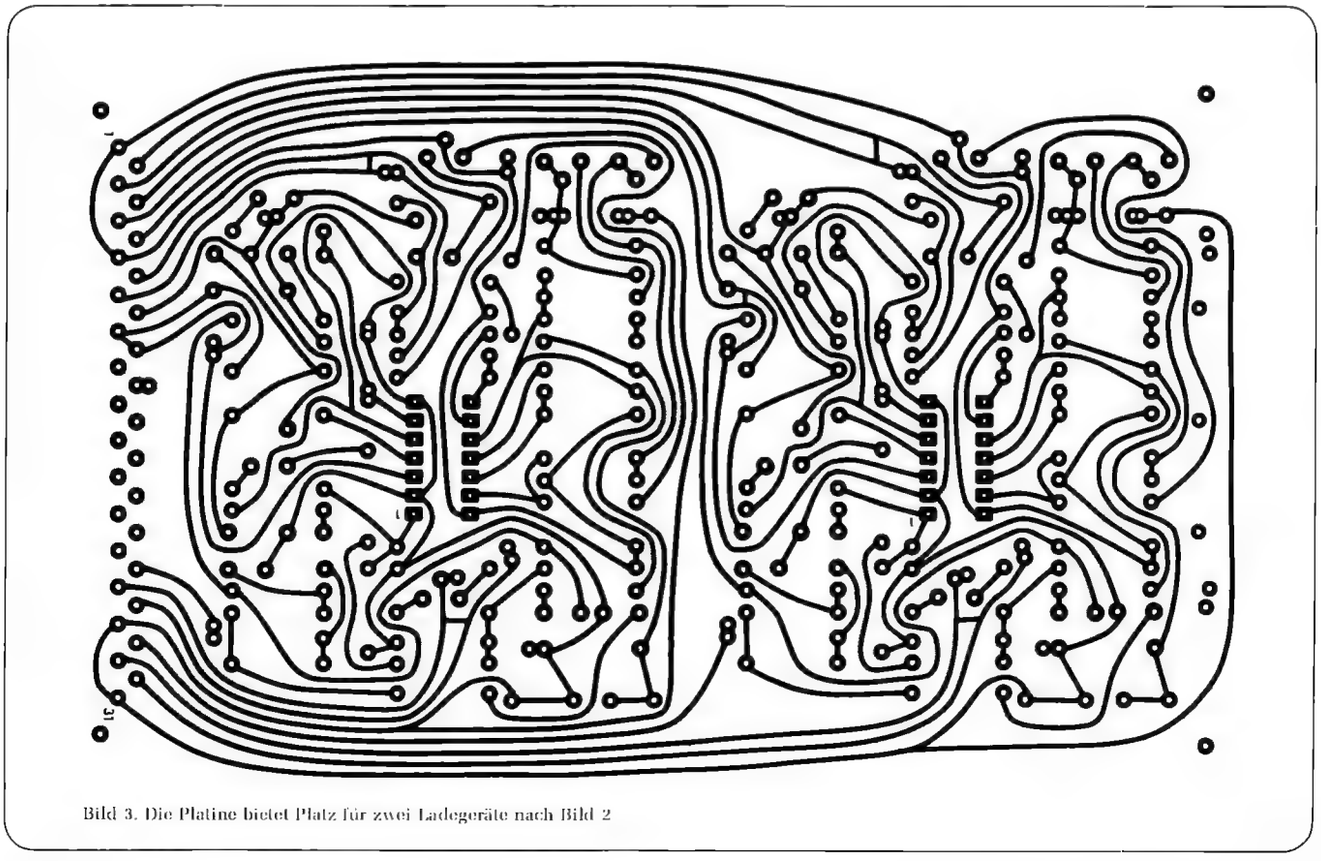


Bild 3. Die Platine bietet Platz für zwei Ladegeräte nach Bild 2

zusätzlich die Basis-Emitter-Strecken bestimmter Transistoren kurzgeschlossen werden. Diese Transistoren stehen in Klammern am Schluß der einzelnen Abgleichschritte.

Die Platine wird bis auf die Transistoren komplett bestückt. T 7 wird eingelötet und die LED angeschlossen. Vor Anlegen der Betriebsspannung werden alle Potis auf Mittelstellung gestellt. Danach wird P 5 so abgeglichen, daß an seinem Schleifer die gewünschte Ladeendspannung anliegt. Dann wird der Ladeausgang mit dem Schleifer von P 5 verbunden u. P 1 soweit verdreht, daß die LED gerade erlischt. Damit stimmen Schaltspannung des Komparators u. Ladeendspannung überein.

Jetzt wird T 1 eingelötet; er benötigt einen Kühlstern. Der 100-µF-Kondensator des Impulsgenerators wird kurzgeschlossen und ein Amperemeter zwischen Ladeausgang und Masse geschaltet. Jetzt wird P 2 so eingestellt, daß gerade kein Strom mehr angezeigt wird. Sollte das nicht möglich sein, was selten vorkommt, muß der Wert von P 2 erhöht werden.

Hebt man den Kurzschluß des Kondensators auf, kann mit P 3 der Ladestrom eingestellt werden (T 2, T 6, T 8).

Zur Einstellung des Ladeerhaltungsstroms benötigt man eine durch die Einstellung von P 5 vorgegebene Anzahl von geladenen Akkus, die man in Reihe mit einem Amperemeter zwischen Ladeausgang u. Masse legt. Zuvor ist T 4 einzulöten. Die LED muß ausgeschaltet sein. Ist das nicht der Fall, verkleinert man die Ladeendspannung mit P 5 noch etwas. Jetzt kann mit P 4 der Ladeerhaltungsstrom auf $^1/_3$ des Nennladestroms eingestellt werden. Nach dem Einlöten der restlichen Transistoren ist das Gerät betriebsbereit.

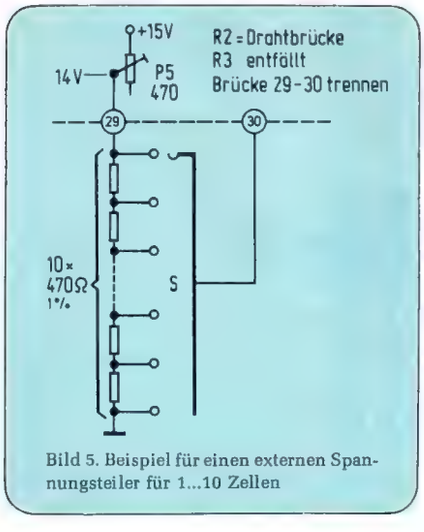


Bild 5. Beispiel für einen externen Spannungsteiler für 1...10 Zellen

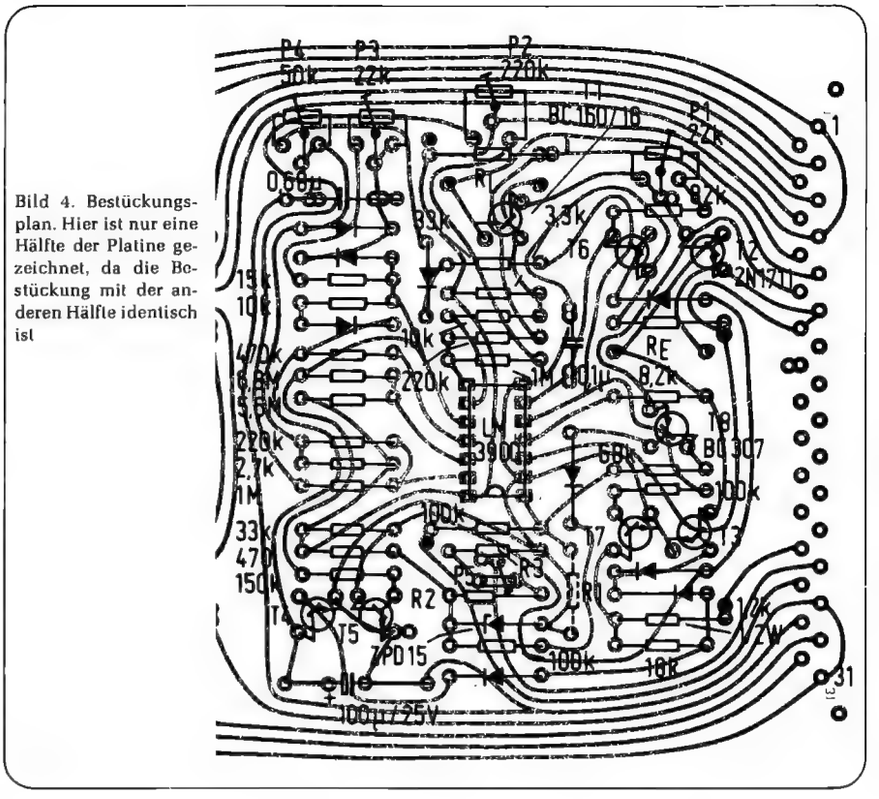


Bild 4. Bestückungsplan. Hier ist nur eine Hälfte der Platine gezeichnet, da die Bestückung mit der anderen Hälfte identisch ist

Auslegung der Platine und Variationsmöglichkeiten

Auf der Platine haben 2 Ladeschaltungen Platz. Im Schaltbild beziehen sich die Anschlußangaben im Quadrat auf die Schaltung, die dem Anschlußstecker am nächsten liegt, die Angaben im Kreis auf die andere Hälfte. Die Anschlußangaben im nachfolgenden Text beziehen sich auf erstere. Die Widerstände R_L u. R_E können zwischen den Anschlüssen 7 und 9 bzw. 27 und 12 extern beschaltet werden.

Bei Ladeströmen über 0,1 A und Entladeströmen über 0,5 A könne T 1 u. T 2 in einer Darlington-Schaltung mit extern auf Kühlkörpern montierten Leistungstransistoren verschaltet werden. Hierzu müssen die Kurzschlußverbindungen zwischen den Anschlüssen 8 und 9 bzw. 11 und 12 aufgetrennt werden. Der Platz für die dann benötigten Basis-Emitter-Schutzwiderstände ist auf der Platine vorgesehen. Ist die Anzahl der zu ladenden Zellen variabel, muß die Ladeendspannungseinstellung ganz oder teilweise durch externe Bauelemente erfolgen. Ein Beispiel zeigt *Bild 5*. Da in diesem und ähnlichen Fällen der Komparator über einen großen Spannungsbereich linear arbeiten muß, ändert sich der Abgleich mit P 1: Der externe Spannungsteiler wird auf maximale Ladeendspannung eingestellt. Danach wird 19 mit 26 verbunden. Der weitere Abgleich erfolgt wie beschrieben. Danach wird die Ladeendspannung auf den min. Wert eingestellt und an Anschluß 10 extern eine Spannung angelegt und von 0 V soweit heraufgeregelt, bis die LED ausschaltet. Jetzt mißt man die mögliche Differenz

Bild 6. Aufbau des Ladegerätes für den Einbau in Vero-Kartengehäuse. Links ist ein Batteriehalter-einschub für fünf NiCd-Mignonzellen. rechts der Einschub mit zwei Ladeschaltungen zu erkennen

ΔU zwischen 10 und 26. ΔU kann zwischen 0 und ca. 70 mV liegen. Hält man es für nötig sie zu kompensieren, muß der Widerstand R 1 eingefügt werden, der sich folgendermaßen berechnet: $R\,1 = \frac{50}{\Delta U}$, wobei ΔU in mV und R 1 in MΩ angegeben wird.

Bild 6 zeigt das Ladegerät in Einschubbauweise. Auf der Lochrasterplatte des Batteriehaltereinschubes befinden sich die Widerstände R 1 und R_E sowie die Widerstandskombination R_L, P 5, R 3, die zu dem jeweiligen Batteriehalter gehören. So wird durch Einstecken dieses Einschubes das Ladegerät automatisch auf Typ und Anzahl der Akkus programmiert, die in den entsprechenden Batteriehalter passen.

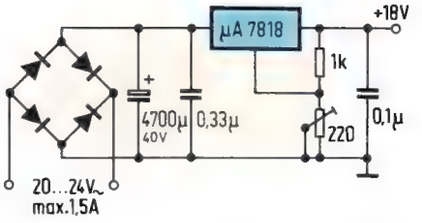


Bild 7. Geeignetes Netzteil mit einem Ausgangsstrom von max. 1,5 A; auf eine Platine wurde hier verzichtet

Für das Netzteil wurde wegen seiner Einfachheit keine Platine entworfen. Die Schaltung zeigt *Bild 7*. Die Größen von Trafo, Ladeelko und Regler hängen von der Anzahl der zu betreibenden Ladeschaltungen und den Ladeströmen ab. Jede Schaltung benötigt ca. 30 mA, plus den jeweiligen Ladestrom.

Literatur

[1] Gasdichte Nickel-Cadmium-Akkumulatoren, Valvo-Brief vom 14. Dez. 1971.
[2] Fast Charging Systems For Ni-Cd-Batteries, Motorala Application Note 447.
[3] Linear Applications Aug. 1973, National Semiconductor Application Book.

Manfred Bichler

Bei der Untersuchung von Logikschaltungen ist es oftmals erforderlich, die Abgabe bzw. den Empfang eines einzelnen Impulses zu kontrollieren. Der hier beschriebene Speicher gestattet dies auch bei sehr kurzen Impulsen.

Zweifach-Impulsspeicher

Da Nutz- oder auch Störimpulse meist nur eine Zeitdauer im ns- oder µs-Bereichen haben, kann man ihr Vorhandensein nur mit Geräten feststellen, die eine Speichermöglichkeit besitzen.

Übliche Logiktester, Oszillografen und Röhrenvoltmeter sind für eine derartige Aufgabenstellung nicht geeignet. Speicheroszillografen können im Prinzip Verwendung finden; wegen der u. U. stundenlangen Wartezeiten auf einen Impuls ist ihre Anwendung aber nicht empfehlenswert.

Die hier vorgestellte Lösung ist unter anderem auch sehr preisgünstig – der Materialaufwand liegt unter 30 DM. Eine TTL-IS 7475 dient als Speicher; sie enthält vier D-Flipflops und ermöglicht die gleichzeitige Überwachung zweier Testpunkte in der zu untersuchenden Schaltung.

Die Schaltung

Zum Speichern der Impulse dienen D-Flipflops. Es können jedoch beim IS 7475 nur zwei der vier vorhandenen benutzt werden, da jeweils zwei einen gemeinsamen Takt-Eingang haben. Der zur Informationsübernahme notwendige Taktimpuls wird aus der Information gewonnen.

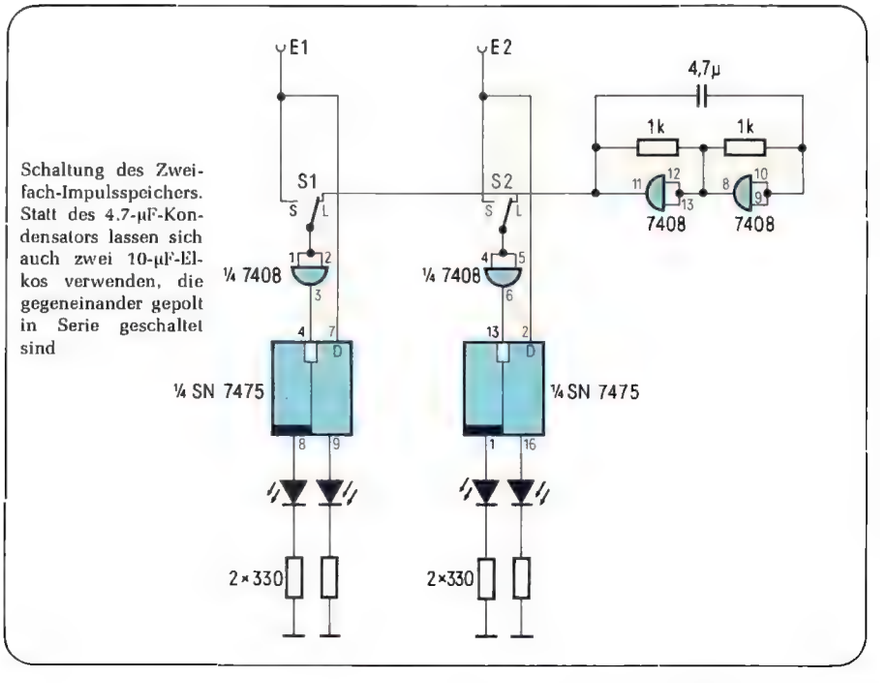
Um die erforderliche Vorbereitungszeit am D-Eingang zu erhalten (ca. 15 ns), wird das Taktsignal über ein UND-Gatter verzögert. Zum Löschen des gespeicherten Signals wird der Umschalter S1 bzw. S2 in die Stellung L (Löschen) gebracht. Der aus zwei Gattern aufgebaute Rechteckgenerator liefert nun den Takt; die am Eingang Ex stehende Information wird mit jeder 0 – 1 Flanke übernommen.

Bei Schalterstellung „L" kann der Impulsspeicher wie ein normaler Logiktester benutzt werden. Soll z. B. eine Versorgungsspannung auf evtl. Einbrüche untersucht werden, braucht man dem Eingang E1 bzw. E2 nur einen Inverter vorzuschalten.

Bei diesem Gerät wurde bewußt auf eine Analogwert-Aussage verzichtet, da die TTL-Logik ja keine „undefinierten" Ansprechbereiche hat.

Die Belastung der zu untersuchenden Logik ist natürlich auch etwas größer als mit einem herkömmlichen Logiktester. Erfahrungsgemäß wird aber der zulässige Fan-Out-Wert ohnehin nicht ausgenutzt, so daß dieses Problem vernachlässigt werden kann.

Der Test mit einem Impulsgenerator (Data-Pulse 101 von Systron-Donner) zeigte, daß der Impulsspeicher auch den kürzesten einstellbaren Impuls (ca. 25 ns) noch speicherte.



Schaltung des Zweifach-Impulsspeichers. Statt des 4,7-µF-Kondensators lassen sich auch zwei 10-µF-Elkos verwenden, die gegeneinander gepolt in Serie geschaltet sind

Aufbauhinweise

Statt der IS 7408 eignen sich natürlich auch beliebige andere nichtinvertierende Gatter. Will man die Trigger-Polarität am Eingang umkehren, kann die IS 7408 durch den Typ 7400 ersetzt werden, ohne die Schaltung ändern zu müssen. (Der Rechteck-Oszillator schwingt mit beiden Typen.)

Meist ist es auch sinnvoll, die Betriebsspannung (Pin 14 beim 7400 und Pin 12 beim 7475) über eine Verpolungsschutz-Diode in Durchlaßrichtung zuzuführen. Die Masse-Pins an den IS sind übrigens Pin 7 (7400) und Pin 5 (7575).

Will man erreichen, daß die Information in der Schalterstellung L schneller übernommen wird, braucht lediglich der 4,7-µF-Kondensator im Rechteckgenerator verkleinert werden.

Will man ein Musikinstrument stimmen und verfügt nicht gerade über ein absolutes Gehör, so stellt das nachfolgend beschriebene Gerät ein wertvolles Hilfsmittel dar. Es läßt sich auf alle temperierten Töne einstellen und zeigt mit einem Diskriminator-Instrument die Abweichung von der Sollfrequenz an.

Rudolf Polzer

Stimmgerät zum Einstellen der temperierten Stimmung

Das Stimmgerät erlaubt die Messung und Überprüfung aller Töne, die zwischen cis^1 und c^4 einen ausgeprägten Spektralanteil besitzen. Die Genauigkeit, bezogen auf 440 Hz, ist nach zwei Minuten Betrieb etwa 0,2 Hz.

Das Funktionsprinzip

Das von einem kleinen Elektret-Mikrofon gelieferte Signal wird mit einem Operationsverstärker begrenzt und einem Phasenvergleicher zugeführt. Der zweite Eingang dieses Phasenvergleichers (er wird mit einem Exklusiv-ODER-Gatter realisiert) erhält die jeweilige Vergleichsfrequenz, z. B. 880 Hz beim Kammerton a. Weicht nun die vom Mikrofon gelieferte Frequenz von 880 Hz ab, so erzeugt der Phasenvergleich eine Nachstimmspannung; diese bewegt erstens den Zeiger des Diskriminator-Instrumentes von seiner Mittellage weg und steuert zweitens den VCO (Voltage Controlled Oscillator) so nach, daß die sich so ergebende PLL (Phase Locked Loop) zumindest innerhalb eines gewissen Frequenzbereiches gerastet bleibt. Die VCO-Frequenz wird mittels eines Orgelteilers beim Kammerton a z. B. durch 284 geteilt und ergibt wiederum die Referenzfrequenz für den Phasenvergleich – eine geschlossene Regelschleife also.

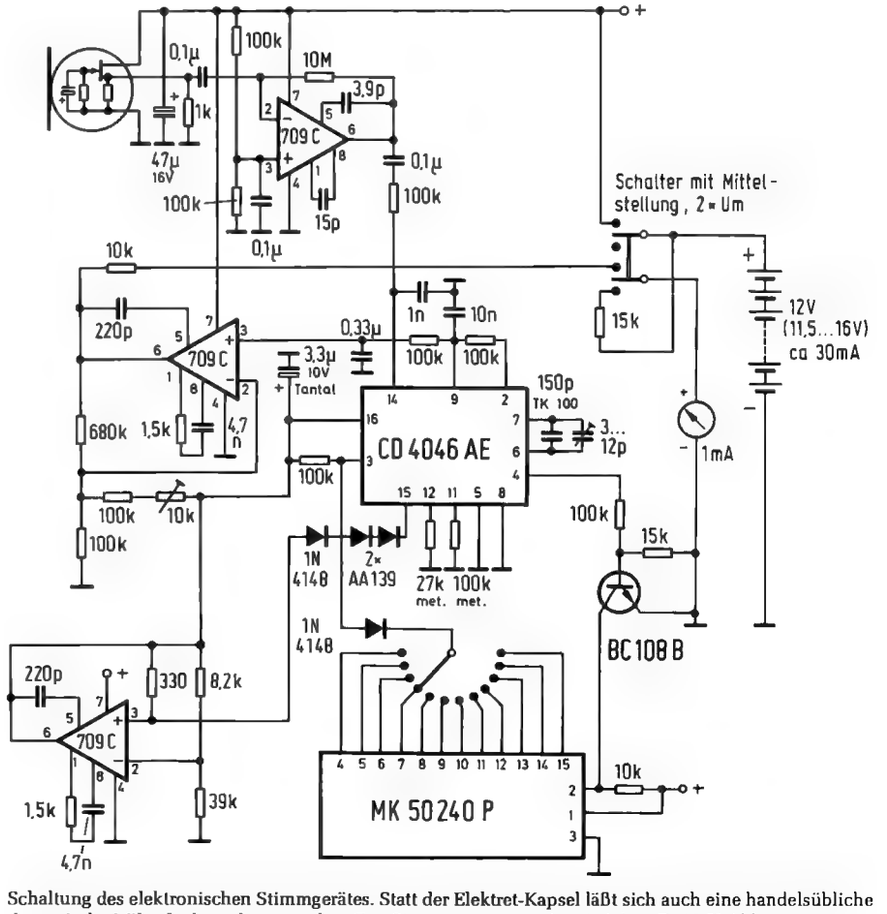
Die Schaltung

Das *Bild* zeigt die Schaltung des Stimmgeräts. VCO und Phasenvergleich sind in der IS 4046 integriert. Der frequenzbestimmende Kondensator sollte einen Temperatur-Koeffizienten von etwa + 100 · 10^{-6} besitzen (Kennfarbe rot und violett). Wegen der Toleranzen der IS ist u. U. eine Abweichung von dem in der Schaltung angegebenen Wert erforderlich. Der parallelliegende Trimmer wurde absichtlich recht klein gewählt, um eine exakte Eichung zu ermöglichen.

Die beiden für den Frequenzbereich zuständigen Widerstände sollten Metallfilm-Typen sein; der VCO-Ziehbereich wird durch sie etwa auf ± 2 Halbtöne begrenzt.

Über einen Transistor zur Pegelwandlung gelangt das VCO-Signal auf den Orgelteiler MK 50240 (Mostek; Vertrieb: Alfred Neye, Hamburg; Unitronic, Düsseldorf; Unitronic, Bad Segeberg u. a.). Mit einem Drehschalter wird der gewünschte Halbton abgegriffen und dem Phasenvergleicher zugeführt.

Ein weiterer Operationsverstärker dient als Anzeigeverstärker für das Mitteninstrument, das sich auch zur Batteriekontrolle umschalten läßt. Mit dem 10-kΩ-Trimmer läßt sich diese Schal-



Schaltung des elektronischen Stimmgerätes. Statt der Elektret-Kapsel läßt sich auch eine handelsübliche dynamische Mikrofonkapsel verwenden. Zur Stromversorgung eignet sich z. B. 12-V-Akku

tung so einstellen, daß die Anzeige entsprechend dem VCO-Ziehbereich symmetrisch um die Mittenfrequenz erfolgt.

Die Eichung des Gerätes kann mit einer Stimmgabel oder einem Nf-Generator nebst Frequenzzähler (min. 0,1 Hz Auflösung) erfolgen. Während der Eichung sollte die Raumtemperatur möglichst konstant bleiben; erst nach einer Betriebsdauer von mindestens fünf Minuten ist eine auf 0,1 Hz genaue Eichung sinnvoll. Der vom Instrument angezeigte Frequenzbereich beträgt bei der angegebenen Dimensionierung für die Sollfrequenz 440 Hz etwa 437...443 Hz.

Akustische Blinklichtkontrolle

Wegen der Verwendung zum Teil elektronischer Blinkschaltungen sind die in neueren Automodellen eingebauten Blinker immer leiser geworden; oft vergißt man dadurch das Rückstellen des Blinkers, da vor allem im innerstädtischen Verkehr beim Fahrbahnwechsel und beim Überholen auf Straßen und Autobahnen der Lenkrad-Ausschlag zum automatischen Rückstellen kaum ausreicht. Leider führt das in einigen Situationen zu Mißverständnissen, die auch die Verkehrssicherheit gefährden können.

Die im *Bild* gezeigte Schaltung hilft diesem Übel ab, indem sie ein deutlich zu hörendes akustisches Signal produziert, während der Blinker in Betrieb ist. Sie nimmt nur den Raum einer Streichholzschachtel ein und benötigt zum Betrieb lediglich noch einen kleinen Lautsprecher, der hinter dem Armaturenbrett befestigt werden kann.

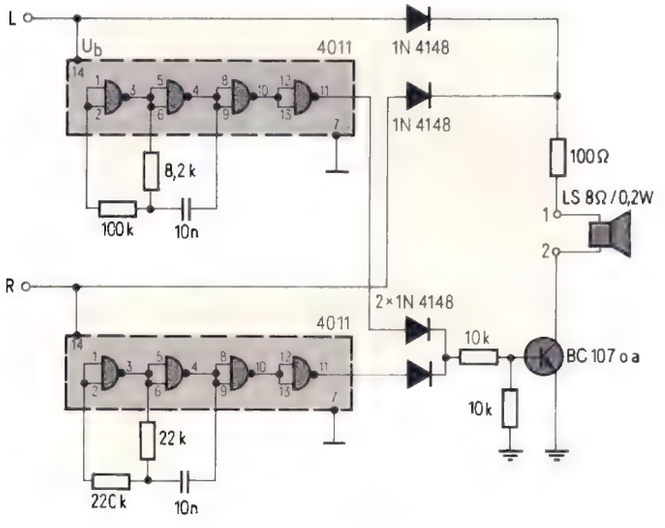
Das Gerät ist so aufgebaut, daß bei Links- und Rechtsblinken unterschiedliche Töne hörbar werden, wodurch auch die Richtung akustisch deutlich gemacht wird.

Wird ein Lautsprecher mit mehr als etwa 60 Ω Gleichspannungs-Innenwiderstand verwendet, so kann der in Serie zu ihm liegende 100-Ω-Widerstand entfallen.

Die Funktion der Schaltung ist leicht einzusehen: Mit zwei CMOS-IS 4011 werden zwei Oszillatoren aufgebaut, die die Töne für Rechts- und Linksblinken erzeugen. Die Betriebsspannungen der beiden IS werden direkt vom Blinkrelais abgenommen.

Im Prinzip wäre es übrigens auch möglich, die Schaltung mit nur einer IS 4011 aufzubauen. Die Betriebsspannung müßte dann konstant an Pin 14 anliegen, und das erste NAND-Gatter müßte dann jeweils von der R- oder L-Spannung freigegeben werden, wobei auf die Bufferstufen zwischen Oszillator und Endtransistor verzichtet würde.

Karl-Ludwig Eiffert



Schaltung zur akustischen Kontrolle des Blinkers

Schaltungskniff

Stromspiegel – einmal ganz anders

Die im *Bild* gezeigte Schaltung eignet sich z.B. als logarithmisch einstellbare Überstromsicherung, wenn sie so eingesetzt wird, daß sie auf geringe Spannungsabfälle an einem kleinen Widerstand R in der Masseleitung eines Netzgerätes reagiert.

Der Spannungsabfall an R bringt die Symmetrie des Stromspiegels T1, T2 aus dem Gleichgewicht. Dessen Strom, der mit dem als Z-Diode betriebenen T3 stabilisiert wird, kann mit P eingestellt werden. Für die eingezeichnete Richtung des Stromes I ergibt sich mit guter Näherung der Zusammenhang

$$I_c = I_p + \beta\,(T\,1) \cdot I_d \cdot \left(e^{\frac{R \cdot I}{U_d}} - 1\right),$$

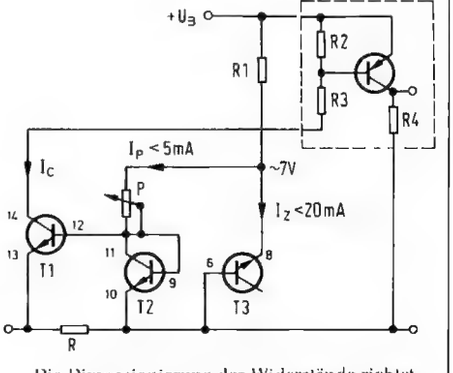
wobei I_d und U_d die Konstanten der I_B/U_{BE}-Kennlinie sind.

Der farblich gekennzeichnete Schaltungsteil zeigt die Erweiterung zu einem Schwellwertschalter (Sicherung): An R4 beginnt Spannung abzufallen, sobald $R3 \cdot I_c$ größer als 0,5 V ist, I also einen mit P einstellbaren Wert überschreitet.

Für die praktische Ausführung ist zu beachten:

- Der Spannungsabfall an R darf nicht zu einer Überlastung von T1 und T2 führen, sollte also unter 0,5 V bleiben.
- Die Grenzdaten der Transistoren in der IS CA3046 sind: $U_{CEO} = 15$ V, $I_{c\,max} = 50$ mA, $P_{tot} = 300$ mW pro Transistor, zusammen aber nicht mehr als 750 mW.

Christian Tamm



Die Dimensionierung der Widerstände richtet sich nach dem gewünschten Strombereich und der Versorgungsspannung. Die Ziffern an den Transistoranschlüssen nennen die Pinbelegung der IS CA 3046

Der kleine Unterschied: Die FTZ-Nummer

Spöttische Anmerkungen zum Amateurfunk-Selbstbau

Manchmal entsteht der Eindruck, Amateurfunk sei eigentlich kein technisches Hobby mehr – etwa so wenig wie Autofahren oder Telefonieren. Kein Wunder: Geräte für dieses ehemalige Pionier-Hobby sind fix und fertig zu Preisen zu haben, die oft den Selbstbau uninteressant machen, und es wird immer schwieriger für den Amateur, mit Selbstbau-Geräten den gestiegenen Anforderungen gerecht zu werden.

Wodurch unterscheidet sich der Amateurfunk vom mittlerweile zahlenmäßig weit verbreiteten CB-Funk? Sicher nicht zuletzt durch den Umfang der zugestandenen Frequenzbereiche – aber, und das ist nicht minder wesentlich: Amateurfunkgeräte brauchen keine FTZ-Prüfnummer und dürfen sogar selbstgebaut werden!

Das soll nun nicht heißen, daß Amateurfunkgeräte beliebig viel Störstrahlung produzieren dürfen; nur werden sie erst dann von der Fernmeldebehörde überprüft, wenn bereits eine Störungsmeldung vorliegt. Das ist sicher eine durchaus sinnvolle Regelung, denn nach wie vor soll ja der Selbstbau von Amateurfunkgeräten möglich sein; eine Prüfung jedes einzelnen Geräts beim FTZ aber ist indiskutabel.

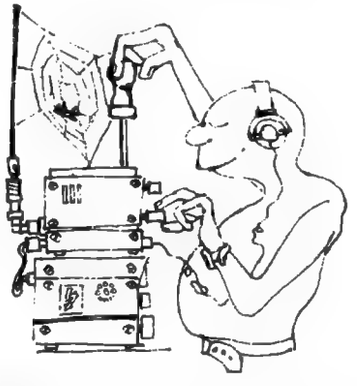
Aber stellen Sie sich bitte einmal vor, jeder Führerscheinbesitzer dürfte sich sein Gefährt selbst bauen und müßte erst dann zum TÜV, wenn ihm damit ein Unfall passiert...

Sicher ein bösartiger Vergleich. Der Schreiber dieser Zeilen muß an dieser Stelle zu seiner Rechtfertigung betonen, selbst ein leidenschaftlicher Verfechter der Selbstbau-Ideologie zu sein. Man sollte aber nicht vergessen, daß auch zum Bau eines Funkgerätes, und sei es noch so klein, etwas Erfahrung, aber auch einiges an Meßmitteln gehört.

Schließlich gibt es kein Funkgerät, das auch bei falschem Abgleich die Einhaltung postalischer Störstrahlungs-Grenzwerte garantiert. Das gilt sowohl für Bauanleitungen (wir beglückten unsere amateurfunkenden Leser schon öfter mit solchen) als auch für anschlußfertig erworbene und nachträglich „abgeglichene" Geräte, für Amateurfunkgeräte wie für CB-Geräte; nur ist dies bei letzteren illegal, bei ersteren gehört es zum guten Ton.

Und genau hier beginnt das Problem. Denn während diejenigen Amateure, die in weiser Selbsteinschätzung die Finger von Lötkolben und Abgleichstift lassen, von manchen ihrer technisch versierten Kollegen hochnäsig als „Steckdosenamateure" bezeichnet werden, glauben andere, nachdem sie mit Erfolg die kalten Lötstellen ihres Erstlingswerkes gefunden haben, den Abgleich eines 2-m-Senders mit dem nassen Finger und der beim Wickeln einer Entstördrossel für eine Lichtorgel gewonnenen hf-technischen Erfahrung durchführen zu können.

Der Schwierigkeitsgrad der Amateurfunk-Lizenzprüfung reicht zwar aus, um gewisse Kenntnisse in der betrieblichen Abwicklung von Funkverbindungen sicherzustellen, er kann aber unmöglich garantieren, daß der frischgebackene Amateur, sollte er sich seine „Funke" selbst bauen, sein Produkt ohne schlechtes Gewissen an einen Spektrumanalysator oder ähnlich „enthüllende" Meßgeräte anschließen kann. Gerade die C-Lizenz (wie sie der Verfasser besitzt...) läßt sich mit bloßem Auswendiglernen von in einem Heftchen zusammengefaßten Prüfungsfragen und -antworten erlangen; die „Hürde" Telegrafie entfällt. (Das Heftchen trägt den Titel „Fragen und Antworten für die fachliche Prüfung der Funkamateure", ist bei jedem Postamt zu bestellen und enthält alle Fragen nebst Antworten, die in der Prüfung vorkommen können.)



Meßgeräte sind erstens teuer und zweitens überflüssig...

Die Lizenzprüfung ist also weit davon entfernt, jenes technische Wissen abzuverlangen, das erforderlich ist, um auch beim Selbstbau jenem vielzitierten § 12 der DVO zum Amateurfunk-Gesetz zu seinem Recht zu verhelfen: „C1) Die Amateurfunkstelle muß nach dem jeweiligen Stand der Technik errichtet sein und erhalten werden..."

Doch wie läßt sich das Selbstbau-Problem lösen? Brauchen vielleicht eines unschönen Tages auch alle Amateurfunkgeräte eine FTZ-Nummer?

Betrachten wir das „Problemchen" realistisch! Die Mehrzahl der bekanntgewordenen Empfangs-Störungen durch Amateurfunksender wurde ja nicht etwa durch Nebenaussendungen eben dieser Sender verursacht, sondern gehen auf das Konto immer noch unzureichend einstrahlfester Rundfunk- und Fernsehempfänger. So ist es jedenfalls von der Bundespost zu hören.

Und, man möchte fast sagen, zum Glück, merkt der ober- und nebenwellen-aussendende Funkamateur recht schnell, daß etwas mit seiner Station nicht stimmt; entweder weil er den eigenen Fernsehempfänger „dichtmacht" oder weil er mit seinem Gerät auch Störungen bei den benachbarten Funkamateuren verursacht. Unangenehmer ist es dagegen, wenn die Störung auf eine Frequenz fällt, die man nicht empfangen darf, etwa in den Bereich der Sicherheitsbehörden – auch das kam leider schon vor; zumindest betrachtet die Post aber endlich den Betrieb von Allwellen-Empfängern zur Kontrolle von eventuellen Nebenwellen als zulässig.

Der Deutsche Amateur-Radio-Club muß sich den Vorwurf gefallen lassen, daß er für das einmalige Privileg der Funkamateure, Sender und Empfänger frei von jeglicher Kontrolle selbst bauen zu dürfen, bisher wenig getan hat. Die technische Ausbildung der Mitglieder geht meist nur bis zu dem für die Lizenzprüfung notwendigen Stand; das Niveau der DARC-Lehrgänge orientiert sich an dem eher abgesunkenen Schwierigkeitsgrad dieser Prüfung mehr als an dem für jenes Privileg eigentlich erforderlichen Wissensstand. Mancher gute Fachaufsatz in der Club-Zeitschrift sollte darüber nicht hinwegtäuschen.

Auf der anderen Seite ist allerdings auch ein deutliches Abflauen der Selbstbaulust unter den Amateuren zu verzeichnen, zumindest was komplette Funkgeräte angeht. Kein Wunder; denn tatsächlich ist ja fast alles, was das Herz eines Funkamateurs begehrt, zu erträglichen Preisen zu haben. Falsch ist es sicher, jemanden, der sich seine Geräte „selbst gekauft" hat und vom Selbstbau Enthaltung übt, als „Steckdosenamateuer" abzuwerten. Jeder muß selbst wissen, ob er mit selbstgebauten Geräten die Forderungen einer nicht vorhandenen FTZ-Prüfung einhalten könnte. Ob ihm ohne Basteln der Amateurfunk als technisches Hobby überhaupt noch Spaß macht, ist sein ganz persönliches Problem.

Herwig Feichtinger

Die hier vorgeschlagene Schaltung erfüllt einen oft recht nützlichen Zweck, nämlich ein angeschlossenes Gerät 12 Stunden ein- und 12 Stunden auszuschalten, wie das z. B. zum Betrieb einer Aquarien-Beleuchtung erforderlich ist. Es kommt ohne Netztrafo aus und läßt sich daher recht klein aufbauen – aber Vorsicht beim Aufbau: 220 V können recht unangenehm sein!

Elektronische Miniatur-Schaltuhr

Beim Aufbau eines Zeitschalters mit elektronischen Mitteln ergibt sich die Schwierigkeit, daß es möglich sein muß, außer Glühlampen auch Leuchtstofflampen zu schalten. Leider haben diese Lampen beim Einschalten einen sehr hohen Innenwiderstand, da zunächst nur der Glimmzünder in Betrieb ist. Damit kann aber niemals der für einen Triac oder Thyristor notwendige Haltestrom fließen, weshalb die Zündung durch einen Impuls zu Beginn jeder Halbwelle nicht möglich ist und man eine kontinuierliche Zündung vornehmen muß.

Es stellte sich nun heraus, daß die kontinuierliche Zündung von Triacs relativ große Stromversorgungsteile benötigt, da diese Bauelemente fast alle Zündströme von 50 mA oder mehr erfordern, so daß bei der Versorgung aus dem Netz zumindest die Wärme eines größeren Leistungswiderstandes abgeführt werden muß. Auch ein entsprechender kapazitiver Vorwiderstand oder ein Transformator haben ihr Volumen.

Nachdem Vorversuche mit einer höherfrequenten Folge von Zündimpulsen als Ersatz einer kontinuierlichen Zündung keine ausreichende Stabilität ergaben, wurde in der Schaltuhr ein Thyristor eingesetzt. Thyristoren haben fast immer geringere Zündströme, der verwendete Typ sogar weniger als 200 µA. Ein gewisser Nachteil ist dabei der für Vollwellenbetrieb notwendige, leistungsfähige Brückengleichrichter.

Der Steuerteil der Uhr besteht aus einigen CMOS-Zählern, so daß die gesamte Schaltung bei 12 V nur einen Strom von 500 µA aufnimmt. Der Thyristor läßt sich bei Luftkühlung mit 1 A belasten, bei Verwendung einer Kühlfläche sogar mit dem doppelten Wert, was für die meisten Beleuchtungsprobleme ausreicht. Für noch höhere Leistungen ist die Schaltung in *Bild 1* erforderlich.

Die Uhr ist bereits an einer 8-W-Leuchtstofflampe funktionsfähig.

Die Schaltung

Bild 2 zeigt den Aufbau der Schaltuhr. Mit Hilfe des Vorwiderstandes R 1 und einer Zenerdiode wird zunächst aus der Netzspannung eine 50-Hz-Rechteckspannung gewonnen. Ihre Einweggleichrichtung ergibt eine stabilisierte Versorgungsspannung von etwa 12 V. Weiterhin wird die Rechteckspannung durch ein RC-Glied von hochfrequenten Störungen befreit und triggert dann einen Zähler.

Der Zähler besteht aus zwei 12stufigen Binärzählern (Z 1, Z 2) vom Typ MC 14040 (Motorola), die für langsam veränderliche Eingangssignale geeignet sind. Durch die Beschaltung mit einem UND-Gatter, gebildet aus 8 Dioden und einem Widerstand, und durch die Rückführung des resultierenden Signals auf die Lösch-Eingänge (Pin 11) hat der Zähler ein Untersetzungsverhältnis von $1{,}08 \times 10^6$. Der hohe Pegel, der sich am Ausgang des Gatters bei Erreichen des gewünschten Zählerstandes einstellt, wird im Kondensator C 2 gespeichert und dann vor der Weiterleitung mit einem Tiefpaß verzögert. Der Widerstand R 2 verhindert die Belastung des Gatters, ein Widerstand parallel zu C 2 sorgt für allmählichen Ladungsausgleich. Es ergibt sich so alle 6 Stunden am Ausgang des UND-Gatters ein Impuls von etwa 1 ms Dauer.

Dieser Impuls triggert einen 2stufigen Binärzähler (Z 3), der aus einem entsprechend beschalteten zweifachen JK-Flipflop besteht. An dem Ausgang der zweiten Stufe von Z 3 (Pin 15) kann daher ein Signal abgenommen werden, das alle 12 Stunden seinen logischen Zustand ändert.

Im Prinzip läßt sich der Thyristor mit diesem Signal über einen Vorwiderstand direkt zünden, zum sicheren Sperren ist es jedoch empfehlenswert, den Zündanschluß möglichst niederohmig mit Masse zu verbinden. Dies erfolgt durch einen Transistor. Da der Transistor eine Invertierung verursacht, ist seine Basis mit dem invertierten Ausgang verbunden (Pin 14). Die höchste Teilerstufe von Z 1 wird nur im Nulldurchgang der Netzspannung getriggert, so daß auch der Thyristor nur im Nulldurchgang eingeschaltet werden kann. Elektrische Vorkehrungen zur Entstörung sind daher nicht notwendig.

Verknüpft man den Ausgang der ersten und der zweiten Stufe von Z 3 durch eine UND-Funktion, so erhält man ein Signal, das nur während 6 von 24 Stunden den Zustand 1 hat. Ein nur

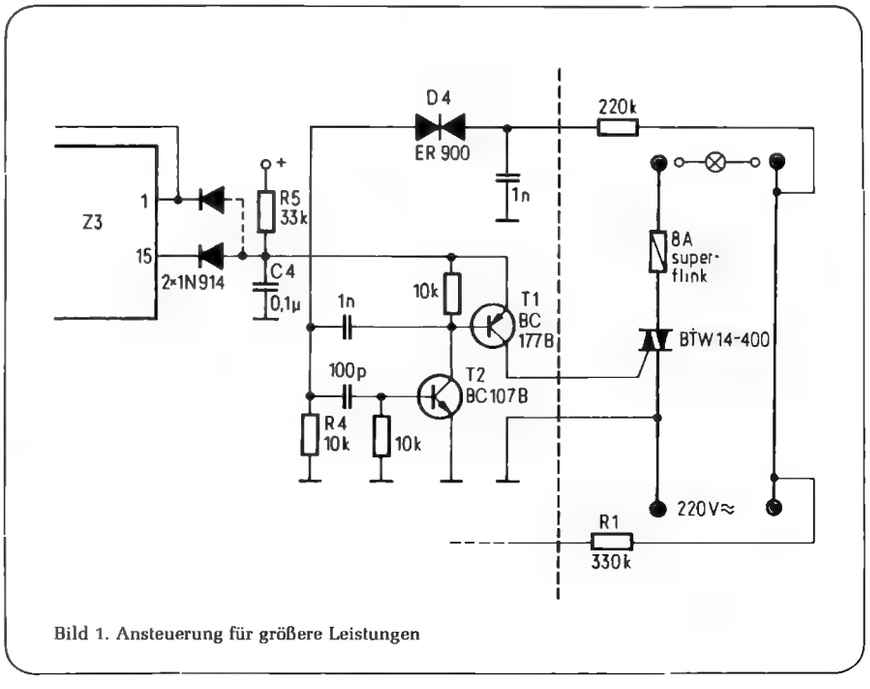


Bild 1. Ansteuerung für größere Leistungen

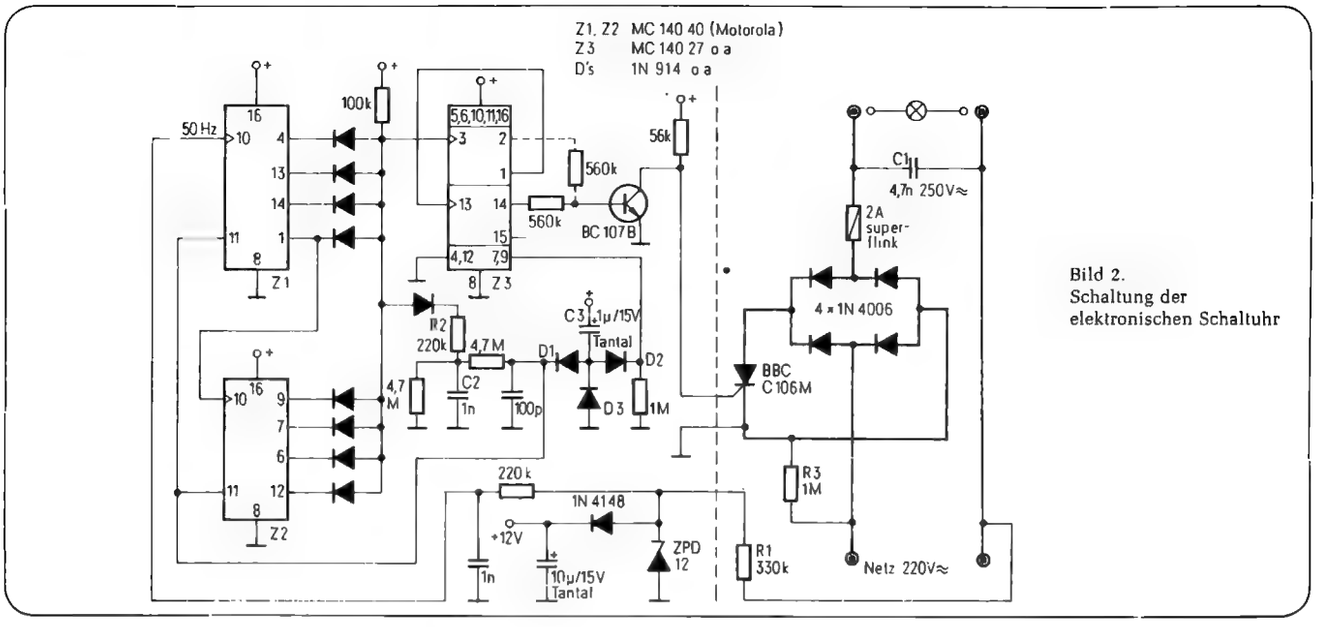


Bild 2.
Schaltung der elektronischen Schaltuhr

sechsstündiges Brennen der Lampe ist für eine Zusatzbeleuchtung an Abenden sinnvoll. Die entsprechende Ergänzung ist gestrichelt eingezeichnet (Z 3, Anschluß 2). Zur Erklärung sei bemerkt, daß durch die Invertierung an den Ausgängen des Zählers und am Transistor die UND-Funktion durch ein ODER-Gatter ersetzt werden muß.

Beim Anlegen der Netzspannung werden über den Kondensator C 3 und die Dioden D 1 und D 2 der Rücksetzeingang der Zähler Z 1 und Z 2 und der Setzeingang des Zählers Z 3 an den Anschlüssen 7 und 9 eine gewisse Zeit auf H-Pegel gehalten. Z 1 und Z 2 beginnen daher mit Null und Z 3 beginnt mit dem Hellintervall. Damit ergibt sich neben dem zeitrichtigen Start auch eine Funktionskontrolle der gesamten Beleuchtungsvorrichtung. Nach einer Unterbrechung des Netzes entlädt sich C 3 über D 3, so daß der Startmechanismus sofort wieder arbeiten kann.

Der Thyristor ist über einen Brükkengleichrichter in Reihe zum Verbraucher geschaltet, wobei die einzelnen Dioden so gepolt sind, daß die negativen Halbwellen an der Anode des Thyristors positiv erscheinen. Durch den Vorwiderstand R 1 ergibt sich eine Unsymmetrie der Brücke, die durch R 3 kompensiert wird, da sonst an der Zenerdiode keine saubere Rechteckspannung abfällt. Der Kondensator C 1 überbrückt Störungen, die von der Lampe kommen können.

Es muß unbedingt beachtet werden, daß manche Leuchtstofflampen relativ große Kondensatoren zur Blindstromkompensation der Vorschaltdrossel haben. Diese zusätzliche kapazitive Last kann zum Ansprechen der Sicherung führen, wenn nicht unter allen Umständen im Nulldurchgang geschaltet wird. Um den Startmechanismus des Zählers nicht zusätzlich netzsynchron machen zu müssen, sollte man in diesem Falle die Lampe während des Dunkelintervalls anschließen.

Der Zähler Z 3 kann beim Starten auch so gesetzt werden, daß er mit dem Dunkelintervall beginnt. Dazu sind die Anschlüsse 7 und 9 mit den Anschlüssen 4 und 12 zu vertauschen. Außerdem ist der Triggereingang der zweiten Stufe (Pin 13) nicht mit Pin 1, sondern Pin 2 zu verbinden. Vor dem Anschließen des Verbrauchers ist die Verbindung zum Netz herzustellen.

Falls ein gelegentlicher Ausfall der Netzspannung zu befürchten ist, sollte man bei Lampen mit Kondensatoren einen Vorwiderstand von einigen Ohm vorsehen, eingebaut direkt in das Lampengehäuse, wo meist Platz dafür ist.

Erweiterung für höhere Ausgangsleistung

Für höhere Ausgangsleistungen, allerdings nur für ohmsche Lasten wie Glühlampen und Heizungen, kann der Thyristor durch einen Triac ersetzt werden. Bild 1 zeigt eine Schaltung, die mit etwa 7 A belastet werden kann und sich direkt durch MOS-Bausteine ansteuern läßt. Der Triac wird zu Beginn jeder positiven oder negativen Halbwelle mit einem positiven Stromimpuls gezündet, solange die Spannung am Kondensator C 4 von den Ausgängen des Zählers Z 3 nicht kurzgeschlossen wird.

Hat die Netzspannung nach dem Nulldurchgang eine größere Abweichung als 30 V, so schaltet die Triggerdiode D 4 und erzeugt einen Impuls an dem Widerstand R 4. Negative Impulse werden direkt kapazitiv an den Treibertransistor T 1 gekoppelt, positive Impulse zunächst durch den Transistor T 2 invertiert, so daß in beiden Fällen T 1 kurzzeitig durchgesteuert wird.

Ist die UND-Verknüpfung am Ausgang des Zählers überflüssig, so können die Dioden entfallen. R 5 wird dann nicht mit der Versorgungsspannung, sondern mit dem Ausgang (Pin 15) verbunden.

Hinweise zum Aufbau

Unterbringungsmöglichkeiten für die Schaltuhr sind neben getrennten Gehäusen auch größere Steckergehäuse, Tischsteckdosen, Lampengehäuse von Leuchtstofflampen usw.

Der Schaltungsteil links von der Trennlinie in Bild 1 bzw. Bild 2 wird zur Abschirmung von Störungen möglichst kompakt in ein kleines Blechgehäuse eingebaut, das eine elektrische Verbindung zur *Schaltungsmasse* hat. Dieses Gehäuse wird zusammen mit dem Leistungsteil unter Verwendung von Kunststoffschrauben in ein entsprechendes Plastikgehäuse eingesetzt. Bei der Verwendung eines Kühlkörpers ist auf dessen Isolation vom Abschirmgehäuse zu achten.

Der Zähler des Mustergerätes wurde auf einer Veroboardplatte mit den Abmessungen 3,3 cm x 6,7 cm untergebracht und dann in ein etwas verkleinertes Gehäuse Teko A1 eingesetzt, welches wiederum zusammen mit dem Leistungsteil in einem Plastikgehäuse Teko P1 Platz fand (Außenmaße 5,5 cm x 8,5 cm x 4 cm). Der Anschluß von Lampe und Netz erfolgte durch seitlich angeschraubte Lüsterklemmen.

Klaus Dieter Weber

In letzter Zeit sind Taschenrechner sehr preiswert geworden; zum Teil kosten sie weniger als 15 DM. Daher ist es naheliegend, solch einen Taschenrechner anstelle mehrerer herkömmlicher Digital-Bausteine zu benutzen; hier dient er als Kurzzeitwecker.

Taschenrechner als Kurzzeitwecker

In dem Taschenrechner Privileg 85 (Quelle) ist die Rechner-IS C-683 der Firma General-Instruments eingebaut. Mit einer Tastenmatrix können die Funktionen Multiplikation, Division, Addition, Subtraktion und Prozentrechnen durchgeführt werden. Das im Taschenrechner verwendete 8-Anzeigen-LED-Display NSA 1188 wird von der IS über die Segmentleitungen DP, a...f und die Multiplexleitungen D1...D8 angesteuert. Die Multiplexleitungen sind über den Anzeigentreiber DS 8865 an das Anzeigen-Display angeschlossen. Der Taschenrechner arbeitet mit Fließkomma und zeigt keine überflüssigen Nullen an.

Realisation eines Zählers

Bei Verwendung des Taschenrechners als Zähler, denn als solchen muß man eine Uhr oder einen Kurzzeitwekker betrachten, nutzt man die Möglichkeit der Konstanten- bzw. Wiederholungsrechnung aus. Die Rechner-IS C-683 arbeitet nach der algebraischen Eingabemethode; das bedeutet, daß der Rechenvorgang in der gewohnten Reihenfolge eingegeben werden muß. Für Wiederholungsrechnungen mit Addition (Vorwärtszählen) oder Subtraktion (Rückwärtszählen) gilt, daß die Ergebnistaste (=) so oft betätigt werden muß, wie die Rechnung wiederholt werden soll.

Soll der Taschenrechner als Vorwärtszähler arbeiten, so gibt man z. B. die Ziffer 1 ein und drückt die Additionstaste. Bei jeder Betätigung der Ergebnistaste wird dann der angezeigte Zahlenwert um den Wert 1 vergrößert.

Bei der Rückwärtszählung wird dieser Vorgang umgekehrt. Es wird zunächst ein Zahlenwert eingegeben und durch Drücken der Subtraktionstaste im Taschenrechner gespeichert, dann wird z. B. die Ziffer 2 eingetastet. Der zuvor gespeicherte Zahlenwert wird jetzt bei jeder Betätigung der Ergebnistaste um den Wert 2 vermindert.

Wie oft diese Rechenoperationen in der Sekunde durchgeführt werden können, hängt von der internen Zykluszeit der Rechner-IS ab. Wird der mechanische Kontakt der Ergebnistaste durch einen elektrischen Schalter (Transistor oder Analogschalter) überbrückt, so führt jede Ansteuerung dieses elektrischen Schalters zu einer Funktion der Taste.

Die Kurzzeitwecker-Schaltung

Für die Funktion eines Kurzzeitwekkers ist der Taschenrechner mit einigen IS der CMOS-Serie zu erweitern und arbeitet dann neben seiner eigentlichen Funktion nach folgendem Prinzip:

- Eingeben der gewünschten Zeitvorgabe in Minuten;
- Eingabe des Operationszeichens Subtrahieren;
- Eingabe der Ziffer Eins;
- Starten der Zusatzelektronik;
- Zurückzählen des Zählers um minus 1 nach jeder Minute durch die Zusatzelektronik;
- Ertönen eines Summers, wenn der Anzeigewert Null ist.

Die Zusatzelektronik besteht im wesentlichen aus einem Taktgenerator und einem Decoder, der nach der Logiktabelle *Bild 1* arbeitet. Der Taktgenerator mit nachgeschaltetem Teiler erzeugt den Ein-Minuten-Takt, mit dem der Taschenrechner gesteuert wird. Der Decoder läßt beim Anzeigewert Null einen Summer ertönen. *Bild 2* zeigt die komplette Schaltung.

Der Taktgenerator

Der Taktgenerator ist mit der Integrierten Schaltung CD 4060 AE von RCA aufgebaut. Diese IS beinhaltet neben einem 14stufigen Frequenzteiler zwei Inverter, die durch äußere Beschaltung als Oszillator arbeiten können.

Am Teilerausgang (Q14), Stift 3, muß ein Takt von 1-Minuten-Impulsen anliegen, d. h., der Ausgang muß 30 Sekunden H und 30 Sekunden L sein. Um diese Impulslängen zu erhalten, muß

Anzeige	a	b	c	d	e	f	g	$\overline{bvg}$	$\overline{fvg}$
1	L	H	H	L	L	L	L	L	L
2	H	H	L	L	L	L	L	L	L
3	H	H	H	H	L	L	H	L	L
4	L	H	H	L	L	H	H	L	L
5	H	L	H	H	L	H	H	L	L
6	H	L	H	H	H	H	H	L	L
7	H	H	H	L	L	L	L	L	L
8	H	H	H	H	H	H	H	L	L
9	H	H	H	H	L	H	H	L	L
0	H	H	H	H	H	H	L	L	H
E	H	L	L	H	H	H	H	L	L
-	L	L	L	L	L	L	H	L	L
Leer	L	L	L	L	L	L	L	H	L

Bild 1. Logiktabelle zur Decodierung der Null in der letzten Anzeigestelle

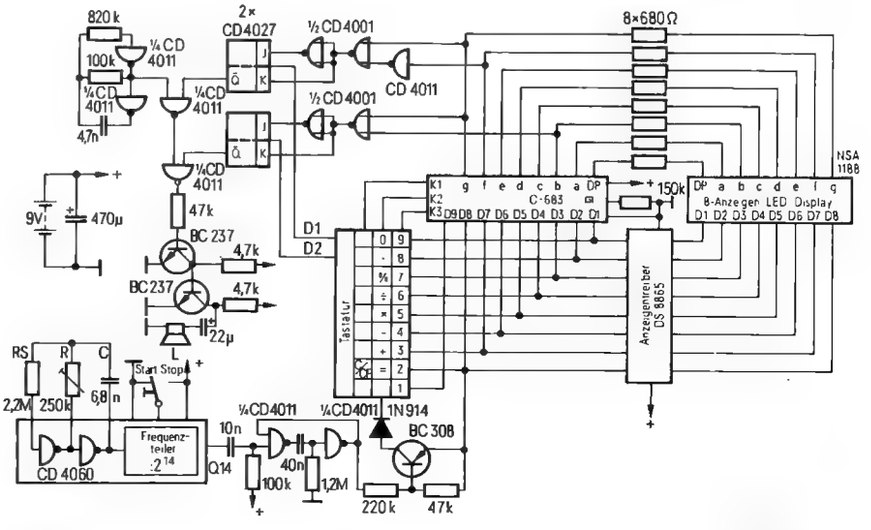


Bild 2. Schaltung zur Realisation eines Kurzzeitweckers mit einem preiswerten Taschenrechner

der Oszillator mit einer Frequenz von etwa:

$$f = \frac{2^{14}}{30} = \frac{16384}{30} = 546{,}1 \text{ Hz}$$

schwingen. Die Periodendauer einer Schwingung ist dann:

$$T = \frac{1}{f} = \frac{1}{546{,}1} = 0{,}00183 \text{ s}.$$

Die Resonanzfrequenz des Oszillators errechnet sich aus:

$$f = \frac{1}{1{,}4\ RC}$$

Nach dieser Formel ist die Periodendauer:

$T = 1{,}4\ R\ C.$

Für den Wert von R und C ergibt sich dann:

$$RC = \frac{T}{1{,}4} = \frac{0{,}00183 \text{ s}}{1{,}4} = 0{,}0013 \text{ s}$$

Dieser Wert ergibt sich auch bei Verwendung der RC-Kombination

$R = 192{,}4\ k\Omega$
$C = 6{,}8\ nF.$

Beim Aufbau der Schaltung ist noch zu beachten, daß der Wert des Widerstandes RS etwa zwei- bis zehnmal größer sein soll als der Wert des Widerstandes R.

Zum Abgleich des Taktgenerators wurde der Widerstand R in einen Festwiderstand von 150 kΩ und zwei Potentiometer von 100 kΩ und 10 kΩ aufgeteilt. Je nach Einstellung der Potentiometer ergibt sich (rechnerisch) ein Abstimmbereich des Oszillators von etwa 525 Hz bis etwa 700 Hz.

Damit die Rechner-IS nicht mit Impulsen von 30 s Dauer angesteuert wird, wurde der Ausgang des Taktgenerators mit einem monostabilen Multivibrator verbunden. Da die Eingangsimpulse für den Multivibrator länger sind als seine Ausgangsimpulse, muß ein Differenzierglied zwischen Taktgeber und Multivibrator eingeschaltet werden. Die Zeitkonstante des Differenziergliedes muß so gewählt werden, daß sie kleiner ist als die Ausgangsimpulsdauer des monostabilen Multivibrators.

Der Ausgang des monostabilen Multivibrators steuert über einen Widerstand den PNP-Schalttransistor, der die Ergebnistaste überbrückt und den Taschenrechner jede Minute weiterschaltet.

Der Decoder

Der Decoder hat die Aufgabe, den Zustand Null des Zählers zu erkennen, um dann ein akustisches Signal ertönen zu lassen. Den Null-Zustand erkennt der Decoder daran, daß die erste Anzeigestelle (von rechts) des Taschenrechners eine Null und die zweite Anzeigestelle (ebenfalls von rechts) keine Ziffer oder kein Zeichen anzeigt. Aus der Logiktabelle läßt sich die Funktion des Decoders leicht ableiten.

Der Decoder wird an die Segmentausgänge b, f und g der Rechner-IS angeschlossen. Da das Anzeigen-Display mit einem Multiplexsignal angesteuert wird, muß der Decoder so ausgelegt werden, daß das Ergebnis der Decodierung nach jeder Ansteuerung der Einzelanzeige gespeichert wird. Dieses erfolgt mit zwei JK-Flipflops, die durch das Multiplexsignal getaktet werden.

Durch ein NOR-Gatter wird die Ziffer Null jeder Anzeigestelle decodiert. Dazu wird das Segment f über eine Inverterstufe und das Segment g direkt mit dem NOR-Gatter verbunden. Immer, wenn jetzt eine Anzeigestelle die Ziffer Null anzeigt, liegen beide Eingänge des NOR-Gatters auf L-Potential und der Ausgang auf H-Potential. In allen anderen Fällen hat der Ausgang L-Potential.

Ein weiteres NOR-Gatter decodiert den Zustand „keine Anzeige". Die Eingänge dieses Gatters sind mit den Segmentleitungen b und g beschaltet. Diese beiden Leitungen führen immer dann L-Potential, wenn von einer Anzeigestelle keine Ziffer oder kein Zeichen angezeigt wird. Der Ausgang des NOR-Gatters nimmt also nur in diesen Fällen den H-Zustand an.

Um die Decoderausgänge den Anzeigestellen zuzuordnen, werden zwei JK-FF als Speicher benutzt. Sie werden mit dem Multiplexsignal der entsprechenden Anzeigestelle getaktet. Zur Ansteuerung dieser Speicher FF muß das decodierte Signal auch in invertierter Form vorhanden sein. Daher ist zwischen den NOR-Gattern und den Speichern jeweils eine Inverterstufe eingeschaltet.

Zeigt sich jetzt während des Taktes, daß der Eingang J des Flipflop (FF) auf L-Potential und der Eingang K des FF auf H-Potential liegt, so nimmt der Ausgang Q des FF nach dem Takt den L-Zustand an. Liegt an den Eingängen jedoch das entgegengesetzte Potential, so schaltet der Ausgang Q nach dem Takt auf H-Potential.

Für den hier verwendeten Decoder gilt, daß die Ausgänge $\overline{Q}$ beider FF den H-Zustand annehmen, wenn vom Taschenrechner der Zustand Null angezeigt wird.

Die Ausgänge der FF steuern über NAND-Gatter die Tonverstärkerstufe. Ein Rechteckgenerator, aufgebaut aus zwei NAND-Gattern (ähnlich wie der Taktgenerator) schwingt dauernd. Die Ausgangsfrequenz liegt etwa bei 1000 Hz. Durch die NAND-Gatter gelangt die Tonfrequenz immer nur dann zur Tonverstärkerstufe, wenn vom Taschenrechner Null angezeigt wird; d. h. wenn die Ausgänge der FF auf H-Potential liegen. Der Tonverstärker steuert einen Kleinhörer oder einen Kleinstlautsprecher.

Literatur

[1] *Waldmann, D.:* Digitale Stoppuhr aus Billigst-Taschenrechner. FUNKSCHAU 1976, H. 5, S. 195...196.

[2] *Schweitzer, H.:* Taschenrechner als preiswerter programmierbarer Zähler. FUNKSCHAU 1976, H. 7, S. 276...278.

[3] *Grüter, H.:* Taschenrechner als digital anzeigendes Strahlungsmeßgerät. ELEKTRONIK 1976, H. 12, S. 65...66.

Automatische Drehrichtungserkennung

Oftmals möchte man die Drehrichtung eines mechanisch rotierenden Teiles elektronisch erkennen, z. B. um einen Zähler von Vorwärts- und Rückwärtszählung umzuschalten. Die meisten Schaltungsvorschläge erfordern dazu einen beträchtlichen Aufwand. Die Bauelementeanzahl läßt sich jedoch auf ein Minimum verringern, wenn man bereits die fotoelektrische Abtastung zweckmäßig auslegt.

Die in *Bild 1* dargestellte Schaltung wurde für das elektronische Zählwerk eines Tonbandgerätes entwickelt. Dabei werden die Zählimpulse mit zwei

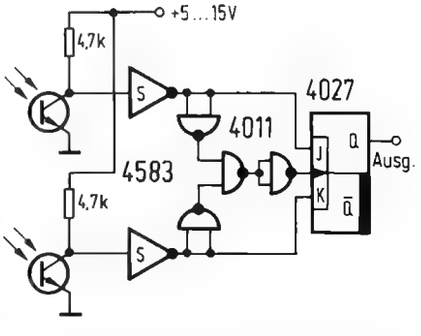


Bild 1. Schaltung zur Erkennung der Drehrichtung einer rotierenden Scheibe

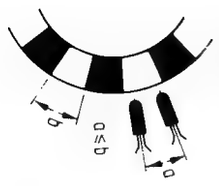


Bild 2. Anordnung der beiden Fototransistoren und der schwarzen und weißen Segmente auf der Scheibe

Fototransistoren von einer mitlaufenden Scheibe aufgenommen, die in schwarze und weiße Segmente unterteilt ist *(Bild 2)*. Über Schmitt-Trigger werden diese Impulse nun den J- und K-Eingängen eines Flipflops zugeführt. Bei J = 1 und K = 0 springt der Ausgang Q bei jedem Taktimuls auf 1, für J = 0 und K = 1 springt er auf 0. Bei Rechtslauf ist also Q =0 und bei Linkslauf Q = 1.

Kurt Moraw

Ausblenden des Gesangs bei Stereoschallplatten

Anfang 1977 wurde auf dem deutschen Markt erstmals ein Gerät mit dem klangvollen Namen „Playback-Synthesizer" angeboten, das Tonbandamateure in die Lage versetzt, vorhandene Schallplatten als Playback, sprich Instrumentalhintergrund, für eigene Gesangsaufnahmen zu verwenden (FUNKSCHAU 1977, Heft 10, S.433).

Angeregt von dieser Idee entwickelte der Verfasser ein Gerät mit ähnlichen Eigenschaften. Dieses Gerät ist – genau genommen – in der Lage, bei etwa 60..70 % aller Stereo-Schallplatten, die Stimme des Interpreten weitgehend auszublenden, während die Instrumente und ein eventuell vorhandener Chor praktisch erhalten bleiben.

Das Prinzip ist recht einfach. Die meisten Aufnahmen werden so hergestellt, daß der Interpret als monofones Signal etwa in die Mitte der Stereobasisbreite hineingemischt wird. Man braucht also nichts anderes zu tun, als einen Kanal in der Phase um 180° zu drehen und dann mit dem anderen zu mischen. Leider funktioniert das nicht ganz hundertprozentig, denn wegen der unvermeidlichen frequenzabhängigen Asymmetrien der beiden Abtastsysteme für den linken und rechten Kanal gelingt dies theoretisch nur bei einer bestimmten Frequenz genau; die hohen Frequenzen und damit auch eventuelle Klirrfaktoranteile sind hiervon besonders betroffen. Glücklicherweise wird aber nach Fertigstellung der eigenen Gesangsaufnahme der letzte Rest des vorherigen Interpreten weitgehend überdeckt.

Bei der Entwicklung wurde noch etwas anderes festgestellt, nämlich, daß bei allen getesteten Platten die tiefen Frequenzen ebenfalls monofon und in der Basismitte aufgezeichnet wurden, weil diese Frequenzen erfahrungsgemäß ohnehin schlecht zu orten sind. Aus diesem Grund wurde das Gerät so ausgelegt, daß die Phasendrehung nur für Frequenzen oberhalb etwa 100 Hz wirksam ist und der Baßbereich dadurch nicht ausgeblendet wird.

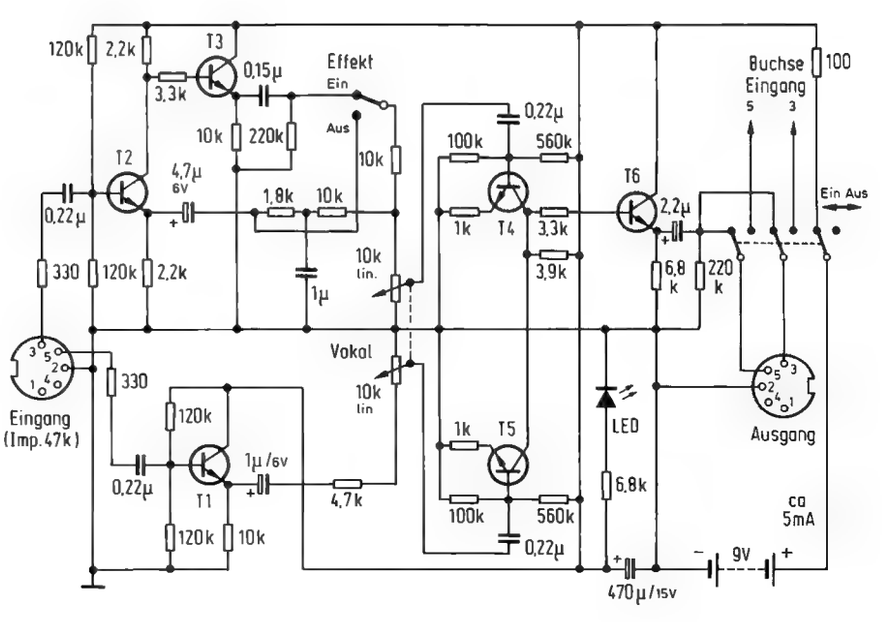
Das *Bild* zeigt die Schaltung zur Gesangsausblendung, die zwischen den dynamischen Tonabnehmer und den Entzerrer-Vorverstärker geschaltet wird. Das Signal des rechten Kanals wird über den Emitterfolger Tr 1 zum Poti „Vokal" geleitet; es wird nicht in seiner Phasenlage beeinflußt.

Tr 2 liefert dagegen zwei um 180° phasenverschobene Komponenten des linken Kanals, die die gleiche Amplitude besitzen. In Stellung „Ein" des „Effekt"-Schalters gelangen über einen Tiefpaß nur Frequenzen bis 100 Hz in Phase auf dem „Vokal"-Poti, so daß hier keine Auslöschung auftritt.

Frequenzen über 100 Hz werden über T 3 und einen Hochpaß in Gegenphase auf das Poti gegeben. Hiermit kann nun jeder monophone Anteil über 100 Hz innerhalb eines weiten Bereichs der Stereobasis ausgeblendet werden.

Der Verfasser hat sein Gerät auf herkömmliche Lötleisten aufgebaut. Da eine 9-V-Batterie zur Stromversorgung verwendet wird, sind Brummprobleme kaum zu befürchten; wegen des sehr geringen Stromverbrauchs ist ein Netzteil kaum lohnend. *Ronald van Rijn*

Diese Schaltung erlaubt es, bei Stereo-Schallplatten den (monofon vorhandenen) Solisten herauszufiltern



Elektronisches Bandzählwerk für Kassettenrecorder

Um das Auffinden von Programmen auf Kassetten beim PET 2001 von Commodore zu erleichtern, wurde ein elektronisches Bandzählwerk eingebaut. Der Einsatz beschränkt sich jedoch nicht auf den PET 2001; man kann, etwas bastlerisches Geschick vorausgesetzt, jeden Kassettenrecorder oder jedes Tonbandgerät damit ausrüsten.

Die Auswerteschaltung wurde mit CMOS-Bausteinen realisiert. Als Anzeigeelemente dienen 7-Segment-LED-Anzeigen. Die Abtastung geschieht über eine Glühlampe und zwei Phototransistoren. Eine geeignete Logik übernimmt die Umschaltung der Zähler von Vorwärts- auf Rückwärtslauf. Die gewählten Vor-Rückwärtszähler erlauben auch eine Voreinstellung über BCD-Schalter, was hier aber nicht ausgenutzt wurde.

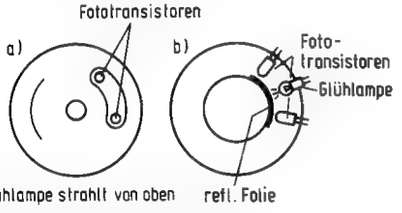


Bild 1. So wurde das Problem der Abtastung beim PET gelöst (a): In das linke Zahnrad wurde ein Schlitz gefräst, und unten am Chassis sind zwei Fototransistoren befestigt. Eine andere Möglichkeit ist die Verwendung reflektierender Folie (b)

Die meisten Schwierigkeiten dürften bei der Fixierung der Phototransistoren und der Glühlampe auftreten. Beim Kassettengerät des PET wurde das Problem auf folgende Art gelöst: In das linke Zahnrad unter dem Abwickelteller wurde ein Schlitz gefräst und unten am Chassis 2 Phototransistoren angebracht (2 Löcher bohren). Eine Glühlampe oder eine genügend helle LED muß dann von oben auf das Zahnrad strahlen; Platz ist dafür genügend vorhanden (*Bild 1*).

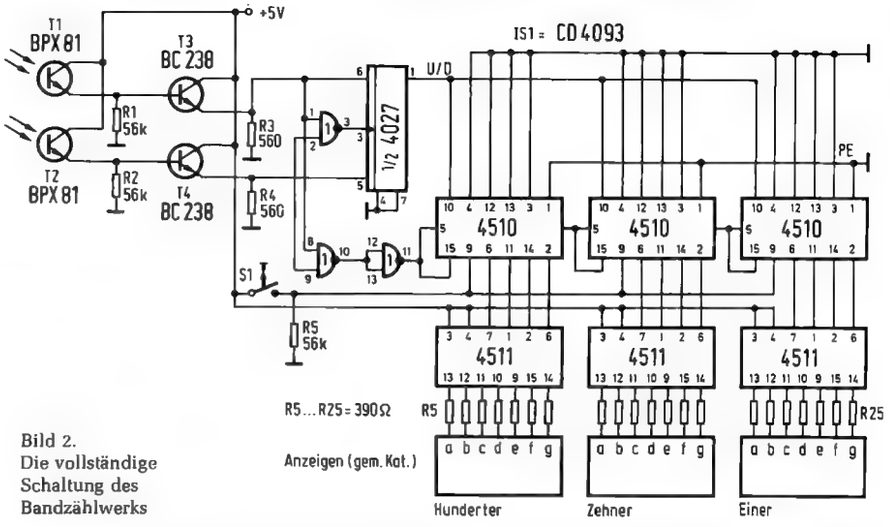


Bild 2. Die vollständige Schaltung des Bandzählwerks

Eine andere Möglichkeit ist in *Bild 2* gezeigt: Hier wird einfach am Zahnrad eine reflektierende Folie angebracht. In diesem Fall muß die Glühlampe oder LED von vorne auf die Folie strahlen. Bei jeder Methode muß man ein wenig experimentieren, aber mit Hilfe eines Oszilloskops klappt es bestimmt.

Auf einer kleinen Lochrasterplatine können die beiden Transistoren und Widerstände für den Emitterfolger untergebracht werden. Von dort aus führen dann nur die zwei Leitungen A und B zur eigentlichen Auswerteelektronik. Diese Leitungen können „beliebig" lang sein. Über Schmitt-Trigger und ein JK-Flipflop geschieht die Umschaltung von Vorwärts- auf Rückwärtszählen. Bei dieser Art der Ansteuerung muß gewährleistet sein, daß sich die beiden Signale A und B überschneiden (siehe Seite 1052). Die BCD-Ausgänge der Vor-Rückwärtszähler sind mit BCD-7-Segment-Dekodierern/Treibern verbunden. Für die Anzeigen können beliebige Ausführungen mit gemeinsamer Katode verwendet werden. Nach jedem Einschalten kann die Anzeige mit Hilfe der Taste S1 auf Null gestellt werden. Es ist natürlich ohne weiteres möglich, den Zähler um einige Stellen zu erweitern.

H. Neumayr

Schaltungskniff

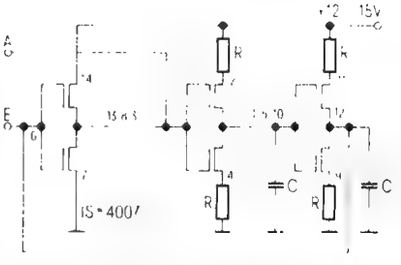
CMOS-Gyrator

Gyratoren dienen in erster Linie der Simulation von Induktivitäten durch die Invertierung eines kapazitiven Blindwiderstandes. Wie die meisten Gyratoren besteht auch der im *Bild* gezeigte aus zwei spannungsgesteuerten Stromquellen, von denen eine invertiert, und die andere nicht.

Diese Stromquellen sind hier mit einer CMOS-IS 4007 aufgebaut, indem die herausgeführten Source-Anschlüsse über geeignete, strombestimmende Widerstände mit der Betriebsspannung verbunden sind. Diese Widerstände beeinflussen die Steilheit der Stromsteuerung und können Werte zwischen einigen hundert Ohm und einigen Megohm annehmen, ohne daß die Linearität darunter leidet.

Zu kleine Werte (unter etwa 10 kΩ) verringern allerdings die Güte des Gyrators, die aber sonst wegen des extrem hohen Ein- und Ausgangswiderstandes der Stromquellen sehr groß sein kann. Auch die Verzerrungen bleiben, wenn man nicht weiter als etwa 1 V_{ss} aussteuert, in Grenzen.

Das Bild zeigt den als Parallelschwingkreis beschalteten Gyrator. Es ist allerdings erforderlich, den Ausgang nicht zu sehr belasten; der Lastwiderstand sollte über 100 kΩ liegen. Die Werte von C und R bestimmen die resultierende Resonanzfrequenz des Schwingkreises mit dem Gyrator als Induktivität.



Schaltung des als Parallelschwingkreis ausgeführten Gyrators. Die Ziffern sind die Pin-Bezeichnungen der verwendeten CMOS-IS 4007

Franz-Josef Quirin

Der hier beschriebene Flüssigkeitsstandmelder entstand aus einer recht ungewöhnlichen Situation, nämlich wegen einer Operation, der sich der Verfasser unterziehen mußte. Aus der sich ergebenden recht speziellen Anwendung ergab sich auch die Art der Schaltungsauslegung; trotzdem ist das Gerät recht universell zu verwenden und keineswegs auf den beschriebenen Zweck festgelegt.

Wilhelm Friedrich

Elektronischer Flüssigkeitsstandmelder

Während eines Aufenthalts des Verfassers in einem Krankenhaus, anläßlich einer Prostataoperation ergab sich folgende Situation: Nach der Operation erfolgten laufend Blasenspülungen. Von einem hoch hängenden Kanister floß die Spülflüssigkeit durch eine Tropfvorrichtung und einen Kanal des mehrkanaligen Katheters in der Harnröhre in die Blase. Durch einen zweiten Kanal floß sie wieder ab und wurde durch einen Schlauch in eine unter dem Bett stehende größere Sammelflasche geleitet. Wenn diese Flasche nicht rechtzeitig vom Pflegepersonal geleert wurde, lief sie über und die mit Blut und Urin vermischte Spülflüssigkeit ergoß sich über den Fußboden. Um hier Abhilfe zu schaffen, entstand der Gedanke, nach der Entlassung aus dem Krankenhaus einen elektronischen Flüssigkeitsstandmelder zu konstruieren. Dabei ergab sich folgende Aufgabenstellung:

- Das Gerät muß anstelle der Ruftaste an die vorhandene Steckdose der Krankenhausrufanlage angeschlossen werden können.
- Der Patient muß auch weiterhin eine Ruftaste betätigen können.
- Ein in die Sammelflasche eingehängtes Elektrodenpaar soll durch die steigende Flüssigkeit kurzgeschlossen werden und dadurch einen Ruf auslösen.
- Da es einige Zeit dauern kann, bis jemand vom Pflegepersonal zur Leerung der Flasche erscheint, darf der Ruf nur kurzzeitig ertönen, wie wenn vom Patienten die Ruftaste gedrückt wird. Das Lichtsignal am Meldetableau bleibt ohnehin anstehen, bis es vom Personal rückgestellt wird.
- Da die Krankenhaus-Rufanlage mit 24 V Gleichspannung betrieben wird, muß das Gerät unabhängig von der Polung der vorhandenen Steckdose daran angeschlossen werden können.
- Die elektronischen Bauteile müssen auf kleinstem Raum im Gehäuse des Elektrodenteils untergebracht werden können.
- Das Gerät muß den VDE-Sicherheitsvorschriften für medizinische Geräte genügen.

Die Schaltung

Das Gerät wird mit dem gleichen Stecker wie die entfernte Ruftaste an die vorhandene Rufanlage angeschlossen. Eine 2adrige Geräteschnur verbindet den Stecker über einen Zwischentaster mit dem Elektrodenteil (*Bild 1*). Mit dem Zwischentaster kann der Patient nach wie vor ein Rufsignal abgeben. Im Gehäuse des Elektrodenteils sind die elektronischen Bauteile untergebracht; *Bild 2* zeigt die Schaltung.

Da in den vorhandenen Wandsteckdosen der Krankenhausrufanlage nicht immer die gleiche Polarität gewährleistet ist, wurde eingangsseitig ein Brückengleichrichter vorgesehen. Zwischen den beiden Polen liegt der Transistor T 1, der im kurzzeitig durchgeschalteten Zustand den Rufstromkreis schließt und damit das im vorhandenen Meldetableau eingebaute Relais betätigt. Die Basis des Transistors T 1 erhält über den Transistor T 2 nur dann die erforderliche Steuerspannung, wenn dieser durchgeschaltet ist. Der Transistor T 2 wird kurzzeitig durchgeschaltet, wenn die Elektroden durch die in der Sammelflasche ansteigende Flüssigkeit überbrückt werden und der Kondensator C aufgeladen wird. Während der Aufladung des Kondensators C erhält das Gate des Transistors T 2 negatives Potential, was die Durchschaltung von T 2 (und damit auch von T 1) bewirkt.

Ist der Kondensator nach etwa fünf Sekunden aufgeladen, sperren T 2 und damit auch T 1 wieder. Dadurch geht nur ein kurzes Rufsignal ab. Wird die Überbrückung der Elektroden durch Herausnahme aus der Sammelflasche aufgehoben, kann sich der Kondensator C über den ca. 27 MΩ großen Widerstand innerhalb von 10...15 s entladen. Das Gerät ist dann wieder betriebsbereit und kann nach Entleerung der Flasche wieder in diese eingehängt werden. Es empfiehlt sich, die Elektroden vorher mit Zellstoff trocken zu wischen, da bei der großen Empfindlichkeit der Schaltung u. U. durch Feuchtigkeit an den Elektroden ein Feinschluß stattfinden kann.

VDE-Bestimmungen

Die Verwendung eines MOSFET als T 2 wurde notwendig, um den strengen VDE-Sicherheitsvorschriften zu genügen. Die hochohmige Ankopplung der Elektroden über die Widerstände R 1, R 2 und R 3 bewirkt, daß (im Störungsfalle) über die Elektroden nur ein Leckstrom von weniger als 10 µA fließen kann. Die schärfsten Bestimmungen des VDE gelten für elektromedizinische Geräte in der Herzchirurgie und Hirnchirurgie. Hier heißt es in VDE 0750, Teil 2 - N, Seite 67:

„Die Arbeitsströme elektrischer Geräte, gegebenenfalls auch die Meßkreisströme dieser Geräte, können über intrakardiale Elektroden oder über am freigelegten oder geöffneten Herzen angelegte Elektroden durch das Herz fließen. Aufgrund von Erfahrungen am Menschen kann ein durch das Herz

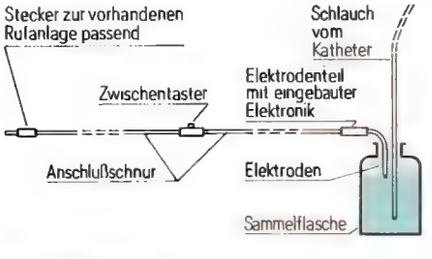


Bild 1. Praktische Konfiguration des Flüssigkeitsstandmelders

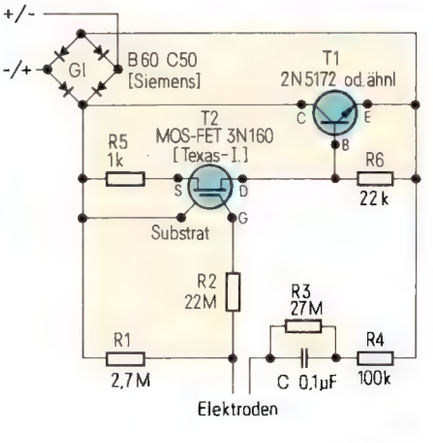


Bild 2. ▶ Schaltung des Elektronikteils. Statt der hier angegebenen Halbleiter lassen sich natürlich auch gleichwertige Typen verwenden

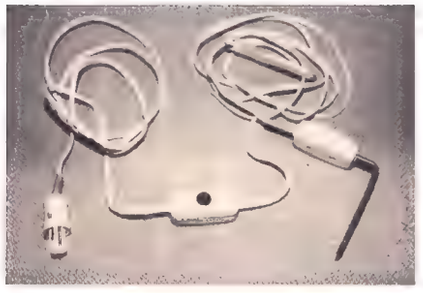


Bild 3. Die Ruftaste ist hier in die Anschlußleitung zwischen Rufstecker und Elektronikteil eingefügt

fließender Gleich- oder Niederfrequenzstrom von 10 µA physiologisch noch als unbedenklich angesehen werden. Für corticale Messungen wird ein Grenzwert von 100 µA für den Meßkreisstrom angenommen."

Und in VDE 0750, Teil 2 - N, Seite 72 heißt es dazu: „In den Patientenleitungen dürfen bei ungestörtem Betrieb keine höheren Ströme als 10 µA auftreten. In den Patientenleitungen dürfen auch im ersten Fehlerfall, z. B. bei Drahtbrüchen, Unterbrechungen und Schadhaftwerden von Röhren, Halbleitern und Bauelementen, in jeweils einem Fehlerfall keine Ströme von mehr als 100 µA auftreten." Diese Bestimmungen werden von dem Gerät eingehalten.

Bei der endgültigen Ausführung wird das Elektrodenteil (Platinengehäuse) ganz mit Gießharz ausgegossen. Ein Gerätemuster wurde dem Krankenhaus übergeben und arbeitet dort seit einiger Zeit einwandfrei. *Bild 3* zeigt die praktische Ausführung.

Übliche Frequenzzähler—so auch der FUNKSCHAU-Minizähler—weisen den Nachteil auf, daß durch die relativ kurze Torzeit die theoretisch durch den Quarz mögliche Meßgenauigkeit bei niedrigen Frequenzen bei weitem nicht erreicht werden kann. Sogar eine Meßfrequenz von 5 MHz führt „erst" zur Anzeige von 500 000, so daß bereits hier eigentlich etwa eine Stelle verschenkt wird. Die hier beschriebene Quarzzeitbasis ermöglicht eine wesentlich genauere Anzeige.

Erich Jochum

Universelle Quarzzeitbasis für Frequenzzähler

Längere Torzeiten, die hier Verbesserungen um mehrere Größenordnungen bringen, können ralisiert werden, wenn z. B. beim FUNKSCHAU-Minizähler am Ausgang des Bausteines 7207 weitere Teiler vorgesehen werden. Es kann jedoch nicht übersehen werden, daß dieses Verfahren neue Nachteile mit sich bringt. Bei der genannten IS wird die Torzeit aus einem Rechtecksignal mit dem Tastverhältnis 0,5 gewonnen. Bei langen Torzeiten (z. B. 10 s) folgt deshalb der Meßzeit eine ebensolange Totzeit, in der nicht gezählt wird. Um diesen Nachteil zu umgehen, wurde eine Universal-Steuereinheit mit den Torzeiten 0,1 s, 1 s, 10 s und 100 s entwickelt, die grundsätzlich für alle gängigen Frequenzzählerschaltungen eingesetzt werden kann.

Die Schaltung

Aus Gründen des niedrigen Leistungsbedarfes wurden ausschließlich CMOS-Bausteine verwendet *(Bild 1)*. Zwei als Inverter geschaltete Gatter von IS 1 bilden den 1-MHz-Quarzoszillator. Die Frequenz kann mit C1 nach oben, mit C2 nach unten gezogen werden. Die folgende IS 2 (SAJ 141) stellt einen Teiler 1 : 10/100/1000 dar, so daß am Eingang von IS 3 (4066) die Frequenzen 1 MHz, 100 kHz, 10 kHz und 1 kHz anliegen. IS 3, ein 4fach-Schalter, wählt die gewünschte Torzeit über den Tastenschalter aus.

Der eigentliche Zeitbasiszähler besteht aus IS 4 und IS 5 (2 x SAJ 141) mit dem Teilungsverhältnis 1 : 10^5. Zur Erklärung der Arbeitsweise wollen wir davon ausgehen, daß die Torzeit 1 s gewählt wurde. Die von IS 3 gelieferte Taktzeit beträgt somit 10 µs. Nach 10^5 x 10 µs = 1 s geht Ausgang 5 von IS 5 nach H und setzt damit über die Takteingänge die Flipflops 1 und 2 (IS 6). FF 2 beendet damit die Torzeit (Q 2 = H), $\overline{Q}$ 1

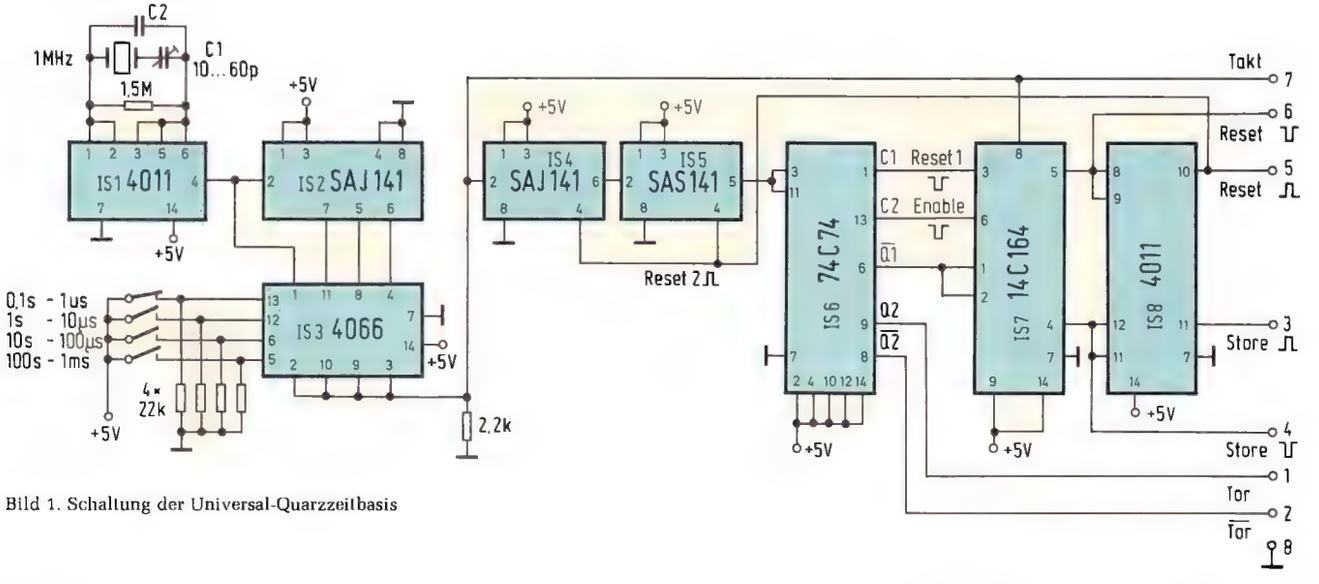


Bild 1. Schaltung der Universal-Quarzzeitbasis

wird L. Dieses L steht auch am Eingang des Schieberegisters IS 7 (74 C 164) und wird mit dem nächsten Taktimpuls eingeschrieben. Mit den weiteren Taktimpulsen erscheinen an den Ausgängen jeweils um 10 µs verschobene L-Impulse, die wie folgt verwendet werden:

Bit 1 setzt FF 1 über seinen Reseteingang in seine alte Lage, so daß $\overline{Q}$ 1 wieder H wird. Bit 2 erzeugt den Store-Impuls für die Zwischenspeicher des Frequenzzählers. Der nächste Ausgang (Bit 3) liefert das Reset-Signal für den Frequenzzähler und setzt den Zeitbasiszähler (IS 3 und IS 4) auf Null. Der Zählvorgang wird jedoch erst beim nächsten Takt freigegeben, da bis dahin der Reset-Impuls auf L bleibt. Bei Bit 4 erfolgt Freigabe des Zählers sowie die Öffnung des Tores durch den Enable-Impuls (Q 2 = L). *Bild 2* zeigt die Zusammenhänge; es ist klar ersichtlich, daß bei der gewählten Torzeit von 1 s die Totzeit zwischen zwei Meßvorgängen nur 40 µs beträgt.

IS 8 invertiert den Store- und Reset-Impuls, so daß diese in zweifacher Polarität zur Verfügung stehen und die Schaltung damit für alle Zählerschaltungen universell verwendet werden kann.

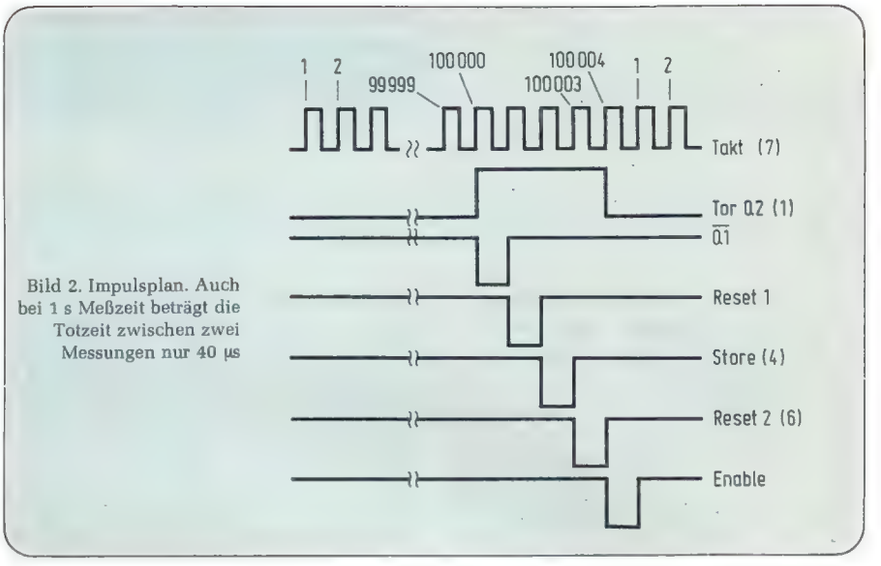


Bild 2. Impulsplan. Auch bei 1 s Meßzeit beträgt die Totzeit zwischen zwei Messungen nur 40 µs

Der Aufbau

Der Aufbau erfolgt auf einer zweiseitig kaschierten Platine, die auch den 4fach-Tastenschalter für die Torzeiten aufnimmt. *Bild 3* zeigt die Platinenunterseite, *Bild 4* die Oberseite nebst Bestückung. Pro Taste stehen drei freie Umschaltkontakte zur Verfügung, die zur Umschaltung der Bereichsanzeige und des Dezimalpunktes verwendet werden können. Bei der Bestückung ist darauf zu achten, daß zuerst alle Lötaugen auf der Bestückungsseite durchkontaktiert werden müssen. Die IS können direkt, besser aber auf Sockeln eingesetzt werden, wobei man auf die erforderlichen Maßnahmen beim Umgang mit CMOS-Schaltkreisen achten sollte.

Der Stromverbrauch beträgt nur etwa 10 mA, so daß auch Batteriebetrieb ohne weiteres möglich ist. Wenn die Schaltung mit dem FUNKSCHAU-Minizähler verwendet werden soll, sind folgende Maßnahmen zu treffen: IS 7207 und den 100-kΩ-Widerstand neben Quarz und 10-nF-Kondensator entfernen. Zur Erzeugung der Multiplexfrequenz sind zwei Widerstände und ein Kondensator am 7208 anzulöten (*Bild 5*).

Die Verbindungen für Torzeit, Store und Reset können nun unmittelbar an die entsprechenden Punkte des 7207 (Pin 13, 2 und 14) hergestellt werden.

Zur Periodendauermessung kann zusätzlich der Quarzoszillator (7209) stillgelegt und dafür der Taktimpuls mit wahlweise 1 µs, 10 µs, 100 µs und 1 ms zur Periodendauermessung verwendet werden. Damit sind Messungen bis 10^7 ms möglich.

Ein kompletter Bausatz ist beim Verfasser (Finkenweg 2, 8211 Rimsting) erhältlich.

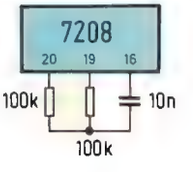
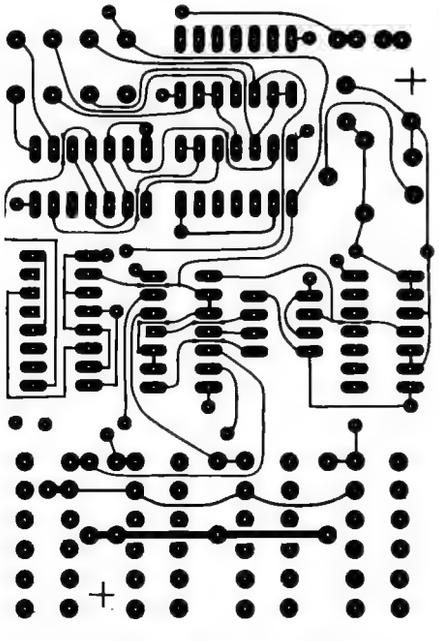


Bild 5. Notwendige Änderung der Multiplex-Erzeugung beim FUNKSCHAU-Minizähler beim Einbau der neuen Quarzzeitbasis

Literatur:

Digitale Frequenzanzeige für Superhetempfänger. FUNKSCHAU 25/1975, S. 91.
Miniaturzähler für Frequenz und Periodendauer. FUNKSCHAU 7/1976, S. 271.



◄ Bild 3. Lötseite der verwendeten, doppelseitigen Platine

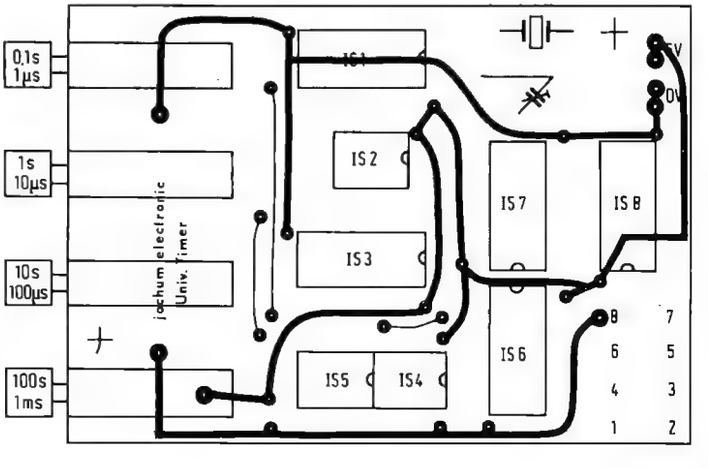


Bild 4. ► Platinen-Oberseite und Bestückungsplan

Günter Mayer

Eine immer wieder benötigte Baugruppe ist ein mit Speichern und Decodern ausgestatteter Zähler für die Anzeige des aktuellen Zählstandes auf einem mehrstelligen Siebensegment-Display. Der hier gegebene Schaltungsvorschlag arbeitet mit MSI-CMOS-IS, so daß sich der Bauteileaufwand auf ein Minimum reduziert.

Vierstelliger Zähler mit minimalem Aufwand

In der gebräuchlichen TTL-Technik besteht *eine* Zähldekade aus drei einzelnen IS, der Anzeige, sieben Widerständen zur Strombegrenzung und der entsprechenden internen Verdrahtung.

Bei einem 4-Dekaden-Zähler ist der Aufwand bei dieser Bauweise schon erheblich: 12 IS, 28 Widerstände und eine Menge Verdrahtungen. Außerdem wird ein Strom von ca. 600...700 mA aufgenommen, der zu einem großen Teil von den TTL-Bausteinen benötigt wird.

Integrierte Dekadenzähler

Wesentlich günstiger und wirtschaftlicher sind dagegen vollständig integrierte Dekadenzähler mit bis zu sechs Dekaden, die seit einiger Zeit auf dem Markt sind. Unter den zur Zeit existierenden Bausteinen von verschiedenen Herstellern zeichnen sich die 4-Dekaden-Zähler der Typenreihe MM 74 C 925 bis MM 74 C 928 durch eine Reihe von Vorzügen wie z. B. günstiger Preis, kleines Gehäuse und geringe Stromaufnahme aus. Hersteller ist übrigens National Semiconductor.

Für die insgesamt vier Bausteine dieser Typenreihe werden nur zwei verschiedene Gehäuse verwendet (16- bzw. 18poliges Dual-In-Line-Gehäuse). Wie aus *Bild 1* hervorgeht, haben die Bausteine MM 74 C 926 und MM 74 C 928 die gleiche Pinbelegung und können deshalb ohne Probleme ausgetauscht werden. Sie enthalten einen kompletten 4-Dekaden-Zähler mit Speicher und Decoder; die Siebensegmentausgänge sind gemultiplext – das erfordert nur sieben Segmentleitungen (und eventuell nur sieben Widerstände) plus vier Leitungen für die Digitansteuerung gegenüber 4 x 7 Leitungen (plus Digitansteuerung) bei der sonst üblichen (parallelen) Ansteuerung.

Die CMOS-IS besitzen einen sehr kleinen Strombedarf: Die Stromaufnahme beträgt bei offenen Ausgängen (ohne Anzeigen) typisch 20 µA!

Die Anzahl der Stellen kann durch Reihenschaltung (mit dem Ausgang „Überlauf") erweitert werden, allerdings nicht beim MM 74 C 925.

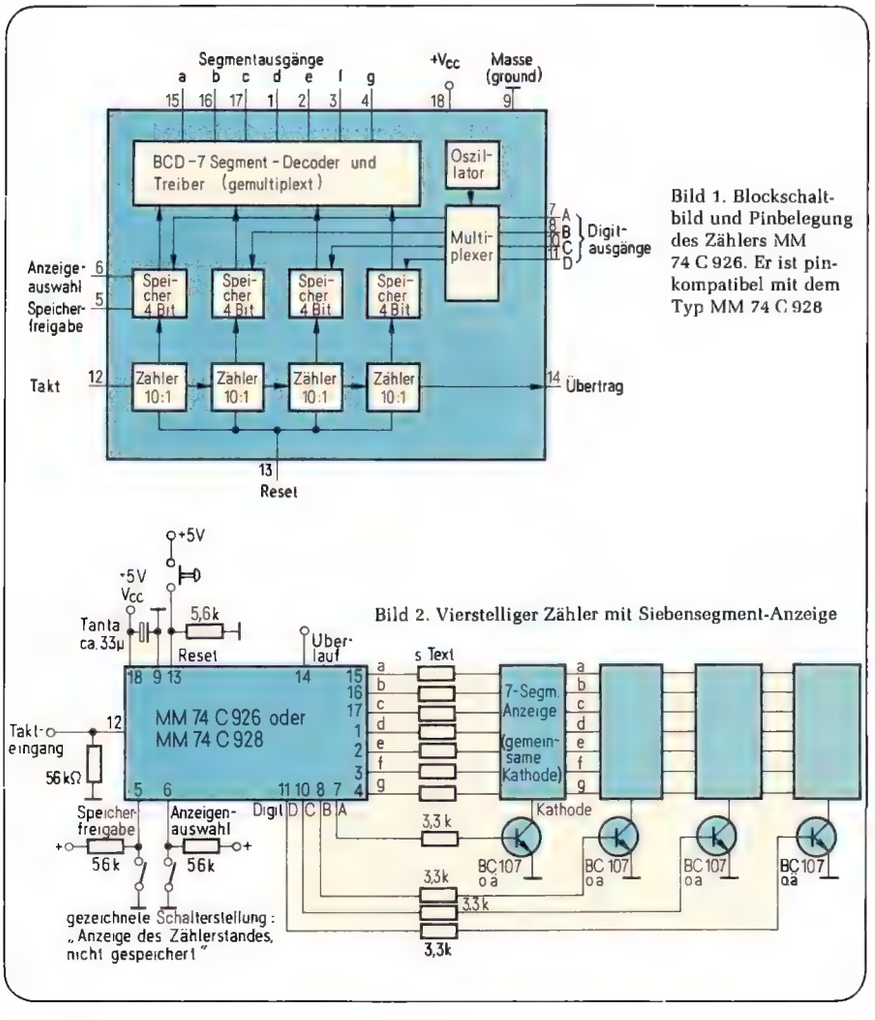


Bild 1. Blockschaltbild und Pinbelegung des Zählers MM 74 C 926. Er ist pinkompatibel mit dem Typ MM 74 C 928

Bild 2. Vierstelliger Zähler mit Siebensegment-Anzeige

Anwendungsschaltung

Die in *Bild 2* gezeigte Schaltung benutzt zur Ansteuerung der vier Digits einzelne Transistoren. Es sind hierfür zwar auch spezielle IS erhältlich, die Beschaffung stößt manchmal aber auf Schwierigkeiten. Die Segmentströme müssen durch insgesamt sieben Widerstände begrenzt werden; damit ist gleichzeitig eine Einstellung der gewünschten Anzeigehelligkeit möglich. Die Stromverstärkung der Transistoren sollte mindestens etwa 100 betragen.

Für die Segment-Vorwiderstände sind Werte zwischen etwa 10 Ω und 100 Ω möglich. Dabei ist zu bedenken, daß jede einzelne Stelle ja nur ein Viertel der Zeit angesteuert wird; die Segment-Vorwiderstände müssen daher auch viermal kleiner als bei nicht gemultiplextem Betrieb sein.

Durch einfache Erweiterung mit einem Torgatter und einer geeigneten Zeitbasis, eventuell durch Teilung der 50-Hz-Netzfrequenz, läßt sich ein einfacher Frequenzmesser aufbauen. Die IS 74 C 926 zählt dabei bis 9999, der Typ 74 C 928 bis 1999.

Literatur

Über den Umgang mit MOS-Bauelementen. FUNKSCHAU 1977, Heft 10, S. 451.
CMOS Integrated Circuits. Datenbuch der Fa. National Semiconductor. 1975.

Bereits vor etwa zwei Jahren, nämlich in FUNKSCHAU 1976, Heft 26, beschrieben wir einen Konturgenerator, der interessante Klangeffekte mit einer elektronischen Orgel oder einem Musik-Synthesizer ermöglicht. Die hier beschriebene Schaltung dient dazu, die Anwendung des Konturgenerators auch auf Instrumente ohne Tastenkontakte – wie etwa Gitarren – auszudehnen.

Thomas Hülsmann

Hüllkurven-Triggerung für einen Konturgenerator

Um auch ohne Ansteuerung durch Tastenkontakte den Konturgenerator triggern zu können, ist es erforderlich, aus der Hüllkurve, d. h. aus dem Amplitudenverlauf des Eingangssignales einen Triggerimpuls zu gewinnen.

Der Triggerschalter S 1 im Konturgenerator wird durch einen elektronischen Schalter, im *Bild* durch einen Transistor, ersetzt. Durch ein entsprechendes Schaltungskonzept wird dieser nach Ablauf der „decay time" (siehe Heft 26/1976), das entspricht 0 V Konturspannung, für einen kurzen Moment nichtleitend gemacht; beim Rücksetzen des Transistors in den leitenden Zustand entsteht daher ein Triggerimpuls, der den Konturgenerator startet. Dies wiederholt sich dann so oft, bis man diesen Vorgang manuell unterbricht.

Die Schaltung

Da ein Schwellwertschalter, in der Schaltung durch den Schmitt-Trigger 7413 realisiert, bei einem bestimmten Schwellwert schaltet, der aber nicht gleich 0 V ist, muß, um oben genannte Forderung zu erfüllen, der Konturspannung eine Referenzspannung hinzuaddiert werden, deren Wert knapp unter dem Schwellwert des Schmitt-Triggers liegt.

Mit R 1, D 1, VR 1 und R 4 wird diese Spannung erzeugt und über R 3 dem invertierenden Eingang des ersten Operationsverstärkers (OP A) zugeführt. Gleichfalls gelangen an diesen Eingang über R 2 die Konturspannung und über R 5 das Triggersignal, das durch $S_{Tr.}$ und das Differenzierglied C 1/R 7 gebildet wird.

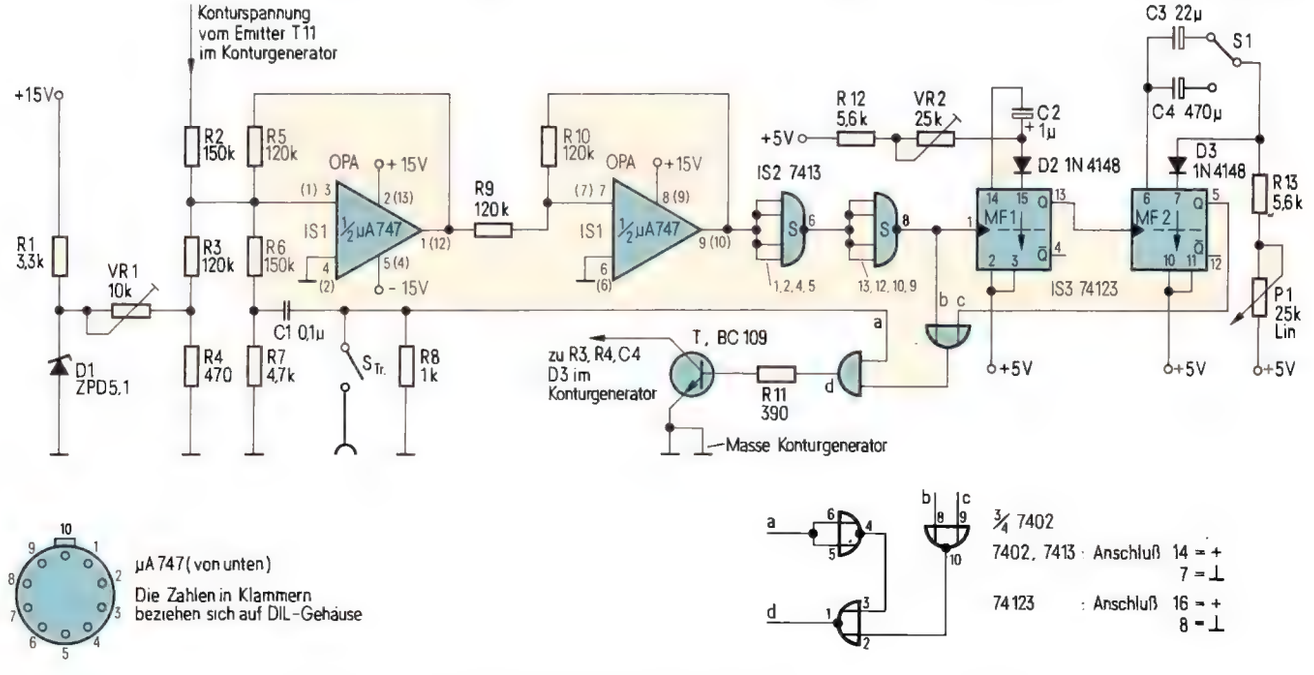
Bei OP A handelt es sich um einen Umkehraddierer, d. h. sämtliche am Eingang anliegenden positiven Spannungssignale erscheinen am Ausgang des Operationsverstärkers mit umgekehrter Polarität. Daher ist die nachfolgende Inverterstufe (OP B) notwendig, weil der nachgeschaltete Schmitt-Trigger 7413 nur positive Signalspannungen verarbeiten kann.

Dem Schmitt-Trigger folgen zwei Monoflops, die in dem Baustein 74123 integriert sind. Vom Schmitt-Trigger und vom Ausgang des zweiten Monoflops erzeugte Signalspannungen gelangen über ein ODER-Gatter und ein UND-Gatter, das durch den Triggerschalter $S_{Tr.}$ geöffnet und geschlossen werden kann, an die Basis des „Schalter"-Transistors T.

Der Funktionsablauf

Will man den Konturgenerator starten, so geschieht dies durch Schließen des Triggerschalters $S_{Tr.}$. Der so über C 1 und R 7 entstandene Impuls durchläuft die Addierstufe und gelangt zum Schmitt-Trigger 7413, der ihn in einen Rechteckimpuls umformt. Die negative Flanke dieses Impulses triggert Monoflop 1. Fällt das Monoflop in seine Ausgangsposition zurück, so entsteht an dessen Ausgang wiederum ein negativer Flankenimpuls, der Monoflop 2 setzt, d. h. an dessen Ausgang ist H-Pegel. Dieser gelangt über die ODER- und UND-Gatter an die Basis des Transistors BC 109 und schaltet diesen durch.

Der Konturgenerator erhält somit einen Triggerimpuls und wird gestartet.



Schaltung zur Triggerung eines Konturgenerators. Sie gestattet auch die Klangbeeinflussung, z. B. von Saiteninstrumenten

Demzufolge steigt die Konturspannung an, überschreitet zusammen mit der Referenzspannung den Schwellwert des Schmitt-Triggers, und an seinem Ausgang ist nun H-Pegel, der wiederum über ODER- und UND-Gatter an die Basis von T gelangt.

Entscheidend ist dabei, daß die Zeit, in der der Konturgenerator gestartet wird und die Konturspannung zusammen mit der Referenzspannung den Schwellwert überschreitet, innerhalb der Impulszeit von Monoflop 2 liegen muß. T bleibt also aufgrund des vom 7413 gelieferten H-Pegels nach dem Zurückkippen von Monoflop 2 im durchgeschalteten Zustand. Erreicht nun die abfallende Konturspannung annähernd den Wert 0 und unterschreitet sie damit den Schwellwert des Schmitt-Triggers, so entsteht an dessen Ausgang eine negative Flanke, die Monoflop 1 triggert. Für die Impulszeit dieses Monoflops ist T gesperrt, da sowohl am Ausgang des 7413 als auch am Ausgang von Monoflop 2 L-Pegel liegen. Diese Zeit ist notwendig, um den Konturgenerator erneut starten zu können. Fällt nämlich Monoflop 1 in die Ausgangsposition zurück, wird Monoflop 2 gesetzt, T wird wieder leitend gemacht, was einen Impuls erzeugt und den Konturgenerator wieder startet, usw.

Will man diesen Vorgang nun unterbrechen, so wird der Triggerschalter $S_{Tr.}$ geöffnet. Damit gelangt über R 8 L-Potential an einen Eingang des UND-Gatters, wodurch die Basis des Transistors ebenfalls L-Potential erhält und T nichtleitend gemacht wird.

Der Abgleich

Um ein optimales Arbeiten des Gerätes zu gewährleisten, müssen zwei Werte durch die jeweils dazugehörenden Regler festeingestellt werden, nämlich die Referenzspannung und die Zeit, in der der Transistor T nichtleitend sein soll.

Bei Inbetriebnahme des Gerätes wird VR 1 auf den maximalen Wert gestellt, so daß sich über R 4 eine Spannung von etwa 0,5 Volt einstellt. VR 2 wird ebenfalls auf den Maximalwert eingestellt, d. h. die Impulszeit von Monoflop 1 hat ihren größten Wert. S 1 steht auf 22 µF, der Regler P 1 wird auf $^1/_3$ seines Maximalwertes eingestellt.

Beim Konturgenerator werden die Regler P 1 („Attack time") und P 2 („Decay time") so eingestellt, daß beide Zeiten einen Gesamtwert von etwa $^1/_2$ s erreichen.

Der Schleifer von P 3 muß an Masse liegen. Die Einstellung von P 4 ist für den Funktionsablauf irrelevant.

Nach diesen Einstellarbeiten muß sich durch Triggern mit $S_{Tr.}$ ein Schwingungsvorgang einstellen, den man an den Leuchtdioden im Konturgenerator erkennen kann. Ist dies der Fall, wird der Wert von VR 1 langsam verringert, bis die Schwingung abreißt. Von dem Punkt dreht man das Trimmpoti ein wenig zurück, so daß nach erneutem Triggern mit $S_{Tr.}$ eine Schwingung wieder einsetzt. Damit ist der Wert der Referenzspannung eingestellt.

Der Wert von VR 2 wird ebenfalls so lange verringert, bis die Schwingung abreißt, und entsprechend dem vorher Gesagten endgültig eingestellt.

P 1 und S 1 muß man im weiteren Gebrauch je nach den gewünschten Zeiten im Konturgenerator einstellen.

Literatur

[1] The Integrated Circuits Catalog for Design Engineers, Texas Instruments, 1976

[2] Total Linears Raytheon Semiconductor, 1974

[3] *Heppner:* Der beschaltete Operationsverstärker. FUNKSCHAU 1977, Heft 11

[4] *Geissler:* Konturgenerator für die Musikelektronik. FUNKSCHAU 1976, Heft 26

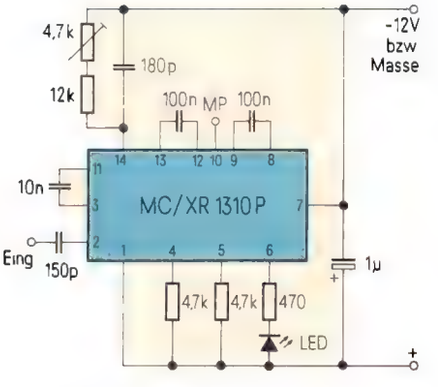
Schaltungskniff

Verkehrsfunk-Erkennungsschaltung

Um einen Rundfunksender, der Verkehrsinformationen ausstrahlt, von anderen UKW-Sendern unterscheiden zu können, bietet sich die Auswertung der Kennfrequenz von 57 kHz an. Die hier beschriebene Schaltung *(Bild)* tut dies mit Hilfe einer IS, die ursprünglich für einen ganz anderen Zweck vorgesehen ist, nämlich mit einem Stereodecoder-Baustein MC 1310 P bzw. XR 1310 P. Er kommt mit nur wenigen externen Bauelementen aus und stellt daher eine recht preiswerte Lösung dar, wenn man auf die Auswertung der Bereichskennung der Verkehrsrundfunksender verzichtet.

Bei vielen Autoradio-Typen befindet sich eine Diodenbuchse an der Gehäuserückseite, die für den Anschluß eines Kassettenrecorders gedacht ist. Meist befindet sich in dieser Buchse eine Drahtbrücke, die die interne Verbindung zwischen dem FM-Demodulator und dem Nf-Verstärker herstellt. Diese Brücke wird nun einfach mit dem Zusatzgerät verbunden; hierfür empfiehlt sich unbedingt die Verwendung einer abgeschirmten Leitung.

Unter Umständen kann es erforderlich sein, das Deemphasis-RC-Glied am FM-Demodulator des Empfängers zu entfernen bzw. den zugehörigen Kondensator auf etwa ein Zehntel seines ursprünglichen Wertes zu verringern, damit der 57-kHz-Hilfsträger nicht zu stark gedämpft wird. Die damit verbundene Höhenanhebung kommt meist auch der Sprachverständlichkeit im Auto zugute, kann aber selbstverständlich auch mit der Klangblende des Autoradios wieder ausgeglichen werden.



Schaltung der Verkehrssender-Erkennung. Der frequenzbestimmende Kondensator an Pin 14 der IS sollte möglichst ein Styroflex-Typ sein, um eine gute Temperatur-Stabilität zu gewährleisten

Der Abgleich der Schaltung ist recht einfach: Man sucht sich einen Verkehrsrundfunksender (B 3, HR 3 usw.) und dreht am Trimmpoti, bis die LED des Zusatzgerätes leuchtet.

Roland König

Um komplizierte Abläufe in Geräten zu steuern, kann man sogenannte Mikroprogrammsteuereinheiten verwenden. Diese stellen im Prinzip eine Vorstufe des Mikrocomputers dar, wobei gesagt sei, daß ein Mikroprozessor in den meisten Fällen selbst eine Mikroprogrammsteuereinheit besitzt. Hier sollen verschiedene Aufbaustufen einer Mikroprogrammsteuereinheit beschrieben werden, und an Hand dieser wird das Wesen von Programmen erklärt.

Rolf-Dieter Klein

Mikroprogramm-Steuereinheiten

Lineare Programme

Bild 1 zeigt das Schaltbild einer einfachen Ablaufsteuerung. Sie besteht aus einem Zähler und einem Decodierer. Die Schaltung ist in der Lage, einfache lineare Programme abzuarbeiten.

Doch was versteht man überhaupt unter einem Programm? Ein Programm ist eine Abfolge von Anweisungen, z. B.:

1. Anweisung: Zähler auf Null setzen
2. Anweisung: Zählereingang freigeben
3. Anweisung: Eine Sekunde warten
4. Anweisung: Zählereingang sperren
5. Anweisung: Zählerstand ausgeben
6. Anweisung: Halt

Dieses kurze Programm könnte zum Beispiel den Zähler eines Frequenzmeßgerätes steuern.

Es wäre nun noch der Begriff „lineares Programm" zu erklären; darunter versteht man ein Programm, das die Anweisungen entsprechend ihrer Reihenfolge im Speicher (genauer gesagt der aufsteigenden Folge ihrer Adressen) abarbeitet, das heißt ausführt.

Diodenmatrix als Programmspeicher

Bei dem angeführten Beispiel zur Erklärung des Begriffs „Programm" handelt es sich um ein solches lineares Programm. Denn nirgends innerhalb des Programms wird ein Befehl gegeben, die Abarbeitungs-Reihenfolge zu ändern. Die in *Bild 1* gezeigte Schaltung kann nur sehr einfache lineare Programme abarbeiten. Jedem Ausgang des Decodierers ist genau ein Befehl zugeordnet. Wird innerhalb eines Programms ein Befehl mehrmals gebraucht, so müssen bei dem Decodierer die entsprechenden Ausgänge über eine ODER-Verknüpfung miteinander verbunden werden. Handelt es sich um lange Programme, bei denen viele Befehle mehrmals auftreten, so wird die Schaltung unübersichtlich und sehr umfangreich. Außerdem wären Programmänderungen nicht einfach möglich.

Die Schaltung nach *Bild 2* dagegen bietet die Möglichkeit, sehr einfach Programmänderungen durchführen zu können. Sie besteht wieder aus einem Zähler und einem Decodierer; nur gelangen die Ausgänge des Decodierers auf eine Matrix, die es gestattet, universell die oben genannten ODER-Verknüpfungen zu realisieren. Mit den horizontalen Leitungen der Decodierer-Ausgänge kreuzen sich mehrere Leitungen in vertikaler Richtung. Diese Leitungen stellen nun die neuen Befehlsleitungen dar.

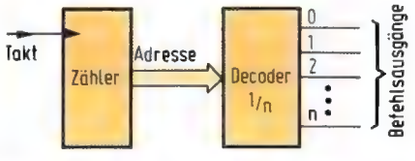


Bild 1. Prinzip einer einfachen Ablaufsteuerung. Mit den Befehlsausgängen können z. B. periphere Geräte gesteuert werden

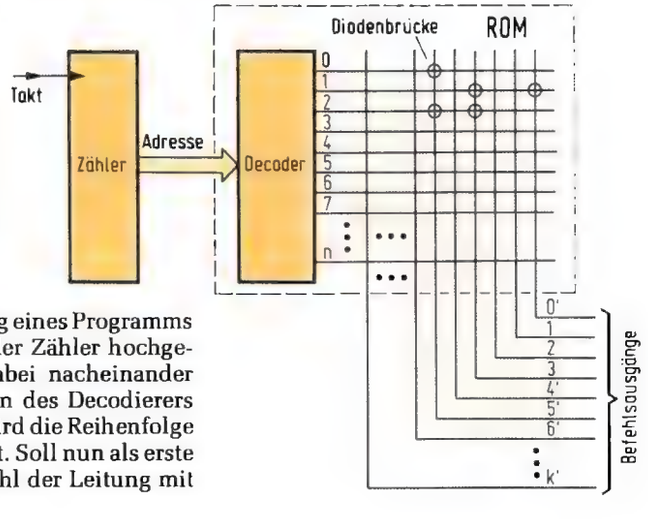


Bild 2. Hier wird der Programmablauf nicht direkt vom Decoder, sondern von einer frei programmierbaren Diodenmatrix oder einem ROM bestimmt

Bei der Ausführung eines Programms wird nach wie vor der Zähler hochgezählt. Es werden dabei nacheinander die Ausgänge 0 bis n des Decodierers aktiviert. Dadurch wird die Reihenfolge der Befehle bestimmt. Soll nun als erste Anweisung der Befehl der Leitung mit der Bezeichnung 5' ausgeführt werden, so wird am Kreuzungspunkt der Leitungen 5' und 0 zum Beispiel eine Diode (wie im Schaltbild eingezeichnet) eingelötet.

Wird nun die erste Anweisung ausgeführt, so gelangt über die Leitung 0 und über die Diode ein Signal an die Leitung 5', das dann zur endgültigen Ausführung des Befehls weiterverwendet werden kann.

Die Schaltung ermöglicht es nun aber auch, daß Befehle gleichzeitig abgearbeitet werden können. Dabei dürfen sich diese Befehle natürlich nicht gegenseitig stören. Ein Beispiel für eine Anweisung, bei der eine Störung auftreten kann: „Zähler auf Null setzen, Zähler um eins erhöhen". Es hängt bei dieser Anweisung von der dazugehörigen Schaltung ab, ob die Anweisung richtig ausgeführt wird oder nicht, ob also der Inhalt des Zählers nach Ausführung dieser Anweisung Eins oder Null ist.

Die Fähigkeit, mit einer Anweisung mehrere Befehle gleichzeitig ausführen zu können, kann die Geschwindigkeit eines Programms beträchtlich erhöhen. Wird zum Beispiel gewünscht, daß bei Ausführung der zweiten Anweisung der Befehl der Leitung 3 ausgeführt werden, so wird an den entsprechenden Kreuzungspunkten eine Diode einge-

Rolf-Dieter Klein, 20, ist in Tettnang/Bodensee geboren, erhielt 1976 das Reifezeugnis und studiert jetzt Elektrotechnik an der TU München. Er beschäftigt sich seit langem mit digitaler Elektronik und seit 1975 auch mit Mikrocomputern.

setzt. Die Schaltung ermöglicht es, einen Befehl von verschiedenen Anweisungen aus beliebig auszuführen. Bei der Anweisung 3' (Leitung 2 des Decodierers) werden (wie im Schaltbild dargestellt) die Befehle 5' und 3' ausgeführt. Dabei wurde der Befehl 5' schon bei der Anweisung 1 und der Befehl 3' bei der Anweisung 2 ausgeführt.

Die dargestellte Matrix ist mit dem Decodierer in integrierter Form als ROM (Read-Only Memory) lieferbar. Dabei kann zum Beispiel bei der Fertigung des ROM mit Hilfe von Masken bestimmt werden, an welchen Kreuzungspunkten Dioden (oder Transistoren) vorhanden sind. Für kleine Stückzahlen gibt es ferner sogenannte PROMs (Programmable Read-Only Memories). Hierbei kann man durch Stromimpulse bestimmter Größe die Programmierung durchführen und somit die Matrixpunkte definieren. Es gibt auch noch sogenannte EPROMs (Erasable Programmable Read-Only Memories), bei denen die Information in Form von Ladung an den Kreuzungspunkten aufgebracht wird. Dies geschieht ebenfalls durch Stromimpulse. Nun ist es aber möglich, die in diesen Speichern eingebrachte Information auch wieder zu löschen. Dies wird durch Bestrahlen der IS mit einer UV-Lampe erreicht. Dazu ist das IS-Gehäuse mit einem Quarzfenster an der Oberseite ausgerüstet.

Nichtlineare Programme

Bild 3 zeigt nun eine Schaltung, die in der Lage ist, auch nichtlineare Programme abzuarbeiten. Beispiel:

1. Anweisung: Setze den Zähler auf Null
2. Anweisung: Erhöhe den Inhalt des Zählers um eins
3. Anweisung: Gebe den Zählerstand aus
4. Anweisung: Springe zurück nach Anweisung 2
5. Anweisung: Leer

Dieses Programm enthält eine Sprunganweisung. Sie bewirkt, daß nach Ausführen der 4. Anweisung nicht die 5. Anweisung, sondern die 2. Anweisung ausgeführt wird. Dadurch wird erreicht, daß sich die Ausführung der Anweisungen 2 bis 4 zyklisch wiederholen.

Bei der 4. Anweisung handelt es sich um einen sogenannten unbedingten Sprung. Dieser Sprungbefehl wird in jedem Fall ausgeführt. Es gibt aber auch noch sogenannte bedingte Sprungbefehle, die in Abhängigkeit von bestimmten Zuständen ausgeführt oder nicht ausgeführt werden.

Beispiel eines Programms mit bedingten Sprungbefehlen:

1. Anweisung: Springe nach Anweisung 1, wenn die Starttaste nicht betätigt wurde
2. Anweisung: Setze den Zähler auf den Wert Null
3. Anweisung: Erhöhe den Zählerinhalt um eins
4. Anweisung: Springe nach Anweisung 3, wenn die Stopptaste nicht betätigt wurde
5. Anweisung: Gib den Zählerstand aus
6. Anweisung: Springe nach Anweisung 1

Das Beispiel stellt ein Programm für eine Stoppuhr dar. Wenn bei Ausführung der ersten Anweisung die Starttaste nicht betätigt wurde, so erfolgt ein Sprung wieder zu dieser ersten Anweisung. Wurde die Starttaste betätigt, so erfolgt die Ausführung der zweiten Anweisung.

Die erste Anweisung beinhaltet eine sogenannte Warteschleife. Denn es wird solange die erste Anweisung ausgeführt, bis die Starttaste betätigt wird. Das Programm „wartet" also auf das Betätigen dieser Taste.

Bei Ausführung der zweiten Anweisung wird der Zählerstand dadurch definiert, daß der Inhalt des Zählers auf Null gesetzt wird. Bei Ausführung der dritten Anweisung wird der Inhalt des Zählers um eins erhöht. Die vierte Anweisung beinhaltet wieder einen bedingten Sprungbefehl. Wurde nämlich die Stopptaste nicht betätigt, so erfolgt ein Sprung zurück zur dritten Anweisung; wurde sie aber betätigt, so erfolgt kein Sprung und die fünfte Anweisung wird ausgeführt. Sie beinhaltet den Befehl „Gib den Zählerstand aus". Es erfolgt damit die Ausgabe der gestoppten Zeit. Die sechste Anweisung schließlich enthält einen unbedingten Sprungbefehl zur ersten Anweisung, wobei wieder die Wartestellung eingeleitet wird und das Ganze von vorne beginnt.

Für das ordnungsgemäße Funktionieren des Programms ist es notwendig, nach Betätigen einer der beiden Tasten deren Schaltzustand zu speichern. Das erfolgt solange, bis die dazugehörige Sprunganweisung ausgeführt wurde. Dies ist nötig, um so eine Abfrage der Sprungbefehls zu ermöglichen, ob eine Taste betätigt wurde oder nicht. Soweit also der Programmablauf, die „Software".

Doch nun zu der Erklärung der Schaltung in Bild 3, der „Hardware". Um Sprunganweisungen durchführen zu können, ist es notwendig, daß ein Zähler verwendet wird, der auf einen beliebigen Wert gesetzt werden kann. Dazu besitzt ein solcher Zähler speziell dafür vorgesehene Setzeingänge. An diese Eingänge wird ein Teil der Befehlsleitungen des Ausgangs der Matrix geführt. Diese Befehlsleitungen beinhalten die Sprungadresse. Der Zähler besitzt außerdem noch einen Eingang, der ihn veranlaßt, die Information, die an den Setzleitungen liegt, zu übernehmen.

Dieser Eingang kann nun beispielsweise direkt mit einer Befehlsleitung der Matrix verbunden werden. Dann können unbedingte Sprungbefehle ausgeführt werden. Ein solcher Befehl besteht aus dem Setzbefehl und der Sprungadresse. Zur Realisierung von bedingten Sprungbefehlen führt man die Befehlsleitungen der Matrix nicht direkt zu dem Setzeingang des Zählers, sondern beispielsweise über eine UND-Verknüpfung. Nun wird die Sprungadresse nur dann in den Zähler geladen, wenn der Setzbefehl an den Zähler gelangt. Dies ist aber nur der Fall, wenn die UND-Bedingung erfüllt ist, also an dem anderen Eingang der UND-Verknüpfung bei Auftreten des Sprungbefehls eine logische „1" liegt. Somit bestimmt dieser Eingang, ob der Sprungbefehl ausgeführt wird oder nicht.

Noch etwas fällt an dieser Schaltung auf: Es sind zwei verschiedene Taktleitungen vorhanden.

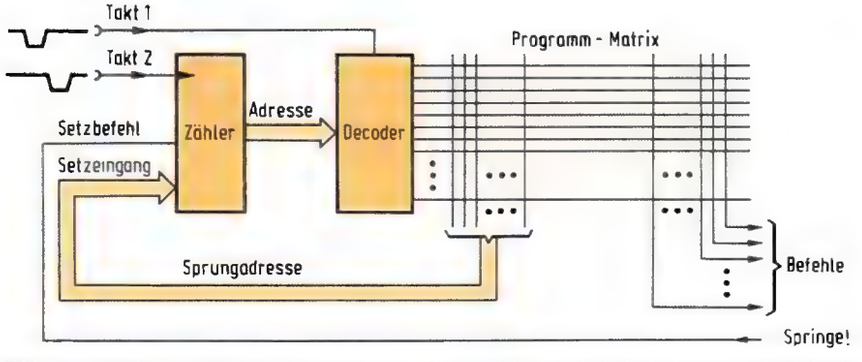


Bild 3. Für nichtlineare Programme ist ein voreinstellbarer Zähler erforderlich, der bei Sprungbefehlen die neue Anweisungs-Adresse übernimmt

Warum zwei Taktphasen?

Wäre nur eine Taktleitung vorhanden, so würden Störungen im Ablauf entstehen, wenn ein Sprungbefehl ausgeführt wird. Der Sprungbefehl verändert den Inhalt des Zählers und es würde an den Decodierer sofort eine neue Adresse gelangen. Der Decodierer würde die entsprechende Anweisungsleitung sofort aktivieren und die neue Anweisung würde ausgeführt werden. Dies könnte zu unüberschaubaren Programmabläufen führen oder sogar zu Fehlern.

Bei zwei geeigneten Taktsignalen können solche Störungen nicht auftreten. Zum Beispiel wird vereinbart, daß bei Auftreten des Taktes 1 der Zähler um eins erhöht wird und der neue Zählerstand dann über einen Zwischenspeicher an den Decodierer weitergegeben wird. Wurde vorher eine Sprungadresse geladen, so wird bei dieser Taktdefinition allerdings die Sprungadresse um eins erhöht und dies ist bereits bei der Programmerstellung zu berücksichtigen. Bei Auftreten von Takt 2 wird dann der Decodierer freigegeben und die adressierte Anweisung wird ausgeführt.

Takt 1 und Takt 2 treten dabei in ständigem Wechsel auf, wobei sich die beiden Taktsignale nicht überlappen dürfen. *Bild 4* zeigt die Schaltung eines Taktgenerators, der solche Taktsignale erzeugt. Dem Taktgenerator wird dabei eine beliebige Taktfrequenz zugeführt, und an den Ausgängen 0 1 und 0 2 liegen die entsprechenden Taktsignale an.

Liegt nun zum Beispiel der Pegel des Eingangstaktes auf High und der Ausgang Q hat ebenfalls den Pegel High, so ist für das NAND-Gatter die Verknüpfungsbedingung erfüllt und an dem Ausgang 0 1 erscheint ein Low-Signal. Der Ausgang 0 2 liegt auf High-Pegel, da die Verknüpfungsbedingung von N2 nicht erfüllt ist.

Springt nun der Takt von High auf Low, so kippt das Flipflop um und der Ausgang $\overline{Q}$ liegt nun auf High-Pegel. Die Verknüpfungsbedingung von N1 ist nun nicht mehr erfüllt, und der Ausgang 0 1 liegt auf High-Pegel. Die Verknüpfungsbedingung für N2 ist aber auch nicht erfüllt, weshalb am Ausgang 0 2 ebenfalls ein High-Pegel liegt. Nun wechselt der Takt von Low auf High. Jetzt ist die Verknüpfungsbedingung von N2 erfüllt. Am Ausgang 0 2 liegt nun ein Low-Pegel. Der Ausgang 0 1 liegt noch auf High, da die Verknüpfungsbedingung von N1 noch nicht erfüllt ist. Wechselt nun das Taktsignal von High auf Low, so kippt das Flipflop wieder und der Ausgang Q führt einen High-Pegel. Da der Takt Low-Pegel führt, ist wieder für beide Verknüpfungen N1 und N2 die Verknüpfungsbedingung nicht erfüllt und an den Ausgängen 0 1 und 0 2 liegt ein High-Pegel. Bei erneutem Wechsel des Taktes beginnt das Ganze von vorne.

Bild 5 zeigt nun die Schaltung einer vollständigen Mikroprogramm-Steuereinheit. Man erkennt den schon bekannten Zähler Z1, den Decodierer D1 und die Matrix. Ein Teil der Ausgänge der Matrix wird über einen Zwischenspeicher des Typs SN 7475 an die Setzeingänge des Zählers zurückgeführt, um Sprungbefehle durchführen zu können. Die Befehlsleitungen der Matrix gelangen zunächst ebenfalls an einen solchen Zwischenspeicher und dann an einen sogenannten Befehlsdecodierer. Bisher wurden die Befehlsleitungen direkt zur Ausführung eines Befehls verwendet. Wenn sehr viele Befehle vorhanden sind, so würde man dabei genauso viele Befehlsleitungen in der Matrix benötigen. Steht aber nur ein sehr kleiner Programmspeicher zur Verfügung und wird auf die Fähigkeit

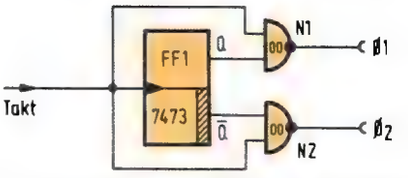


Bild 4. Die Schaltung in Bild 3 erfordert zwei phasenverschobene Taktsignale; diese einfache Schaltung kann sie liefern

verzichtet, mehrere Befehle mit einer Anweisung ausführen zu können, so kann man einen Befehlsdecodierer verwenden.

Diesem Befehlsdecodierer werden die Befehle in codierter Form zugeführt; er entschlüsselt sie und gibt ein Signal auf eine entsprechende Befehlsleitung an seinem Ausgang.

Die restliche Schaltung läßt sich am einfachsten an Hand der vorhandenen Befehle erklären. Dabei werden die Befehle am Anfang eines Abschnitts in ih-

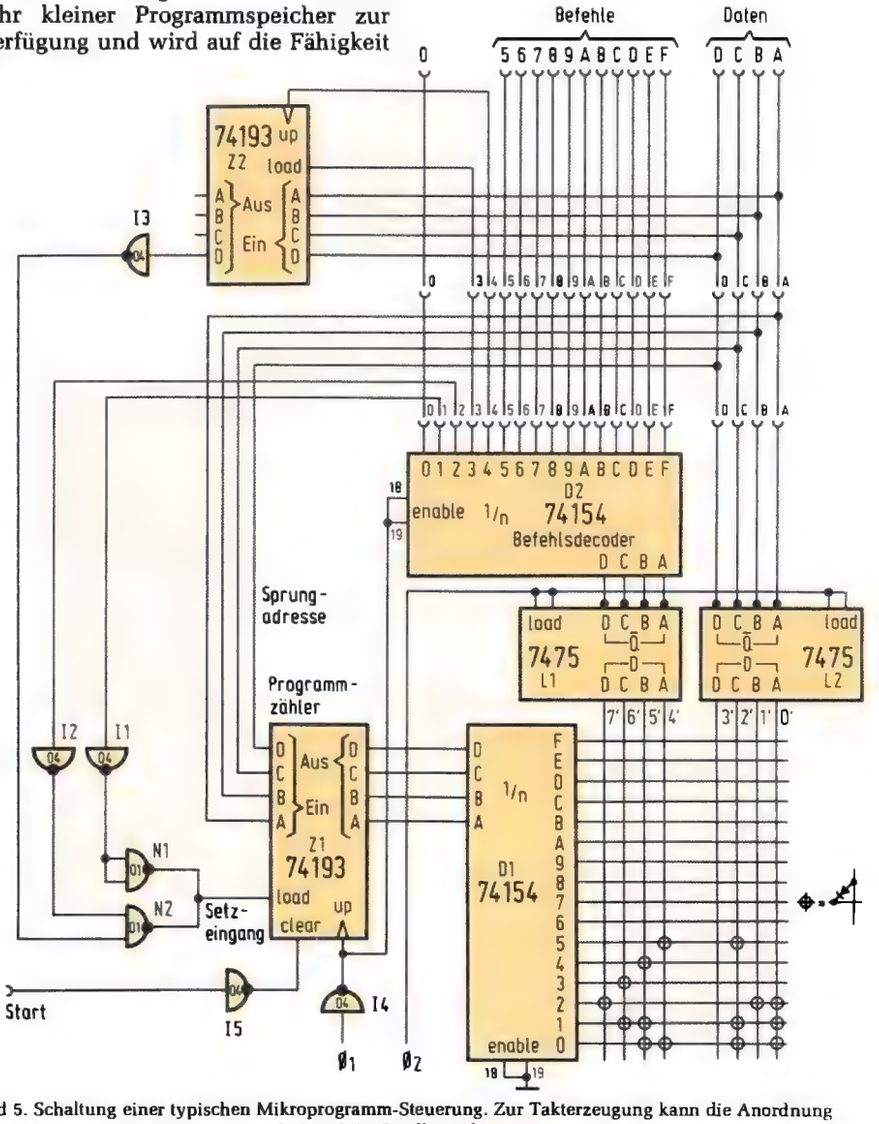


Bild 5. Schaltung einer typischen Mikroprogramm-Steuerung. Zur Takterzeugung kann die Anordnung von Bild 4 zusammen mit einem einfachen TTL-Oszillator dienen

rer Kurzbezeichnung genannt. Diese Bezeichnungen (Mnemonischer Code) sind Abkürzungen englischer Begriffe und haben sich allgemein eingeführt.

Typischer Befehlsvorrat einer Steuerung

JMP X; Code: 1X

Die Ausführung dieses Befehls bewirkt einen unbedingten Sprung. Die Adresse zu der gesprungen wird, wird in der zweiten Hälfte des Codes bestimmt. JMP 5 zum Beispiel heißt: Springe zur Anweisung 5. Nach Ausführung des Sprungbefehls wird dann die Anweisung 6 ausgeführt, da der Zähler zunächst um 1 erhöht wird. Der Code für diesen Befehl lautet 15. Soll der Befehl zum Beispiel bei der achten Anweisung ausgeführt werden, so fügt man eine Diode an den Kreuzungspunkt der Leitung 7 (hier wird von 0 bis 15 gezählt) des Decodierers D1 mit der Leitung 4'. Ferner an den Kreuzungspunkt mit der Leitung 2' und mit der Leitung 0'.

Zur Ausführung des Befehls wird die Leitung 1 des Befehlsdecodierers an den Inverter I1 geführt. Wird der Befehl ausgeführt, so gelangt ein Low-Pegel an den Inverter I1. An seinem Ausgang liegt dann ein High-Pegel. Dieses Signal gelangt an die als Inverter geschaltete NAND-Verknüpfung mit offenem Kollektorausgang, wo dann ein Low-Pegel liegt, der an den Setzeingang des Zählers Z1 gelangt und dafür sorgt, daß die Adresse an den Setzeingängen in den Zähler übernommen wird.

Die Steuerung der Schaltung wird mit Hilfe des schon beschriebenen Zweiphasen-Taktes vorgenommen. 0 1 bewirkt, daß bei abfallender Flanke dieses Taktes der Zähler Z1 um eins erhöht wird; bei der ansteigenden Flanke wird die am Ausgang der Matrix anstehende Information in den Zwischenspeicher L1 und L2 übernommen. Der Takt 0 2, der dann folgt, gibt den Befehldecodierer frei, und der Befehl wird ausgeführt. Durch dieses Prinzip wird eine sichere Arbeitsweise auch bei Ausführung von Sprungbefehlen gewährleistet.

JNC X; Code: 2X

Es handelt sich hierbei um einen bedingten Sprungbefehl. Der Sprungbefehl wird nur dann ausgeführt, wenn kein Übertrag der letzten Stelle des Zählers Z2 vorhanden ist. Zur Realisierung dieses Sprungbefehls gelangt die Leitung 2 des Befehlsdecodierers an den Inverter I2. Wird der Befehl ausgeführt, so gelangt ein Low-Pegel an den Eingang dieses Inverters I2. Von dessen Ausgang gelangt dann ein High-Pegel an den einen Eingang der NAND-Verknüpfung N2. Soll nun ein Low-Pegel an dem Ausgang dieser NAND-Verknüpfung entstehen, der einen Sprung bewirken kann, so muß der andere Eingang der NAND-Verknüpfung ebenfalls einen High-Pegel führen. Dort liegt aber nur dann ein High-Pegel, wenn an dem Eingang des Inverters I3 ein Low-Pegel liegt. Wird nun der Zähler Z2 hochgezählt, so erscheint nach einer bestimmten Anzahl Takt-Impulse am Ausgang D ein High-Pegel. Dieser bewirkt dann einen Low-Pegel am Eingang der NAND-Verknüpfung N2 und es kann kein Sprungbefehl mehr ausgeführt werden.

LOAD X; Code: 3X

Dieser Befehl ermöglicht es, den Zähler mit einem beliebigen Wert voreinzustellen. Bei der Ausführung dieses Befehls gelangt ein Low-Pegel an den entsprechenden Eingang des Zählers Z2, der diesen veranlaßt, die an den Setzeingängen vorhandene Information zu übernehmen.

COUNT; Code: 40

Wird der Befehl ausgeführt, so wird der Inhalt des Zählers Z2 um eins erhöht. Dazu ist die Leitung 4 des Befehlsdecodierers mit dem Zähleingang des Zählers Z2 direkt verbunden.

NOP; Code: 00

NOP (no operation) ist ein Befehl, der keinerlei Funktionen auslöst. Ein solcher Befehl wird benötigt, um zum Beispiel definierte Verzögerungen zu bewirken.

Ein Beispiel

In dieser Schaltung sind die anderen Ausgänge des Befehlsdecodierers nicht weiter benützt. Sie können verwendet werden, um weitere Befehle zu realisieren und um Steuerbefehle an externe Einheiten zu geben.

Als Abschluß soll nun noch ein kleines Programmbeispiel besprochen werden. Anstelle der Anweisungsnummer stehen hier die Adreßnummern, die den Nummern der Ausgangsleitungen des Decodierers D1 entsprechen, um die Zuordnung besser erkenen zu können.

Adresse:	Code:	Befehl:
0:	35	LOAD 5
1:	65	5 an 6 ausgeben
2:	83	3 an 8 ausgeben
3:	40	COUNT
4:	20	JNC 0
5:	14	JMP 4
6:	00	NOP

Das Programm hat die Aufgabe, dreimal hintereinander folgendes auszuführen: Zunächst soll die Leitung 6 des Befehlsdecodierers aktiviert werden; dabei soll auf den Datenleitungen der Wert 5 vorhanden sein. Danach soll der Ausgang 8 des Befehlsdecodierers aktiviert werden, und auf den Datenleitungen soll der Wert 3 anliegen.

Die Schaltung von Bild 5 besitzt noch einen wichtigen Eingang mit der Bezeichnung START. Wird ein Low-Pegel an diesen Eingang gelegt, so wird der Zähler Z1 gelöscht und es wird dauernd die erste Anweisung ausgeführt. Dabei darf diese Anweisung keine Zählbefehle beinhalten und auch keine Sprungbefehle. Mit diesem Eingang START ist es möglich, ein Programm, das einen HALT-Befehl beinhaltet, beliebig oft zu starten und somit auszuführen.

In dem Programmbeispiel wird dies berücksichtigt; die erste Anweisung (Adresse 0) enthält einen LOAD-Befehl, der auch bei mehrmaligem Ausführen zu keiner Störung führt. Der Befehl LOAD 5 bewirkt, daß der Zähler Z2 auf den Wert 5 gesetzt wird. Als zweite und dritte Anweisung folgen die beiden Ausgabebefehle.

Die vierte Anweisung enthält den Befehl COUNT, damit wird der Inhalt des Zählers Z2 um 1 erhöht. Nun folgt der Befehl JNC 0. Wenn der Zähler Z2 den Wert 8 noch nicht erreicht hat, erfolgt ein Sprung zur ersten Anweisung. Es wird dann nach dem Sprung zunächst die zweite Anweisung (Adresse 1) ausgeführt, Hat der Zähler den Wert 8 erreicht, so gelangt an den Inverter I3 ein High-Pegel; somit kann der Sprungbefehl nicht ausgeführt werden. Es wird dann die sechste Anweisung ausgeführt, die einen versteckten HALT Befehl beinhaltet, der auch mit dem Begriff „dynamischer Halt" bezeichnet wird. Es erfolgt nämlich ein Sprung zur fünften Anweisung und die sechste Anweisung wird wieder ausgeführt. Die sechste Anweisung beinhaltet aber wieder diesen Sprungbefehl, und somit bleibt das Programm bei dieser Anweisung „stehen". Soll das Programm erneut ausgeführt werden, so muß ein Low-Pegel an den Eingang „START" geführt werden.

Die hier beschriebene Mikroprogrammsteuereinheit soll lediglich einige Anregungen vermittelt haben; sie kann leicht zu einer umfangreicheren Mikroprogramm-Steuerung ausgebaut werden und so zum Beispiel zum Steuern eines Frequenzmeßgerätes, einer Recheneinheit oder eines sonstigen Gerätes verwendet werden.

Impulsumkehrstufe

Mit der nachfolgend beschriebenen Schaltung kann man die Wirkrichtung von impulsbreitengesteuerten Geräten umkehren. Diese sogenannte Impulsumkehrstufe kann man für positiv-, als auch für negativ-flankengesteuerte Elektronik aufbauen. Speziell erdacht wurde die Schaltung für handelsübliche Modellfernsteueranlagen, um die Laufrichtung der Servos umkehren zu können.

Das Prinzip der Schaltung ist die Impulsdifferenzbildung. Hierbei wird der ankommende Steuerimpuls i_E von einem zeitlich längeren Impuls i_K subtrahiert, so daß jeweils der „umgekehrte" Steuerimpuls i_A am Ausgang der Schaltung zur Verfügung steht *(Bild 1)*.

Die Zeit für i_K ergibt sich aus der Summe des kürzesten mit dem längsten Steuerimpuls. Sie beträgt bei den meisten Fernsteueranlagen

$$i_K = 1{,}0\ \text{ms} + 2{,}0\ \text{ms} = 3{,}0\ \text{ms}$$

Die Schaltung soll folgende Bedingung erfüllen:

$$i_K - i_E = i_A \qquad [1]$$

Bild 2 zeigt zwei schaltungstechnische Realisationsmöglichkeiten, nämlich für positiv- (a) und negativ-flankengesteuerte Elektronik (b). An den Gatterausgängen $Q_1 \ldots Q_4$ ergeben sich folgende Schaltzustände:

Q_1: $1 - i_K$ (mit schlechter Rechteckform)

Q_2: i_K

Q_3: $1 - i_K$

Q_4: $1 - [(1 - i_K) + i_E] = i_A \qquad [2]$

Vereinfacht man Gl. [2], so erhält man

$$i_K - i_E = i_A \qquad [3]$$

Man sieht, daß Gl. [1] und Gl. [3] identisch sind.

Aufbau und Abgleich

Für den Aufbau wurden CMOS-IS verwendet, da diese keinen nennenswerten Strom verbrauchen. Bei Verwendung von NiCd-Akkus als Spannungsversorgung kann auf die zusätzliche Spannungsstabilisierung verzichtet werden, da die Akkuspannung recht konstant bleibt. Sonst empfiehlt sich der Einbau einer einfachen Stabilisationsschaltung für etwa 5 V.

Die gesamte Schaltung kann bequem zwischen den Anschlußstiften der IS-Fassung aufgebaut werden, die Verdrahtung ist unproblematisch. Für R_T wurde ein Wendel-Trimmpotentiometer verwendet.

Der Abgleich erfolgt folgendermaßen: R_Z wird auf ungefähr 200 kΩ eingestellt. Die Stufe wird zwischen Empfänger und Rudermaschine angeschlossen. Bei eingeschalteter Anlage und Neutralstellung des entsprechenden Steuerknüppels wird der Rudermaschinenausschlag mit R_T ebenfalls auf neutral eingestellt.

Ing. (grad.) Gerhard Bartels

40 Umhängetaschen und 10 FUNKSCHAU-Abo's zu gewinnen!

Im Rahmen der dritten Abteilung des FUNKSCHAU-Preises 1979 verlosen wir 40 Mehrzweck-Umhängetaschen und 10 einjährige FUNKSCHAU-Abonnements unter den Lesern, die uns auf einer Postkarte mitteilen, was sie vom 1. Juli 1976 bis zum 1. Juli 1978 aus unserer Rubrik Praxis & Hobby nachgebaut haben – unabhängig davon, wieviel das ist! Näheres erfahren Sie in Heft 19/1978 auf Seite 910, oder Sie fordern einen Sonderdruck der Ausschreibungen zum FUNKSCHAU-Preis an. Adresse: Redaktion der FUNKSCHAU, Postfach 37 01 20, 8000 München 37.

CMOS-Frequenzverdoppler

Die meisten üblichen Frequenzverdoppler sind nur für einen recht schmalen Bereich geeignet, da sie nichtlineare Bauelemente zur Erzeugung von Oberwellen und Schwingkreise zur Aussiebung der gewünschten Harmonischen verwenden. Mit einer CMOS-IS gelingt es, in einem Bereich von 0...3 MHz die Frequenz zu verdoppeln, wobei allerdings das Tastverhältnis am Ausgang nicht konstant ist; es entstehen nämlich nur sehr schmale Impulse.

Die in *Bild 1* gezeigte Schaltung verwendet eine IS mit vier integrierten Exklusiv-Oder-Gattern (4070); *Bild 2* zeigt den Impulsplan. G 1, G 2 und G 3 sind so geschaltet, daß sie als nichtinvertierende Gatter zur Verzögerung des Eingangssignales arbeiten. Ihre Verzöge-

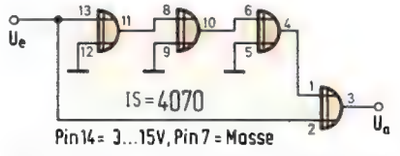


Bild 1. Schaltung des digitalen Frequenzverdopplers

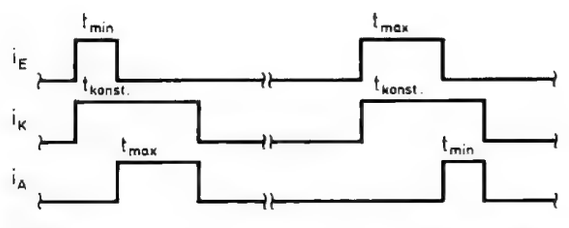
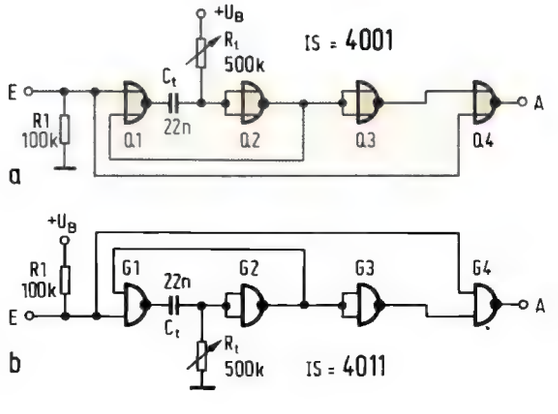


Bild 1. Impulsschema. Der empfangene Impuls i_E wird in seiner Länge von einem intern erzeugten Impuls i_K subtrahiert

Bild 2. ▶
Schaltung für positive (a) und negative Elektronik (b)



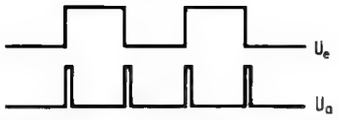


Bild 2. Impulsformen am Ein- und Ausgang

rungszeit bestimmt die Ausgangsimpulsbreite, die bei handelsüblichen IS bei etwa 0,1 µs liegt.

Einige Einschränkungen beim Betrieb dieser Schaltung sollten nicht unerwähnt bleiben. Zunächst einmal findet nur dann eine spektral reine Frequenzverdopplung statt, wenn das Eingangs-Tastverhältnis genau 0,5 beträgt. Ferner lassen sich nicht mehrere solcher Verdopplerschaltungen hintereinanderschalten, da sonst diese erste Bedingung nicht mehr erfüllt ist.

Die Schaltung eignet sich u. a. auch dazu, ein möglichst gleichmäßiges Oberwellen-Spektrum zu erzeugen, z. B. um einen Eichmarkengeber für einen Kurzwellen-Empfänger zu realisieren. Will man z. B. alle 1 MHz einen Eichpunkt erzeugen, so ist der Eingang der Schaltung mit einem 500-kHz-Quarzoszillator zu verbinden.

Jens Wittje

Nachtrag zum Gittermustergenerator

FUNKSCHAU 1978, Heft 18, S. 893

Sie haben sicher bereits bemerkt, daß das Layout der Platine seitenverkehrt abgebildet wurde – aber das dürfte für die Reproduktion kein Hindernis darstellen. Wie uns allerdings der Autor mitteilt, treten bei manchen IS 4011 Probleme wegen des Übersprechens zwischen einzelnen Gattern auf, die sich in seitlichen Verzerrungen am oberen Bildrand äußern und praktisch immer durch Einsetzen einer anderen IS behebbar sind. Die Ursache liegt bei Rückwirkungen der Vertikal-Synchronimpulse auf den Horizontal-Oszillator innerhalb IS 1.

Schaltungskniff

Antennenrotorsteuerung „ohne" Steuerleitung

Bei Antennenrotorsteuerungen fällt vor allem auf, daß 2...5adrige Steuerleitungen benötigt werden. Antennenverstärkerfernspeisungen sind jedoch seit Jahren bekannt und werden mit Erfolg angewandt. Warum kann also das Antennenkabel nicht auch als Steuerleitung für einen Antennenrotor dienen?

Diese Überlegung beflügelte mich zum Bau dieser Antennensteuerung, die bereits ein Jahr funktioniert.

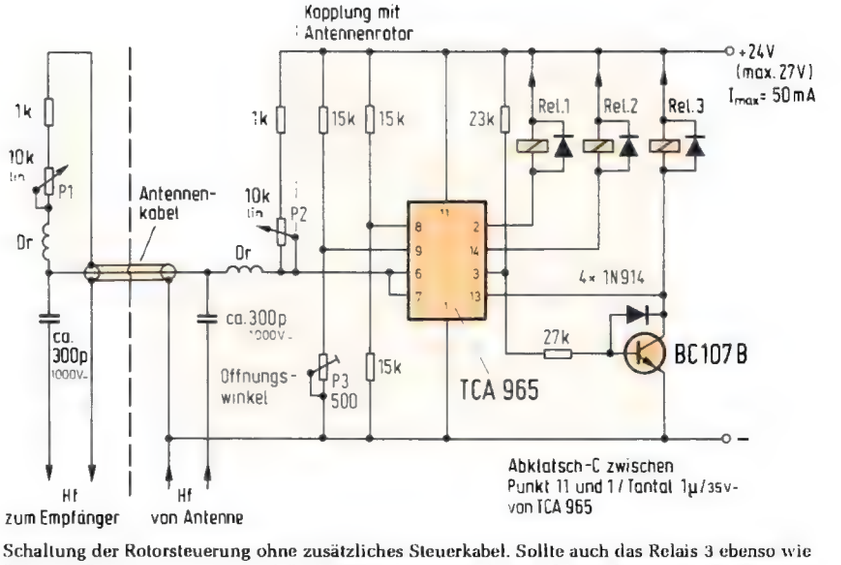
Um den Aufwand gering zu halten, wurde eine IS (TCA 965, Fa. Siemens, Preis ca. 5.– DM) verwendet, welche Ausgangsstufen mit offenen Kollektorausgängen enthält, die 50 mA maximal schalten können. Ich benutzte mit Absicht Relais zur Ansteuerung des Antennenrotormotors, um auch 220-V-Asynchron-Motoren mit Drehrichtungsumkehr verwenden zu können (galvanische Trennung).

Damit die Stromversorgung unstabilisiert ausgeführt werden kann, ist immer nur ein einziges Relais in Betrieb (auch im Ruhezustand der Steuerung). Dadurch wird das Netzteil konstant mit z. B. etwa 40 mA belastet. Bei meiner Ausführung wurde als Relais R 3 (es dient bei mir als 2poliger Netzschalter) jedoch eine 100-mA-Version verwendet, daher mußte hierbei ein zusätzlicher Schalttransistor eingesetzt werden.

Der Spannungsteiler mit den beiden 15-kΩ-Widerständen stellt die Bezugsmitte her. Wird nun durch Verstellen des Potentiometers P 1 oder P 2 die Mittenspannung der IS aus dem Gleichgewicht gebracht, fällt das Relais 3 ab, und gleichzeitig zieht (je nach Richtung) entweder Relais 1 oderRelais 2 an. Der Antennenrotor läuft nun an und führt das mechanisch angekoppelte Potentiometer P 2 mit, bis sich wieder das Gleichgewicht eingestellt hat. Das vorher eingeschaltete Relais 1 oder Relais 2 fällt nun ab, und fast gleichzeitig zieht Relais 3 wieder an. Der Ruhezustand der Schaltung ist somit wieder hergestellt. Der Spannungsteiler mit dem Potentiometer P 3 (500 Ω) dient nur dazu, die Größe des Öffnungswinkels zu verändern.

Beim Kurzschluß von P 3 ist überhaupt kein Öffnungswinkel vorhanden, d. h. das Relais 3 spricht nicht an. Im Endbereich von P 3 ist der Öffnungswinkel sehr weit, d. h. der Einschaltbereich von Relais 3 ist sehr groß. Der Anwender muß herausfinden, welche Einstellung von P 3 zu seinem Antennenrotor (hier ist das mechanische Spiel auch von Bedeutung) paßt.

Gert Hulboy



Schaltung der Rotorsteuerung ohne zusätzliches Steuerkabel. Sollte auch das Relais 3 ebenso wie Rel 1 und Rel 2 weniger als 50 mA Spulenstrom benötigen, kann auf den BC 107 verzichtet werden: das untere Ende von Rel 3 wird dann mit Pin 13 der IS verbunden

Die vielseitigen Möglichkeiten, die heute die Halbleitertechnik bietet, hat auch das Funkfernschreiben (RTTY) im Amateurfunk stark verändert. Die Mechanik wird weitgehend von der Elektronik verdrängt. Im folgenden Beitrag wird ein Textspeicher mit einer Speicherkapazität von 1024 Zeichen beschrieben, der die Betriebstechnik des Funkfernschreibens vereinfacht und komfortabler gestaltet. Bestimmte Routinetexte belasten den Operator mit einer Arbeit, die ohne weiteres von einem Automaten übernommen werden kann. Da Bauelemente auf dem Markt sind, die so preiswert sind, daß der Selbstbau eines Textspeichers auch für den Amateur sinnvoll wird, können nun RTTY-Begeisterte den Betrieb zum reinen Vergnügen werden lassen.

Wilhelm Peter Schneider
Alfons Brunn

Textspeicher für Fernschreiber

Elektronische Einrichtungen, die bestimmte Routinetexte gespeichert haben und sie auf Abruf in den RTTY-Kanal senden, existieren heute in aufwendigen Tastaturen. Sie benutzen Festwertspeicher (ROM), in die man Texte für immer hineinschreiben kann. Ein bekannter Prüftext, der häufig als gespeicherter Standardtext im Funkfernschreiben verwendet wird, ist: The quick brown fox jumps over lazy dogs back, 0123456789 Test.

Preiswerte Festwertspeicher (ROM) lassen sich nur einmal mit einem Text programmieren, der anschließend nicht wieder gelöscht werden kann. Fehler beim Programmieren dürfen also nicht vorkommen, oder man muß für immer mit ihnen leben. Es gibt natürlich auch weniger preiswerte Festwertspeicher, die nach Bedarf wieder gelöscht werden können, falls der eingeschriebene Text dem Operator nicht mehr gefällt. Das Löschen solcher Speicher mit UV-Licht ist einfach, hingegen gehört zum Programmieren eines neuen Textes ein Programmiergerät. Der Operator kann also nicht in diese Speicher mit seiner Tastatur einfach einen neuen Text einschreiben.

Natürlich möchte jeder Funkamateur seine Texte möglichst selbst gestalten. Eine Sammlung von Festwertspeichern, die Texte für alle Situationen enthalten, könnte eine Lösung darstellen, die jedoch relativ teuer werden kann. Eine ganze Armee von Gedächtnisrobotern, die zu einer leistungsfähigen RTTY-Station gehören müßten, kann eben nicht jeder auf die Beine stellen.

Es leuchtet ein, daß ein Schreib-Lese-Speicher (RAM) zur Unterstützung des Operators einer RTTY-Station am geeignetsten erscheint. In einen solchen Textspeicher kann vor dem Funkbetrieb der geeignete Text mit der eigenen Tastatur eingeschrieben werden. Änderungen sind kurzfristig auszuführen.

Außerdem läßt sich mit Hilfe eines Textspeichers, der mit einem Schreib-Lese-Speicher ausgerüstet ist, eine ganze Bibliothek von Standardtesten für alle Anwendungsfälle des Funkbetriebs nach eigenen Vorstellungen erstellen. Die Bibliothek wird dann mit

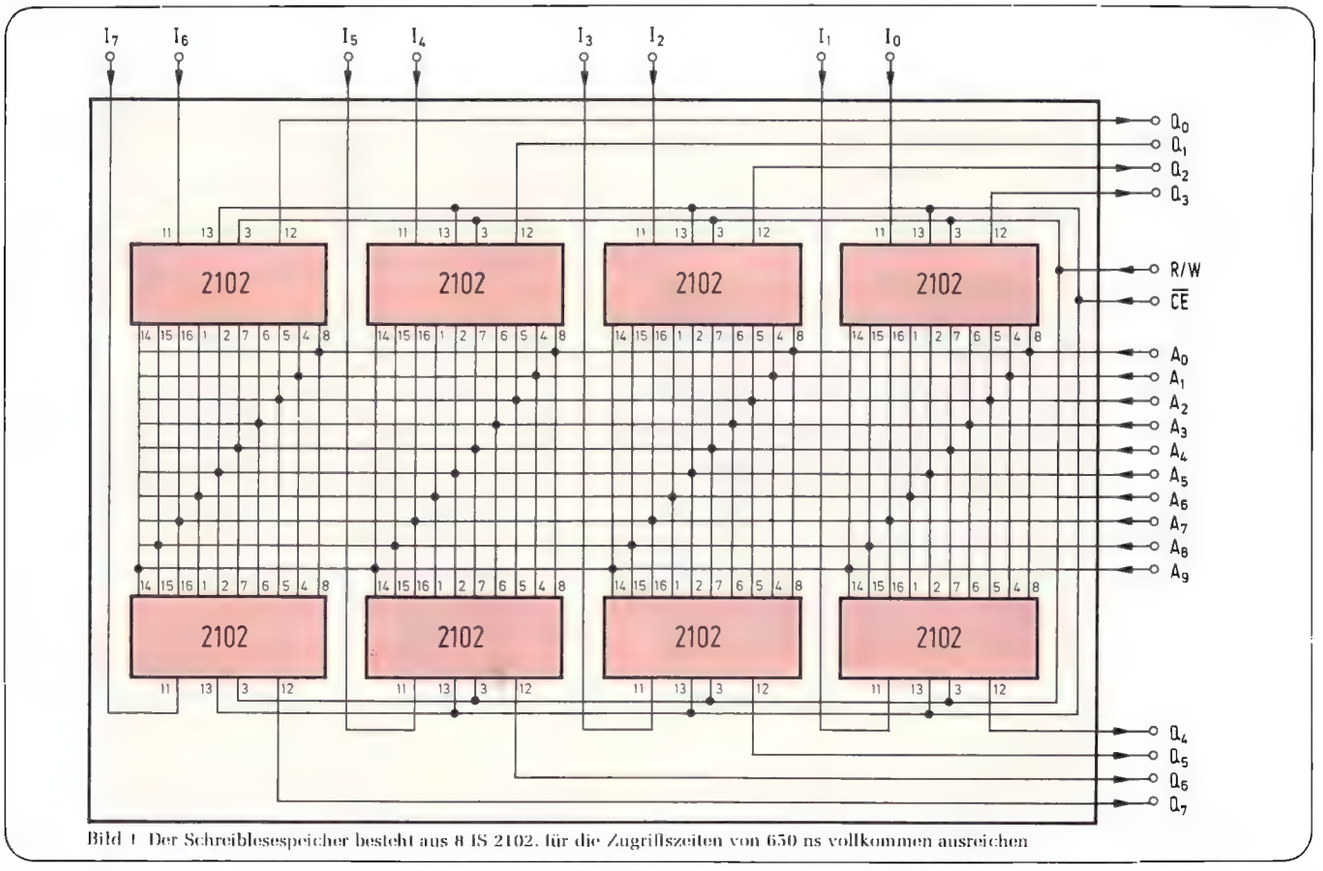


Bild 1 Der Schreiblesespeicher besteht aus 8 IS 2102, für die Zugriffszeiten von 650 ns vollkommen ausreichen

einem Cassettenrecorder gespeichert und die benötigten Textroutinen vor dem Funkbetrieb in den Textspeicher überspielt. In den hier beschriebenen Textspeicher können 1024 Zeichen eingelesen werden. Eine Schreibmaschinenzeile enthält z. B. ca. 80 Zeichen, so daß in den Textspeicher 12 Zeilen eingeschrieben werden können. Diese Speicherkapazität ist für den normalen Funkbetrieb völlig ausreichend.

Der Speicher wird lückenlos vollgeschrieben. Die einzelnen Teiltexte sind durch Stoppbefehle, die der Textspeicher beim Ausschreiben erkennt, getrennt. Die Stoppbefehle werden am Ende eines Textes mit der Stopptaste erzeugt. Vom Tastenfeld können Zeichen im beliebigen Code in den Textspeicher eingeschrieben werden. Jedes Zeichen darf allerdings nur aus einem 7-bit-Codewort bestehen.

Der Textspeicher bietet folgende Betriebsmöglichkeiten:

1. Ausschreiben vom Tastenfeld
2. Einschreiben in den Speicher mit dem Tastenfeld
3. Suchen eines bestimmten Textes
4. Ausschreiben von Routinetexten aus dem Textspeicher.

Der Schreiblesespeicher ist in *Bild 2* als Blocksymbol dargestellt. Der 1-kByte-Speicher ist mit statischen Schreiblesespeichern vom Typ 2102 aufgebaut. An die Zugriffszeit werden keine besonderen Anforderungen gestellt. Zugriffszeiten von 650 ns bis 1000 ns werden ohne Schwierigkeiten von der Schaltung akzeptiert.

Da der Speicher insgesamt 1024 Zeichen zu 8 bit aufnehmen soll, sind entsprechend 8 x 2102 Bausteine erforderlich, die in *Bild 1* dargestellt und verschaltet worden sind. Die Schreib-Lese-Eingänge (R/W) müssen von allen IS 2102 gleichzeitig geschaltet werden, sie wurden deshalb auch gemeinsam herausgeführt. Genauso wurde mit den Chip-Enable-Eingängen ($\overline{CE}$) verfahren.

Ausschreiben vom Tastenfeld

Beim direkten Ausschreiben der Tastenfeldinformation (S 1 geöffnet) ist nur die Ausgangsschaltung mit den Schaltgliedern 7408 beteiligt. S 1 ist geöffnet und das einzige Monoflop 74121 eingangsseitig gesperrt. Die H-Impulse, die das Schaltglied 7430 aus der Tastenfeldinformation ableitet und die mit dem nachfolgenden RC-Glied entprellt werden, können das Monoflop nicht triggern. Am $\overline{Q}$-Ausgang entsteht infolgedessen kein L-Impuls, so daß der Schreib-Lese-Speicher (RAM) gesperrt bleibt. Die Tri-State-Ausgänge des RAM sind hochohmig und an den Ausgängen der ODER-Torschaltung liegt H-Potential.

Einschreiben mit dem Tastenfeld

Im Ruhezustand liegen die Eingänge I_0 bis I_6 auf H-Potential (S 1 geschlossen). Beim Schreiben werden die Eingänge entsprechend des verwendeten Codes und des gesendeten Zeichens auf L-Potential gezogen. Wie schon erwähnt, reagiert das Schaltglied 7430 auf ein L-Potential am Eingang mit einem H-Signal am Ausgang. Bei einem nicht entprellten Tastenfeld würde der H-Impuls am Ausgang des 7430 zur Ansteuerung des Monoflops ungeeignet sein. Das folgende RC-Glied sorgt für ein entprelltes Signal, auf das das Monoflop mit einem definierten L-Impuls antwortet. Ohne dieses RC-Glied gibt das Monoflop beim Drücken und beim Loslassen einer Taste des Tastenfeldes jeweils einen L-Impuls ab. Die Tastenfeldinformation würde somit zweimal in den Speicher eingeschrieben.

Am Ende eines Textes wird dieser durch einen Stoppbefehl, den die Stopptaste in den Speicher einschreibt, gekennzeichnet. In der Schal-

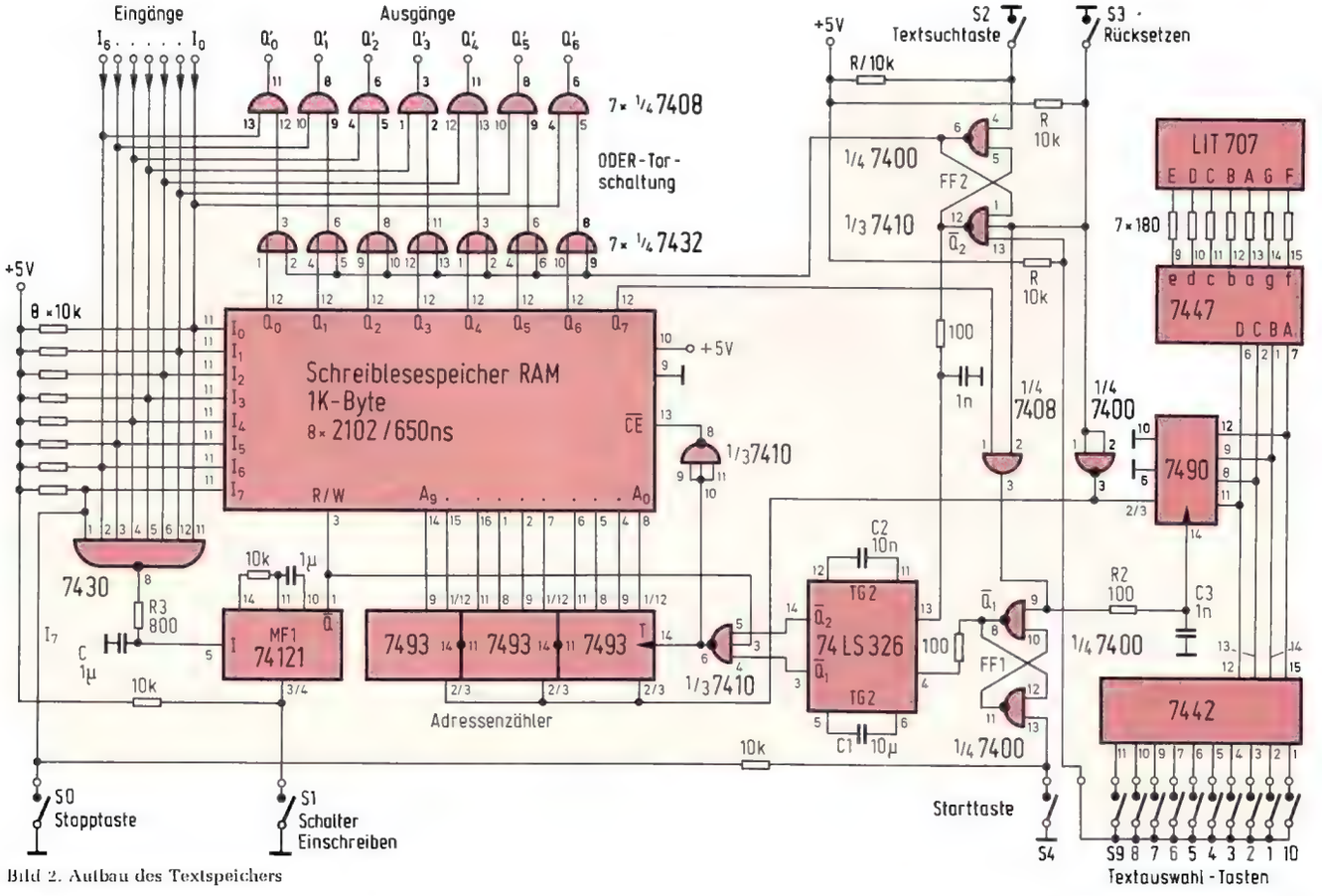


Bild 2. Aufbau des Textspeichers

tung ist leicht ersichtlich, daß bei geschlossener Stopptaste der Eingang I 7 des Speichers auf L-Potential gelegt wird.

Suchen eines Textes

S 3 setzt zuerst alle Zähler und Flipflops zurück (S 1 geöffnet) und sorgt damit für einen definierten Anfangszustand in der Schaltung. Die eingeschriebenen Texte sind gedanklich mit Null beginnend fortlaufend durchnumeriert. Somit steht der 1. Stoppbefehl am Ende des Textes 0 und am Anfang des Textes 1. Der 1. Stoppbefehl kennzeichnet also den Anfang des Textes 1. Der Suchvorgang eines Textes wird mit dem Schalter S 2 eingeleitet, der das FF 2 setzt und damit den schnellen Taktgenerator TG 2 im 74LS326 startet. Dieser Taktgenerator setzt den Adressenzähler weiter. Der Speicher wird bei geschlossener ODER-Torschaltung ausgelesen. Die ausgelesenen Stoppbefehle setzen den Ausgang Q 7 für die Zeit des Auslesens auf L-Potential. Zu jedem Stoppbefehl gehört also am Ausgang Q 7 des RAMs ein L-Impuls, der den Zähler 7490 mit seiner negativen Flanke taktet. Die Adressen des BCD-Dezimal-Decorders (7442) liefert der 7490.

Bei geschlossener Textauswahltaste 5 wird der schnelle Taktgenerator TG 2 mit dem 5. gelesenen Stoppbefehl angehalten. Diesen Stopp bewirkt der Ausgang 6 des 7442, dessen L-Potential über die Textauswahltaste 5 das FF 2 zurücksetzt und damit den Taktgenerator TG 2 anhält. Der Adressenzähler adressiert bei diesem Stand die Speicherzelle, die das 1. Zeichen des Textes 5 enthält.

Ausschreiben aus dem Textspeicher

Das Ausschreiben des Textes 5 (S 1 geöffnet) wird mit der Starttaste ausgelöst, die bei geschlossenen Kontakten das FF 1 setzt und damit den langsamen Taktgenerator TG 1 im 74LS326 startet. Der Ausschreibvorgang wird nur dann durch den nächsten Stoppbefehl beendet, wenn bis dahin die Starttaste wieder geöffnet ist. Der Schreib-Lese-Speicher wird ausgelesen, wenn das Taktsignal auf L-Potential liegt. Nur in dieser Zeit ist der $\overline{CE}$-Eingang des Speichers aktiviert. Der R/W-Eingang steht beim Ausschreiben immer auf Lesen (H-Potential), weil S 1 geöffnet ist. Das beim Ausschreiben zurückgesetzte FF 2 sorgt für eine geöffnete ODER-Torschaltung (7432).

Praktische Erprobung

Die Erprobung erfolgte an der Station von DK 1 RF und zeigte gute Ergebnisse. Selbst bei einer Hf-Sendeleistung von ca. 500 Watt Hf zeigten sich keine negativen Beeinflussungen des Textspeichers. Bei sinnvoll ausgewählten Textroutinen war eine deutliche und erfreuliche betriebstechnische Erleichterung festzustellen. Zu Beginn und Ende eines Standardtextes lassen sich sinnvollerweise weitere Informationen (Rufzeichen der Gegenstation, Kontestnummer und Report) von Hand hinzufügen. Platinen sind bei A. Brunn, 33 Braunschweig, Lahnstr. 8, bei Bedarf zu erhalten.

Das beschriebene Gerät eignet sich nicht nur zur schnellen überschlägigen Erkennung von Filterdurchlaßkurven, sondern auch zur Prüfung von Nf-Verstärkern und Lautsprechern. Die Besonderheit der niedrigen Wobbelfrequenz gestattet eine direkte Verfolgung des Frequenzganges mit einem Zeigermeßgerät. Durch Erhöhung der Wobbelfrequenz ist es aber auch möglich, ein Oszilloskop zur Darstellung des Frequenzganges zu gebrauchen.

Arno Lemke

Nf-Wobbler mit niedriger Wobbelfrequenz

Funktions- und Schaltungsbeschreibung

Mit IS 1 wird eine Dreieckspannung erzeugt (*Bild 1*), welche nach entsprechender Verformung den Wobbel-Baustein IS 2 ansteuert. Die Frequenz der Dreieckspannung wird durch den Kondensator über Pin 5/6 und den Widerstand Pin 7/Masse bestimmt.

$$fo = \frac{1}{RC} \approx 0{,}04\ \text{Hz}.$$

Mit dem Spannungsteiler 2 x 47 kΩ an Pin 3 wird das Gleichspannungsniveau des Ausgangs auf 0,5 U_b eingestellt. Das Potential an Pin 1 bestimmt die Größe der Ausgangsamplitude an Pin 2.

Eine zeitlineare Änderung des Steuerstromes als eine Funktion der Dreieckspannung, etwa bei direkter Ansteuerung der IS 2 von der IS 1, hätte einen ungünstigen Frequenzmaßstab zur Folge, weshalb die Dreieckspannung über den Transistor BC 115 so verformt wird, daß ihr Verlauf etwa exponentiell wird (*Bild 2*). Damit erreicht man eine konstante Durchlaufzeit von ca. 3,8 s pro Dekade. Amplitude und Form des modifizierten Dreiecksignals werden mit den beiden Potentiometern 50 kΩ (Arbeitspunkt) und 5 kΩ (Amplitude) festgelegt. *Bild 3* zeigt hierzu die Steuerspannung am Kollektor des BC 115.

Die Spannungsänderung über der Kollektor-Emitter-Strecke des BC 115 und damit die Stromänderung über Pin 7 (8) der IS 2 stehen in direktem Zusammenhang mit der Frequenzänderung. Da dieser Anschlußpunkt auf einem Potential von +3 V liegt, ist der Stromverlauf in Bild 2 gegenüber dem Spannungsverlauf von Bild 3 invertiert. Die Stromänderung ist eine Folge der gesteuerten Innenwiderstandsänderung des BC 115. Der Wobbelbereich 10 Hz...20 kHz entspricht einem Verhältnis von 2000 : 1. Die entsprechenden Steuerströme für die Eckfrequenzen sind 1,5 µA und 3 mA.

Für die frequenzbestimmende Kapazität zwischen den Pins 5 und 6 der IS 2 ergibt die Rechnung einen Wert von 48 nF. In der Praxis wird man also einen 47-nF-Kondensator wählen.

Der 1-µF-Elektrolyt-Kondensator an Pin 10 wird bei beiden IS zur Entkopplung der Referenzspannungsquelle benötigt (*Bild 4*). Pin 11 (Rechteckausgangsspannung) bleibt frei. Mit dem 500-Ω-Potentiometer wird der geringste Klirrfaktor eingestellt. Mit dem 22-kΩ-Einstellregler über Pin 15/16 wird

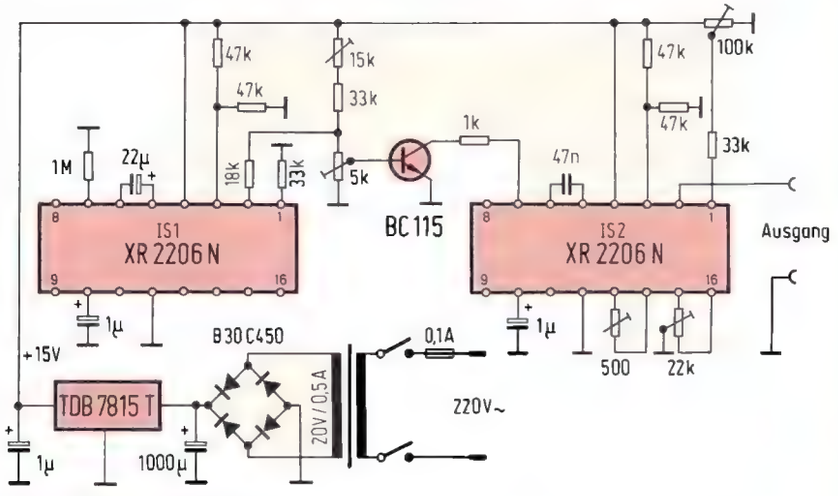


Bild 1. Schaltbild des Nf-Wobblers

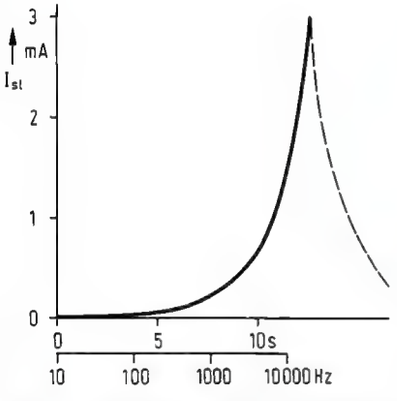


Bild 2. Durch den exponentiellen Charakter des Steuerstroms ist die Durchlaufzeit für alle Dekaden konstant

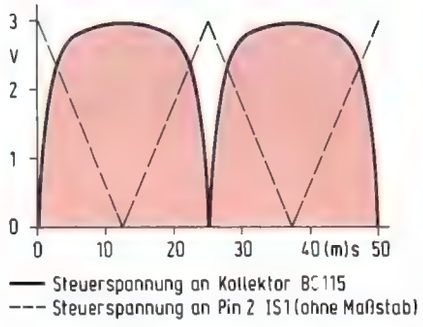


Bild 3. Diese Kurven gelten für eine Wobbelfrequenz von 40 Hz

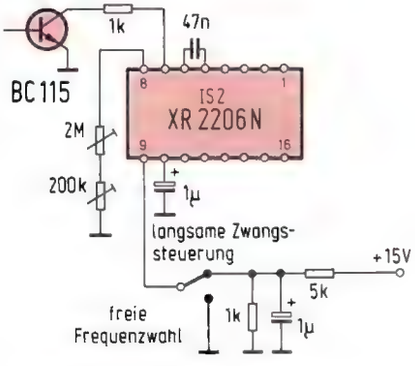


Bild 4. Umschaltung Wobbler – Tongenerator

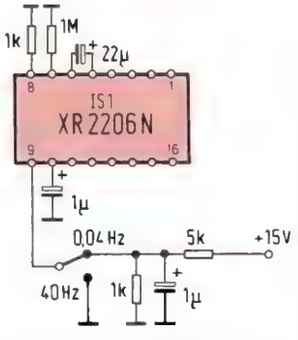


Bild 5. Umschaltung zwischen zwei Wobbelfrequenzen

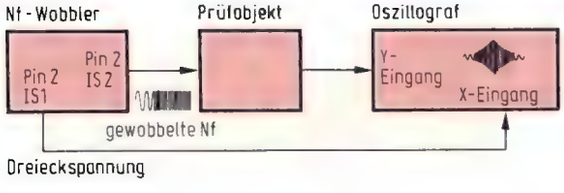


Bild 6. Die Ausgangsimpedanz beträgt etwa 600 Ω

Umsonst...

...brauchen Sie für unsere Rubrik P & H nicht gerade zu schreiben: 200 DM erhalten Sie für jede veröffentlichte Druckseite. Wenn Sie eine Schaltung mit besonderem „Pfiff" haben, die von uns als Schaltungskniff deklariert wird, brauchen Sie für diese 200 DM nicht einmal eine Seite zu füllen.

Die FUNKSCHAU sucht laufend Manuskripte für nachbausichere Bauanleitungen in Form von Schaltungsvorschlägen und dem notwendigen Text zur Erläuterung; Platinen-Layouts sind willkommen, aber nicht Bedingung.

Sie vereinfachen sich und uns die Arbeit, wenn Sie sich zunächst einmal unsere Autoren-Richtlinien zusenden lassen. Adresse: FUNKSCHAU-Redaktion, Postfach 37 01 20, 8000 München 37, Tel. (0 89) 5 11 73 15.

die Symmetrie der Ausgangsspannung eingestellt.

Abgleich

Man lege den Y-Eingang des Oszilloskops an den Kollektor des BC 115 und schalte bei interner Triggerung auf den Zeitmaßstab 5 ms/Tl. Wie in *Bild 5* gezeigt, erhöht man die Wobbelfrequenz, indem man Pin 9 auf Masse und einen 1-kΩ-Widerstand von Pin 8 nach Masse legt. Durch wechselseitigen Abgleich der beiden Potentiometer, 15 kΩ und 5 kΩ, kann man nun die optimale Kurvenform einstellen. Indem man die Masseverbindung an Pin 9 aufhebt, kann man bei niedriger Wobbelfrequenz die Eckfrequenzen kontrollieren.

Die IS XR 2206 N bietet außerdem die Möglichkeit, durch entsprechenden Pegel an Punkt 9 jeweils Pin 7 oder 8 zu aktivieren und damit voneinander unabhängige Funktionen auszulösen. Hiervon wurde bereits beim Abgleich Gebrauch gemacht. Ist Pin 9 frei oder sein Pegel höher als +2 V (H), so wird Pin 7 aktiviert. Liegt Pin 9 an Masse oder ist die Spannung kleiner als +1 V (L), so wird Pin 8 aktiviert. Es kann also entweder im Sinusteil (IS 2) die Frequenzänderung über Pin 7 durch die modifizierte Dreieckspannung zwangsgesteuert werden, wobei dann Pin 9 entweder offen bleibt oder über einen Schalter an +2 V gelegt wird, oder aber z. B. eine andersartige Frequenzeinstellung über Pin 8 erfolgen, wenn Pin 9 an Masse liegt.

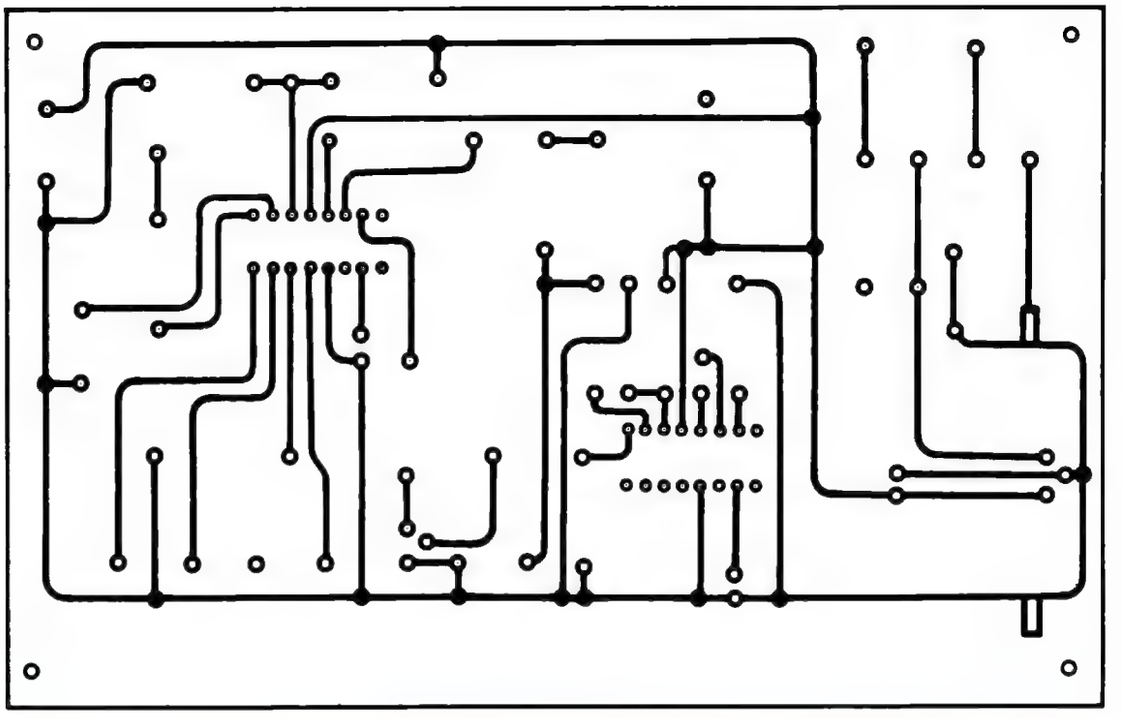


Bild 7. Lötseite der Platine

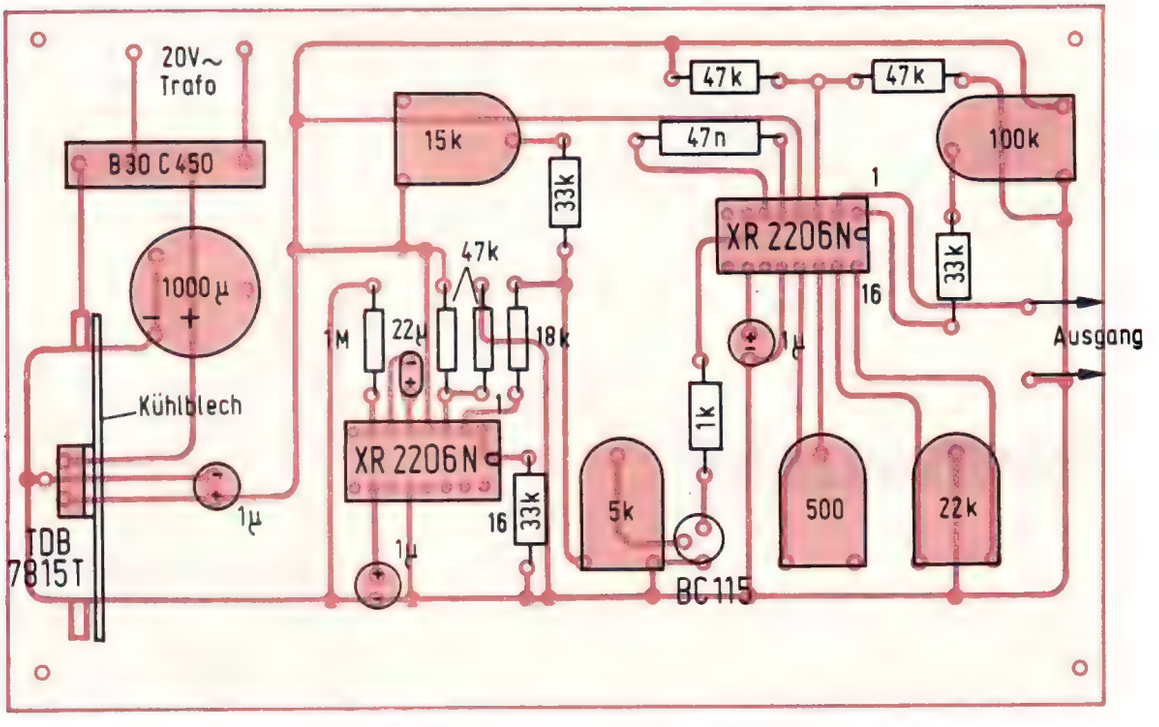


Bild 8. Bestückungsseite

So zeigt Bild 4 die Möglichkeit einer Umschaltung von langsamer Zwangssteuerung auf freie Frequenzwahl an der IS 2. Das Potentiometer 2 MΩ dient dann der Frequenzgrobeinstellung, während das Potentiometer 200 kΩ zur Feineinstellung der gewünschten Frequenz verwendet werden kann.

Auch an der IS 1 kann in gleicher Weise eine Änderung der Wobbelfrequenz erzielt werden, was z. B. für den beschriebenen Abgleich erforderlich ist. Die Aktivierung von Pin 8 erfolgt durch L-Pegel (Masse) an Pin 9, außerdem durch einen Widerstand von 1 kΩ an Pin 8 gegen Masse. Die Wobbelfrequenz beträgt dann ca. 40 Hz. Schaltet man in Serie zum Widerstand 1 kΩ ein Potentiometer von etwa 10 kΩ, kann man die Wobbelfrequenz von etwa 4...40 Hz regeln. Die Triggerung des Oszillografen erfolgt hier entweder vom Kollektor des BC 115 oder die Zeitbasis wird durch die Dreiecksspannung von Pin 2 der IS 1 dargestellt (*Bild 6*).

Bild 7 zeigt die Lötseite der Platine, *Bild 8* die Bestückungsseite. Bei Verwendung eines breitbandigen FM-Generators im Zusammenhang mit diesem Wobbelgenerator lassen sich auch ohne Schwierigkeiten HF-Wobbelgeneratoren aufbauen.

Ein ganz besonderer Treppenhaus-Lichtschalter

Der hier beschriebene Schalter für die Treppenhaus-Beleuchtung unterscheidet sich in seiner Funktion etwas von den gewohnten Ausführungen: Kurzes Drücken schaltet das Licht ein, das – wie üblich – nach einer gewissen Zeit von selbst wieder erlischt oder auch durch wiederum kurzes Drücken jederzeit wieder ausgeschaltet werden kann. Ein längeres Drücken der Taste bewirkt dagegen Dauerbeleuchtung bis zum nächsten Tastendruck.

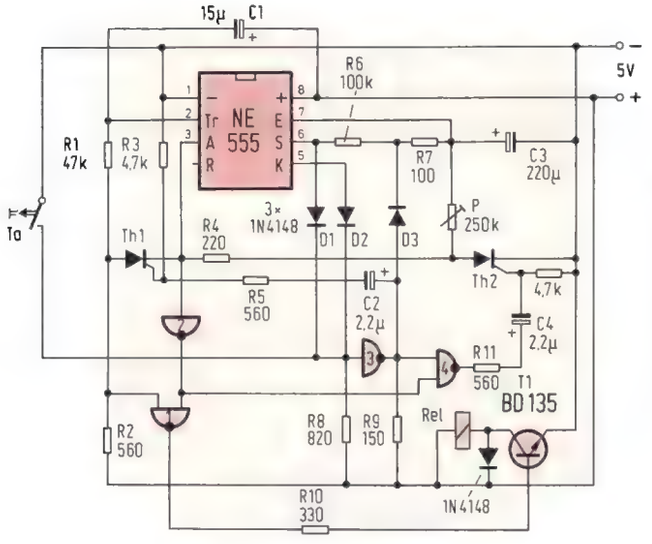
Das *Bild* zeigt die Schaltung der hierfür notwendigen Elektronik. Die Treppenhauslampen werden über ein Relais ein- und ausgeschaltet.

Die beiden Thyristoren sollten Typen mit nicht allzu großem Trigger- und Haltestrom sein. Die genauen Werte der Widerstände R 2, R 4, R 5 und R 11 richten sich dann nach diesen Strömen (R 2, R 4: ca. 82...470 Ω; R 5, R 11: ca. 180...820 Ω). Die vier NAND-Gatter sind ein 7400.

Im Ruhezustand ist C 1 über R 1 und R 2 aufgeladen, C 3 über den Entladeanschluß des Timers entladen. Die Thyristoren sind gesperrt. Beim ersten Drücken der Taste zündet Th 1. Nach dem Loslassen entlädt sich C 1 über R 1 und Th 1 bis unter die Triggerschwelle des Timers. Dieser wird getriggert, Th 1 gelöscht, C 1 lädt sich über R 1 und R 2 wieder auf, C 3 wird freigegeben und lädt sich über P und R 4 auf. Beim Überschreiten der Schaltschwelle wird C 3 wieder entladen, die Schaltung geht in den Ruhezustand. Wird jedoch der Taster vorher noch einmal gedrückt, dann lädt sich C 3 über D 3 und R 7 sofort auf. Wird die Taste lange gedrückt und erst losgelassen, wenn der Timer getriggert werden kann, dann gibt es beim Loslassen der Taste am Ausgang des NAND-Gatters 4 einen positiven Spannungssprung, der Th 2 zündet und ein Aufladen von C 3 verhindert. Erst bei nochmaligem Drücken wird C 3 über D 1 und R 7 aufgeladen. Die Diode D 2 verhindert ein Triggern des Timers, während die Taste gedrückt ist. Dann würde nämlich C 3 freigegeben und sich frühzeitig aufladen. Die Diode D 1 verhindert ein Überschreiten der Schaltschwelle bei gedrückter Taste, um beim Ausschalten zu verhindern, daß gleichzeitig ein neuer Zeitzyklus beginnt.

Auch als Dunkelkammer-Zeitschalter ist diese Schaltung gut geeignet. Da sie sich mit nur einem Taster betätigen läßt, sind Bedienungsfehler weitgehend ausgeschlossen.

Martin Winter



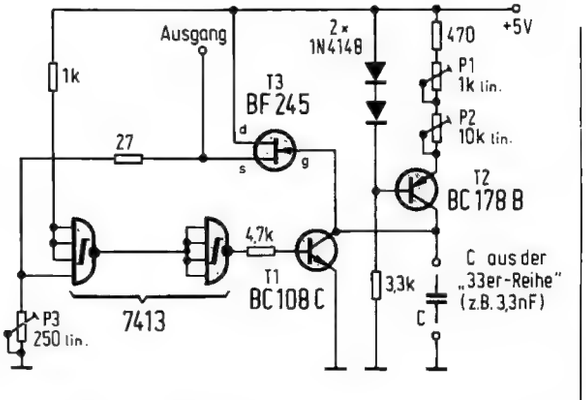
Schaltung der Treppenhaus-Beleuchtungssteuerung. Als Thyristoren eignen sich beliebige Kleinleistungs-Typen; das Relais muß eine 5...6-V-Ausführung sein

Schaltungskniff

Einfacher Sägezahngenerator

Im Verhältnis zum Bauteileaufwand lassen sich mit der hier beschriebenen Schaltung (*Bild*) recht gute Flankensteilheit und Linearität erzielen. Die Ausgangsspannung von ca. 1 V_{ss} reicht oft vollkommen aus. Der Transistor T 2 stellt mit den angeschlossenen Dioden und Widerständen eine Konstantstromquelle dar, die C linear auflädt. Mit dem Trimmer P 3 wird der Generator gestartet, danach wird P 1 so eingestellt, daß man mit P 2 eine Dekade überstreichen kann. Um die Linearität des Ausgangssignals zu erhalten, koppelt man hochohmig über T 3 aus. Überschreitet nun die linear ansteigende Spannung die obere Triggerschwelle der IS 7413, so wird T 1 leitend, und der Kondensator C wird entladen. Dies bewirkt eine Unterschreitung der unteren Triggerschwelle der IS, und der Aufladevorgang von C beginnt erneut. Die Schaltung arbeitet in einem Frequenzbereich von etwa 10 Hz bis 700 kHz zufriedenstellend.

Rainer Storn



Die Rücksetzzeit dieses Sägezahngenerators liegt bei etwa 100 ns

Lichtmessungen haben häufig einen Bezug zu dem subjektiven Eindruck, der uns durch das Auge vermittelt wird; die Definition der gängigen Einheit „Lux" trägt diesem Umstand Rechnung. Beachtet man das Verhalten des Auges nicht nur bei unterschiedlichen Farben, sondern auch bei unterschiedlichen Helligkeiten, so kann man ein adäquates Luxmeter entwerfen, das mit einem Minimum an Bauteilen Helligkeitsveränderungen über viele Zehnerpotenzen ohne Umschalten mißt.

Dipl.-Phys. N. Rohde

Digitales Luxmeter ohne Bereichsumschaltung

Erste Erfahrungen mit einem Luxmeter zeigen meist, daß sich die Resultate schlecht reproduzieren lassen. Dies liegt daran, daß Helligkeitsmessungen Energiemessungen sind und für ausreichende Empfindlichkeit einen Detektor mit einer recht großen Oberfläche benötigen. Da im allgemeinen das Licht nicht gleichmäßig aus allen Richtungen einfällt, geht die Orientierung der Detektorfläche in die Messung ein. Zusätzlich verändert sich die Helligkeit sehr stark mit dem Abstand zur Lichtquelle. Bei punktförmigen Lichtquellen nimmt sie proportional zum Quadrat des Abstandes ab. Aus Gründen der Energieerhaltung muß nämlich jede (gedachte) Kugelfläche, die die Lichtquelle umgibt, von derselben Energiemenge durchflossen werden. Da die Oberfläche proportional zum Quadrat des Radius zunimmt, führt dies zu dem genannten Gesetz.

Vom Detektor muß verlangt werden, daß er alles einfallende Licht registriert und keine Vorzugsrichtung besitzt. Zur Verbesserung können Streuscheiben dienen, die mit einer rauhen Oberfläche ausgestattet oder aus einem milchigen Material hergestellt sind und die ein diffuses Licht auf den Detektor werfen. Eine ausgeprägte Richtungsabhängigkeit, eventuell noch verstärkt durch eine Linsenoptik, kann aber auch erwünscht sein, etwa für fotografische Zwecke.

Ein weiteres Problem ergibt sich daraus, daß Licht fast immer aus einer recht variablen Mischung verschiedener Spektralfarben besteht, die der Detektor unterschiedlich registriert. So hat das menschliche Auge seine höchste Empfindlichkeit im Gelbgrünen, rotes und blaues Licht wird weniger hell empfunden. Es ist daher eher das Gegenteil eines neutralen, farbtonunabhängigen Energiemessers. Trotzdem hat es sich eingebürgert, die Farbempfindlichkeit der technischen Detektoren dem Gesichtssinn anzupassen, auch deshalb, weil ältere Meßmethoden auf Helligkeitsvergleichen mit dem Auge beruhen. Als Maß für die Helligkeit dient das Lux, das die Dimension Lichtenergie/Fläche hat, wobei jeder Spektralteil so bewertet wird, wie es der Empfindlichkeit des Auges entspricht. Dies ist vergleichbar mit der Leistungsmessung eines Tongemisches, das zuvor einen Bandpaß durchlaufen hat. Die Umrechnung der Luxwerte in Energiewerte ist nur möglich, wenn die genaue farbliche Zusammensetzung des Lichtes bekannt ist. Die mittlere Empfindlichkeit des Auges bei den einzelnen Farben wurde gemäß der V(λ)-Verteilung nach CIE international standardisiert. Alle physikalischen Phänomene, die sich zur Helligkeitsmessung eignen, haben vollständig anders verlaufende Empfindlichkeiten, die mit entsprechenden Farbfiltern ausgeglichen werden müssen. Bei genauen Luxmetern besteht der größte Aufwand in dieser Korrektur. Die exakte Messung bei unterschiedlichen Farben und Helligkeiten kann weitreichende Bedeutung haben, man denke an Verkehrsschilder und Lichtsignale. Es sei erwähnt, daß eine farbtonunabhängige Energiemessung durch die Erwärmung eines geschwärzten Körpers vorgenommen wird.

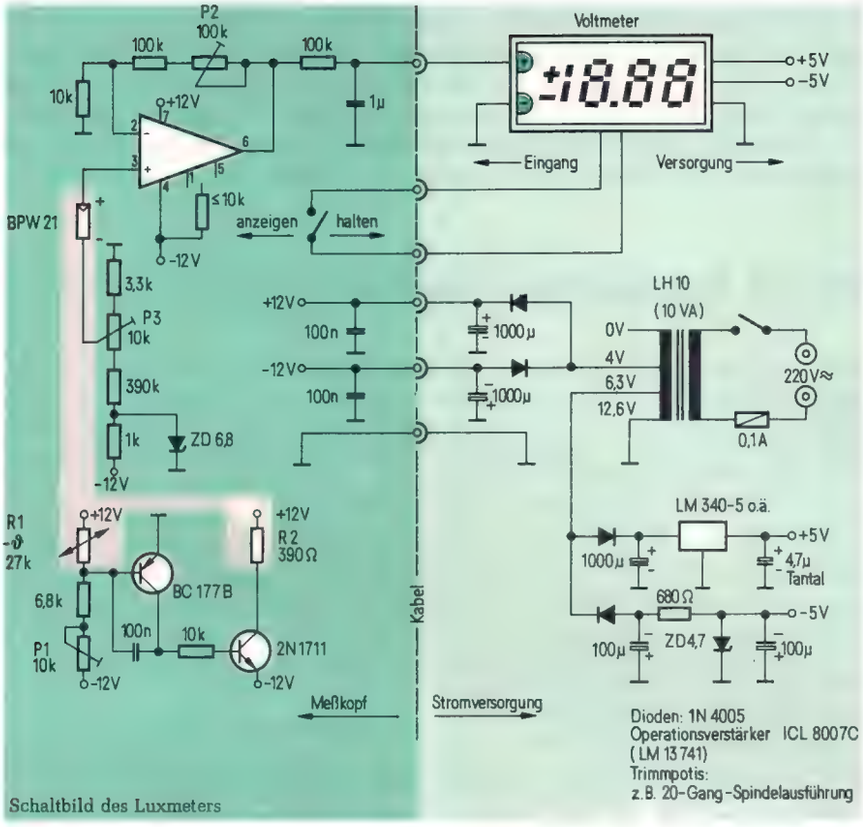
Der Empfindlichkeitsbereich des Auges umfaßt 7...8 Zehnerpotenzen. So mißt man in einer sternenklaren Nacht etwa 10^{-3} Lux, ein Mittag im Sommer ergibt 10^{5} Lux. Bemerkenswert ist dabei, daß vergleichbar mit dem Gehörsinn die subjektive Qualität der Empfindung proportional zum Logarithmus der Helligkeit zunimmt, nicht proportional zum absoluten Wert. Dies ist die Erklärung dafür, warum die beschriebenen geometrischen Zusammenhänge vom Auge kaum bemerkt werden, während sie bei linearer Skala unerwartete Schwankungen hervorrufen.

Bei einem einfachen Luxmeter muß die Genauigkeit der elektrischen Darstellung in vernünftigem Verhältnis zur Qualität der optischen Korrektur stehen. Berücksichtigt man, daß in den meisten Fällen ein Luxmeter das genauer messen soll, was zuvor mit dem Auge überprüft wurde, so ist es eine einfache und sinnvolle Lösung, nur den Exponenten der Luxwerte zu bestimmen. Man überstreicht damit ohne Umschalten den interessierenden Helligkeitsbereich. Eine Genauigkeit des Exponenten von 2 Dezimalstellen nach dem Komma ist vollkommen ausreichend. Die absolute Helligkeit wird dann mit einer Genauigkeit von ca. 2,5 % dargestellt, bei weitem besser als die vom Laien durchführbare optische Korrektur des Detektors. Für einfache Probleme („Helligkeit am Arbeitsplatz") ist die numerische Umrechnung nicht notwendig, man muß sich nur 3 Zwischenwerte notieren (*Tabelle* 1).

Die Schaltung

Als Detektor dient ein Fotoelement BPW 21, das für fotometrische Zwecke entwickelt wurde (*Bild*). Sein Arbeitsbereich liegt zwischen 10^{-2} und 10^{5} Lux. Eine wichtige Eigenschaft von Fotoelementen, die bei diesem Typ besonders genau eingehalten ist, besteht darin, daß die Leerlaufspannung proportional zum Logarithmus der Helligkeit zunimmt. Erhöht man die Helligkeit um das Zehnfache, so erhöht sich die Leerlaufspannung des benutzten Elementes um ca. 70 mV. Im Bereich von 10^{-2} Lux beträgt der Innenwiderstand mehr als 100 MΩ, so daß als Spannungsfolger ein einfacher Operationsverstärker mit FET-Eingang gerade noch ausreicht. Bei Kurzschluß des Fotoelementes besteht Proportionalität zwischen der Helligkeit und dem fließenden Strom. Daher kann durch geeignete Beschaltung auch eine lineare Anzeige erreicht werden, dann aber mit Umschaltung der Verstärkung. Der Richtwert ist etwa 7 nA/Lux. Die maximale Empfindlichkeit von Siliziumelementen, die im Infraroten liegt, wurde bei dem Typ BPW 21 mit einem eingebauten Farbfilter recht gut an die Charakteristik des Auges angepaßt, allerdings ist im Roten und im Blauen die Empfindlichkeit gegenüber dem Auge zu hoch.

Der Operationsverstärker ist so beschaltet, daß eine Helligkeitsvariation von 1:10 eine Änderung der Ausgangsspannung von 1 Volt erzeugt. Der in Klammern angegebene Ersatztyp ist nicht so hochohmig und kann bei geringen Helligkeiten zu Meßfehlern füh-



Schaltbild des Luxmeters

ren. Da das Fotoelement bei 1 Lux etwa 180 mV liefert, wird der zweite Anschluß auf negatives Potential gelegt und so die Ausgangsspannung zu Null kompensiert. Das angeschlossene RC-Glied mittelt über kurzzeitige Helligkeitsschwankungen.

Beachten muß man den starken Temperaturkoeffizienten der Leerlaufspannung, der mit −2 mV/°C die thermischen Schwankungen der übrigen Bauelemente bei weitem übersteigt. Berücksichtigt man verschiedene Raumtemperaturen und die Erwärmung bei Beleuchtung, so ist ein Temperaturbereich von 15 °C nicht zu hoch angesetzt. Es ergibt sich dann ein Fehlerfaktor von 2,7. Der notwendige Thermostat besteht aus einem Metallklötzchen, in das Bohrungen eingebracht wurden und in die das Fotoelement, der Heizwiderstand R 2 und der NTC-Widerstand R 1 eingeklebt sind. R 1 ist durch das Trimmpoti P 1 zu einem temperaturabhängigen Spannungsteiler ergänzt. Über die beiden Transistoren, den Heizwiderstand und den Metallkörper besteht eine thermische Rückkopplung, die bewirkt, daß sich an der Basis des ersten Transistors eine Spannung von etwa −0,6 V einstellt. Durch Veränderung von P 1 kann die zugehörige Temperatur vorgegeben werden.

Tabelle 1: Umrechnung

Exponent (Anzeige)	Lux
n,25	$10^{n} \times 1{,}8$
n,50	$10^{n} \times 3{,}2$
n,75	$10^{n} \times 5{,}6$
− n,25	$10^{-n-1} \times 5{,}6$
− n,50	$10^{-n-1} \times 3{,}2$
− n,75	$10^{-n-1} \times 1{,}8$

Tabelle 2: Bauteile

Digitalvoltmeter	
PM 35 A, komplett aufgebaut, A. Neye, Hamburg	
FU 7101, Bausatz, Spezial-Electronic, Bückeburg	
Spezialteile	
BPW 21	AEG-Telefunken
ICL 8007 C	Spezial-Electronic, Bückeburg –
LM 13741	National Semiconductor
20-Gang-Spindeltrimmer	Beckmann, TRW o. ähnl.
Trafo LH 10	Völkner, Braunschweig –
Graufilter 50 x 50 mm	Schott-Glaswerke,
Optische Dichte 3.0	Mainz
Material NG 9	
Referenzinstrument	Luxmeter Gamma Scientific, Typ 620-6L. Wacker GmbH, Frankfurt

Als Anzeigeinstrument dient ein fertiges Digitalvoltmeter. Es werden verschiedene, recht preisgünstige $3^1/_2$stellige Voltmeter angeboten, Bausätze sind noch günstiger. Falls das Voltmeter die Möglichkeit bietet, die Wandlung der Eingangsspannung auf elektrischem Wege anzuhalten, so sollte man davon Gebrauch machen und einen Schalter vorsehen. Der Meßwert läßt sich dann in Ruhe ablesen.

Das Netzteil ist einfach und kommt ohne Stabilisierung aus. Die Stromversorgung des Voltmeters richtet sich nach den näheren Spezifikationen. Bei LED-Anzeige muß man mit einer Spannung von +5 V rechnen; negative Spannungen werden häufig kaum belastet, so daß eine Stabilisierung mit Zenerdiode ausreicht. In jedem Falle sollte man einen separaten Gleichrichter und Ladekondensator verwenden, damit die übrige Schaltung nicht beein flußt wird.

Zum Abgleich wird zunächst der Thermostat eingestellt. Dazu bringt man ein kleines Thermometer, notfalls ein Fieberthermometer, mit reichlich Wärmeleitpaste in Kontakt zu dem Metallkörper. Die Solltemperatur beträgt etwa 35 °C, das Potentiometer überstreicht einen Bereich von ± 5 °C. Es ist etwas Geduld vonnöten, da die Zeit zum Aufheizen 5 Minuten beträgt. Zweckmäßigerweise stellt man zunächst auf tiefere Temperaturen ein. Eine Regelschwingung von ± 0,2 °C hat keine Bedeutung. Da Solltemperatur und Heizleistung ein Kompromiß sind, muß man das Fotoelement bei stärkerer Beleuchtung in den Meßpausen unbedingt abdecken.

Anschließend wird die Offsetspannung des Verstärkers kompensiert, welche die Größenordnung der Ein gangsspannung haben kann. Dies geschieht durch Einlöten von Festwiderständen an den Anschlüssen 1 oder 5, wobei die Ausgangsspannung mit dem Voltmeter kontrolliert wird. Der positive Eingang des Verstärkers liegt dabei auf Masse.

Die optische Eichung erfordert einige Vorbereitung. Zu Beginn legt man mittels P 2 die logarithmische Skala fest (P 3 in Mittelstellung). Eine Helligkeitsänderung von 1:10 muß zu einer Änderung der Anzeige von 1,00 führen; zur Verbesserung sollte man aber von vornherein die Helligkeit um einen größeren Betrag variieren. Zwei Möglichkeiten stehen zur Wahl:

Man benutzt das Entfernungsgesetz. Als Lichtquelle dient eine 100-W-Glühbirne, frei montiert ohne Schirm oder Reflektor, noch besser ist eine quasi punktförmige Niedervolt-Halogenlampe. Wegen der Gefahr von Streu-

licht erfolgt die Messung am besten Nachts im Freien, in ausreichender Höhe über dem Boden. Man wechselt mehrmals den Abstand von Glühfaden und Fotoelement zwischen den Werten 40 und 400 cm und justiert P 2 so, daß sich die Anzeige dabei um 2,00 ändert.

Wesentlich einfacher ist die Verwendung eines Graufilters. Diese Filter rufen ohne Farbveränderungen eine genau definierte Abschwächung hervor. Empfehlenswert ist ein Exemplar mit einer Abschwächung von 10^3:1. Der Abgleich von P 2 kann jetzt im Strahlengang eines Diaprojektors erfolgen (Abstand 50...100 cm). Wegen der hohen Helligkeit im Strahl ist Streulicht nicht störend, beim Abschwächen darf aber keinesfalls Licht von der Seite auf das Element fallen. Auf den senkrechten Durchtritt durch das Filter ist zu achten.

Im letzten Schritt wird mit P 3 die absolute Eichung vorgenommen. Dazu dient eine neue, frei montierte Glühbirne vom Typ Osram 100 W, 220/235 V, imatt. In Verlängerung der Achse des Sockels wurde in einem Abstand von 36,5 cm, bezogen auf die Glasfläche, 1000 Lux gemessen. Die Birne ist mit 220 Volt zu speisen, Abweichungen von ± 5 % führen zu einer Helligkeitsveränderung von ± 20 %. Möglichst kurze Belichtungsintervalle sind bei der Eichung einzuhalten.

Aufbau

Netzteil und Anzeige lassen sich in ein Tischgehäuse einbauen (*Tabelle 2*). Für das Fotoelement und die übrigen Schaltungsteile verwendet man ein kleines, schwarzes Plastikgehäuse. Als Streuscheibe kann ein Stück milchiges Plexiglas mit aufgerauhten Oberflächen ienen (z. B. Röhm Nr. 60, 3 mm stark), sie ist aber nicht unbedingt notwendig. Bei anderen Materialien darf im durchscheinenden Licht keine Verfärbung zu sehen sein, auch sollte die Abschwächung weniger als $10^{0,5}$ betragen. Für den Thermostaten verwendet man einen kleinen, blanken Aluminiumabschnitt, etwa 40 mm x 25 mm x 10 mm. Die drei Teile werden mittels 2-Komponentenkleber möglichst blasenfrei eingeklebt, das Fotoelement kann auch mit der Rückseite aufgeklebt werden. Das Metall soll vor allem den Widerstand R 2 ganz umhüllen, es eignet sich hierfür ein kleiner, glasierter Drahtwiderstand. Zur Vermeidung von thermischen Regelschwingungen ist ein geringer Abstand von R 1 und R 2 notwendig. Die Oberflächen von Gehäuse und Fotoelement sollten bündig abschließen.

Besondere Beachtungen verdient die Farbkorrektur des Fotoelementes. Es wurden daher Vergleichsmessungen mit einem kommerziellen Luxmeter höherer Qualität gemacht (*Tabelle 3*). Die auftretenden Abweichungen vom korrekten Wert sind ein Maß für die Güte des BPW 21. Außerdem liefern sie eine Korrekturgröße für ähnliche Beleuchtungssituationen. Da man sich im logarithmischen Maßstab bewegt, ist diese Größe (K) für jede Lichtart eine additive Konstante (K = 3,00 Tabellenwert). Beim Vergleich wurde durch Verändern des Abstandes zu Lichtquelle 1000 Lux eingestellt und dann das Referenzinstrument durch ein wahllos herausgegriffenes Fotoelement BPW 21 ersetzt (35 °C).

Tabelle 3: Vergleichsmessung

Lichtquelle (1000 Lux)		Farbe	Anzeige
Glühlampe Osram 100 W, mit Dimmer	Phase 180°	weiß	3,00
	100°	•	3,03
	90°	•	3,06
	80°	•	3,10
	70°	•	3,12
	60°	dunkel-orange	3,25
Osram Concentra 100 W, 40°		weiß	3,00
		rot	3,57
		gelb	3,03
		grün	3,04
		blau	3,09
Tageslicht		weiß	2,87
Leuchtstoffröhre Universal-Weiß		weiß	2,72
Halogenlampe mit Wärmefilter (Diaprojektor)		weiß	2,78
Xenon-Bogenlampe		bläulich-weiß	2,90

Bei rotem und blauen Licht ergeben sich stärkere Abweichungen gemäß der Kennlinie des Fotoelementes. Die Abweichungen bei grünem und gelben Licht liegen im Rahmen der Meßgenauigkeit. Die letzten vier Lichtarten enthalten wesentlich weniger Wärmestrahlung als Glühlampenlicht. Das Fotoelement liefert hier eine geringere Spannung, da bei der Eichung ein Teil der Anzeige auf die unzulänglich abgeschwächte Wärmestrahlung zurückzuführen ist. Wer etwa bei Tageslicht genauere Luxwerte erhalten will, gleicht deshalb mit P 3 bei Glühlampenlicht nicht auf 3,00, sondern auf 3,13 ab. Der lineare Fehler ist in diesem Beispiel immerhin 1:1,35.

Literatur

[1] Optoelektronische Bauelemente, AEG Telefunken

[2] Das Opto-Kochbuch, Texas Instruments

Nachtrag

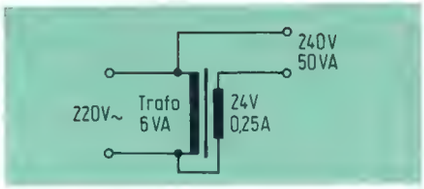
Elektronische Miniatur-Schaltuhr

FUNKSCHAU 1978, Heft 21, S. 1049

Von mehreren Lesern wurde gefragt, wie man die Schaltuhr so umbauen könne, daß sich nicht unbedingt 12-Stunden-Intervalle ergeben. Leider ist dies nicht ohne weiteres möglich, da der Teiler IS 3 (4027) ein Tastverhältnis von genau 0,5 am Ausgang liefert und damit die Einschaltzeit stets gleich der Ausschaltzeit ist. Lediglich eine Einschaltdauer von 6 Stunden läßt sich pro 24 Stunden erreichen, wie dies im Beitrag auch erwähnt ist. Autor ist übrigens N. Rohde, dessen Name durch einen unglücklichen Zufall „unter den Tisch" fiel.

Trafo-Trick

Der Verfasser sah sich eines unschönen Tages der Situation ausgeliefert, ein Video-Terminal zu besitzen, dessen Netztrafo für 240 V ausgelegt ist und dessen 5-V-Regler bei 220 V Netzspannung deswegen nicht mehr so recht funktionierte. Da ein Austausch des Trafos wegen seiner vielen Sekundärwicklungen nicht in Betracht kam, wurde eine andere Lösung gewählt (*Bild*). Besonderer Vorteil: Der zusätzliche Trafo braucht nur die *zusätzliche* Leistung zu erbringen. Seine Niedervolt- bzw. Sekundärwicklung wird dabei nach der Stromstärke dimensioniert, die am 240-V-Ausgang erforderlich ist. So ist für eine Belastbarkeit von 50 VA nur ein Trafo mit etwa 6 VA Belastbarkeit erforderlich, der wesentlich kleiner und auch preiswerter als der eigentliche (dieser Schaltung folgende) Netztrafo ist. Je nach Polarität der Sekundärwicklung können übrigens sowohl etwa 200 V als auch 240 V aus den 220 V des Lichtnetzes gewonnen werden. Fe.



240 V/50 VA aus dem 220-V-Netz zu gewinnen, erfordert keineswegs einen 50-VA-Trafo, wie diese Schaltung zeigt

In Heft 20/1978 beschrieben wir bereits ein Ladegerät für kleine NiCd-Akkus, das sich aber leider nicht ohne weiteres für die hohen Ladeströme von größeren Bleiakkus einsetzen ließ. Diesem Mangel hilft nachfolgende Schaltung ab; sie kann Ladeströme bis zu 10 A liefern und schaltet beim Erreichen der Ladeendspannung automatisch über ein Relais ab.

Hans-Joachim Wittke

Automatisches Ladegerät für Autoakkus

Die Schaltung

Dieser Schaltungsvorschlag ist eine Erweiterung des Beitrages „Batterieladegerät mit automatischer Abschaltung" in Heft 23/1975 in abgeänderter Form. Das Ladegerät schaltet bei einer Ladeschlußspannung von 14,1 V ab, damit die Batterie nicht überladen wird („kocht").

Die Praxis hat gezeigt, daß es gerade bei älteren Batterien, die im Fahrzeug geladen werden, von Vorteil ist, wenn die Batteriespannung dauernd überwacht wird, da sie bei niedrigen Temperaturen schnell wieder absinkt. Deshalb schaltet sich dieses Ladegerät bei einer U_{Batt} von 12,5 V wieder ein, so daß ein erneuter Ladevorgang beginnt. Durch das wiederholte Laden hat die Batterie eine Temperatur erreicht, die fast die normale Kapazität freisetzt.

Es können natürlich auch vorhandene Batterieladegeräte mit dieser Automatik ausgerüstet werden. Für diesen Fall ist die Schaltung in verschiedene Stufen aufgeteilt. Stufe 1 schaltet das Relais A (Reedrelais, 1x Ein) bei ca. 7,5 V ein und überbrückt den Haltekontakt b von Relais B, das ein Kammrelais mit zwei Einschaltkontakten ist.

Die Emitterspannung von T 1 ist dann durchgeschaltet, wenn seine Basis negativer als der Emitter ist. Dadurch ist auch T 2 leitend, so daß Relais A anzieht. Das geschieht je nach Ansprechempfindlichkeit der verwendeten Relais bei etwa 7,5 V. Damit ist Stufe 2 vorbereitet.

Stufe 2 arbeitet nach dem gleichen Prinzip wie Stufe 1, nur schalten T 3 und T 4 erst bei etwa 8 V Batteriespannung. Relais B hält sich über b 1 selbst und schaltet über b 2 den Trafo an das Netz. Der Ladevorgang beginnt, und die Batteriespannung steigt langsam an. Bei 12,5 V schaltet Stufe 1 ab, aber die Ladung erfolgt weiter, da Relais B noch eingeschaltet ist. Erst wenn die „kritische" Ladespannung von 14,1 V erreicht wird, schaltet Stufe 2 ab, und der Ladevorgang ist beendet.

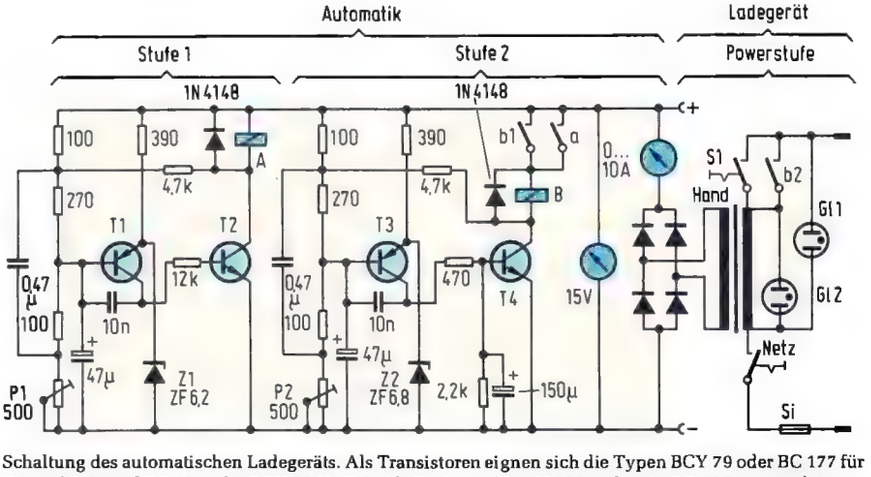
Sinkt jetzt die Batteriespannung unter 12,5 V ab, so schaltet Stufe 1 wieder ein, und der Ladevorgang beginnt von neuem, bis T 3 und T 4 wieder durchgeschaltet sind.

Die Zykluszeit des Ein- und Ausschaltens ist abhängig von der Güte der Batterie und der Außentemperatur. Auf keinen Fall kann die Batteriespannung unter 12,5 V abfallen, so daß der Wagen immer startet. Sollte die Batteriespannung einmal unter 8 V abgefallen sein, kann man das Ladegerät mit S 1 in Stellung „Hand" einschalten. Dann ist die Automatik außer Kraft, und die Batterie wird „normal" geladen. Ist U_{Batt} über 8 V angestiegen, so schaltet man wieder auf „Automatik" um und läßt die Elektronik arbeiten.

Abgleich des Ladegeräts

Beim Abgleich sollte man wie folgt vorgehen: Netzstecker des Ladegerätes ziehen und 12,5 V auf die Ausgangsbuchsen geben. P 1 so einstellen, daß Relais A gerade abfällt. Nun die Spannung auf 14,1 V erhöhen und mit P 2 Relais B zum Abfallen bringen. Variiert man die Spannung zwischen 12,5 V und 14,1 V, so muß Relais B immer ein- und ausschalten.

Sollte keine einstellbare Spannungsquelle zur Verfügung stehen, so ist folgendermaßen vorzugehen: Batterie an Ausgangsbuchsen anschließen und Netz einschalten. Leuchtet Gl 2 nicht auf, so ist der Hand-Automatik-Schalter auf „Hand" zu stellen. Wenn die Batteriespannung auf über 8 V angestiegen ist, auf „Automatik" umschalten und warten, bis die Spannung 14,1 V erreicht hat; mit P 2 Relais B zum Abfallen bringen. Batterie mit einem Verbraucher (Scheinwerferlicht einschalten) auf 12,5 V entladen und mit P 1 Re-



Schaltung des automatischen Ladegeräts. Als Transistoren eignen sich die Typen BCY 79 oder BC 177 für T 1 und T 3, und BC 107 oder BCY 59 für T 2. Als T 4 kann ein 2 N 3054 oder ein BD 187 verwendet werden, abhängig von der Stromaufnahme des Relais B, sonst BCY 59 oder BC 107

Berichtigungen

Ladezustands-Anzeigegerät für Kfz-Batterien

FUNKSCHAU 19/1978, S. 946

Im Bestückungsplan wurden einige Widerstände vertauscht, nämlich R 10 mit R 11 und R 1 mit R 2. Ferner ist die Polarität des Elkos C 1 umzudrehen. Wem die Sockelbelegung der Transistoren unklar ist – hier die Anschlüsse von oben nach unten: B, C, E.

Elektronisches Bandzählwerk für Kassettenrecorder

FUNKSCHAU 21/1978, S. 1054

Im Schaltbild wurden ein wichtiger Punkt vergessen: Bei IS 1 müssen die Pins 2 und 9 mit dem Emitter von T 4 verbunden werden. Außerdem wurden die Einer- und Hunderter-Anzeige vertauscht. Übrigens können T 3, T 4, R 3 und R 4 entfallen, wenn die Leitungslänge zwischen diesem Schaltungsteil und der CMOS-Logik unter etwa einem halben Meter bleibt.

lais A einschalten; Licht ausschalten und kontrollieren, ob das Ladegerät bei U_{max} abschaltet.

Noch ein Hinweis: Wird das Ladegerät während des Ladevorganges von der Batterie getrennt, so wird es zum „Klick-Klack", da es schaltungsbedingt immer ein- und ausschaltet. ■

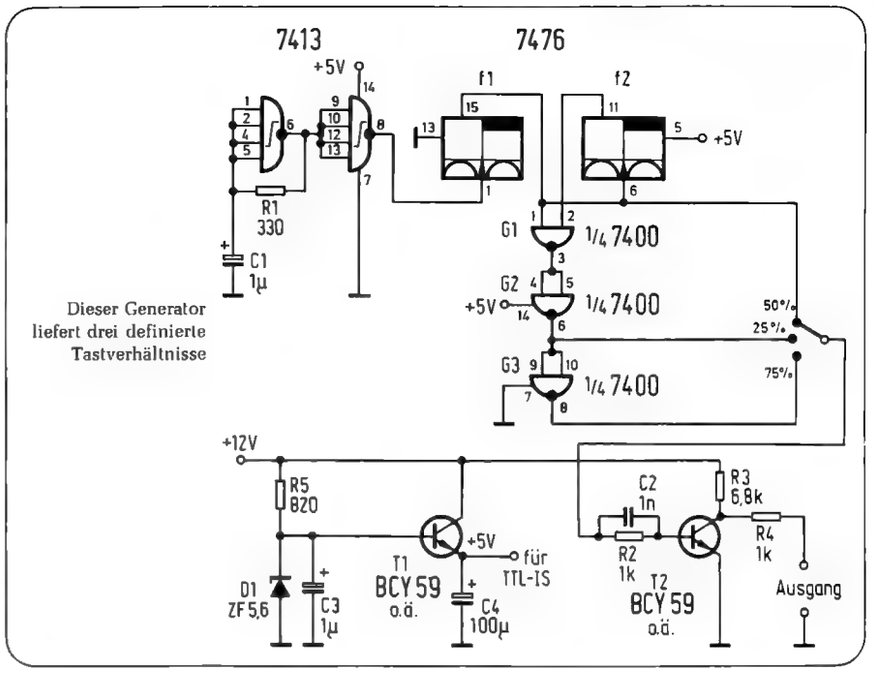
Generator mit festem Tastverhältnis

Manchmal ist es wünschenswert, ein „festverdrahtetes" Tastverhältnis zur Verfügung zu haben, weil es an passenden Meßgeräten fehlt. Im vorliegenden Falle ist die Schaltung zur Prüfung bzw. Eichung eines Schließwinkelmessers gedacht. Es stehen die Tastverhältnisse 25 %, 50 % und 75 % zur Verfügung.

Die Schaltung *(Bild)* arbeitet mit einer Versorgungsspannung von 12 V. Der Oszillator mit einem 7413, R 1 = 330 Ω und C 1 = 1 µF schwingt auf etwa 3 kHz und erzeugt eine Rechteckschwingung, die TTL-gerecht aus der zweiten Hälfte des 7413 geliefert wird. (Sollte die Frequenz zu hoch sein, so kann man C 1 auf 25 µF erhöhen; der Oszillator schwingt nun mit ca. 120 Hz.)

Der Ausgang des Oszillators führt auf den Eingang des Flipflop 7476. Dieses kippt bei jedem zweiten Impuls und hat an seinem Ausgang ein Rechteck mit dem Tastverhältnis 1 : 1 und der Frequenz f_1 zur Folge. Diese Frequenz wird in der zweiten Hälfte des 7476 halbiert und bildet f_2. f_1 und f_2 werden auf ein UND-Gatter geführt (G1 und G2). Am Ausgang entstehen positive Impulse, deren Länge 25 % der Periodendauer beträgt; werden diese invertiert (mit G3), so erhält man Impulse von 75 % der Periodendauer. Da diese Schaltung zur Eichung bzw. Prüfung eines Schließwinkelmessers gedacht ist, werden die Ausgänge auf eine Verstärkerstufe geführt. Die IS werden über die Schaltung mit R 5, D 1, T 1, C 3 und C 4 mit 5 V versorgt.

Dieter Köritz



Dieser Generator liefert drei definierte Tastverhältnisse

Uwe Steenbuck

Ein dunkler Garagenhof oder Kfz-Einstellplatz ist für den Autofahrer eine Plage. Aus diesem Grunde stellen wir hier eine Schaltung vor, die es einerseits ermöglicht, von der Wohnung aus durch Tastendruck die Hofbeleuchtung für eine einstellbare Zeit einzuschalten, die andererseits jedoch auch bei der Rückkehr mit dem Pkw über einen lichtempfindlichen Widerstand, vom Scheinwerfer gesteuert, die Hofbeleuchtung oder Garagenbeleuchtung einschaltet; die Ausschaltung erfolgt automatisch nach Ablauf einer vorprogrammierten Zeit.

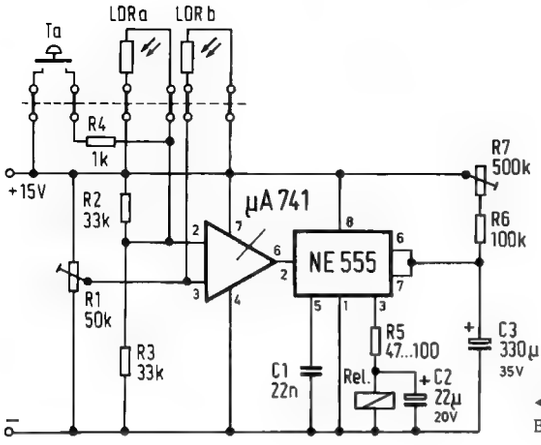
Automatische Hofbeleuchtungsanlage

Die Schaltung

Die von den Fotowiderständen LDR a und LDR b abgegebenen Signale (*Bild 1*) werden von der IS 741 digitalisiert und der folgenden IS 555, die als Timer geschaltet ist, zugeführt; das Ausgangssignal des 555 steuert ein Relais an. Dieses Relais dient entweder zur unmittelbaren Ansteuerung der Hofbeleuchtung oder zur Ansteuerung eines Schaltschützes. Bei entsprechender Einstellung des Potentiometers R 1 entspricht das Ausgangssignal der IS 741 jeweils fast der Versorgungsspannung, wenn beide Fotowiderstände LDR a und LDR b jeweils gleichzeitig gleichmäßig beleuchtet oder unbeleuchtet sind. Erst wenn LDR b unbeleuchtet ist, also einen geringen Widerstandswert hat, und LDR a beleuchtet ist, sinkt die Ausgangsspannung am Pin 6 des 741 auf etwa ein Fünftel der Versorgungsspannung ab. Umgekehrte Belichtungsverhältnisse haben auf die Ausgangsspannung des 741 jedoch keinen Einfluß.

Wenn also LDR b so montiert ist, daß er lediglich von der Tageshelligkeit oder Dämmerung beeinflußt wird, so wird eine Beleuchtung des LDR a lediglich bei Dunkelheit einen Spannungsabfall am Ausgang des 741 auslösen. Der LDR a muß also so montiert werden, daß er bei Dunkelheit vom Scheinwerfer eines auf den Garagenhof fahrenden Pkw beleuchtet wird.

Mit dem Spannungsabfall am Pin 6 des 741 auf etwa ein Fünftel der Versorgungsspannung wird der Eingang der Timer-IS getriggert. Eine unmittelbare Ansteuerung ist möglich, da bereits bei einem Abfall unter ein Drittel der Versorgungsspannung die Triggerung erfolgt. Am Ausgang des 555 erscheint für die dem RC-Glied R 7, R 6 und C 3 entsprechende Zeitdauer eine positive Spannung. Mit dieser positiven Span-



◀ Bild 1. Schaltung der automatischen Beleuchtungssteuerung

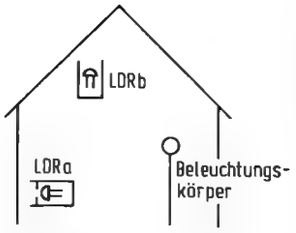


Bild 2. Montage der beiden Fotowiderstände

nung kann unmittelbar ein Relais angesteuert werden. Bei den angegebenen Werten, R 7 = 500 kΩ, R 6 = 100 kΩ und C 3 = 330 µF, ist mit R 7 eine Zeiteinstellung von etwa 1...5 Minuten möglich. Die Schaltdauer ist in einem weiten Rahmen variierbar, wenn die Werte für R 7 und C 3 verändert werden. Allerdings muß berücksichtigt werden, daß bei der Vergrößerung des Elektrolytkondensators C 3 sich auch die Leckströme vergrößern.

Mit dem Taster TA kann bei Dunkelheit von der Wohnung aus der Schaltvorgang ausgelöst werden.

Montage der Fotowiderstände

Der LDR b sollte so montiert werden, daß er *ausschließlich* von der Grundhelligkeit Tag/Nacht beeinflußt wird. Fremdlicht (Straßenbeleuchtung usw.) darf ihn nicht beeinflussen.

Der LDR a ist so zu montieren, daß er ebenfalls nicht von Fremdlicht beeinflußt werden kann. Vor allem darf er nicht von der Hofbeleuchtung selbst nach Einschalten beleuchtet werden, da dann der 555 ständig getriggert wäre und eine automatische Abschaltung nicht erfolgt! Er sollte daher in einem Rohrstück etwas zurückgesetzt montiert werden, damit bei abnehmendem Tageslicht sein Widerstand sich etwas früher verringert als der des LDR b. Hier kann auch der Einbau einer kleinen Lochblende hilfreich sein (*Bild 2*).

Die obige Schaltung kann selbstverständlich auch für andere Zwecke eingesetzt werden. Denkbar wäre der Einsatz als Treppenautomat, um zu verhindern, daß die Treppenhausbeleuchtung bei ausreichendem Tageslicht eingeschaltet wird. Hier könnte LDR entfallen; LDR b müßte so im Treppenhaus montiert werden, daß er dort die Grundhelligkeit aufnimmt. Die Schaltung würde dann durch den Taster TA ausgelöst werden.

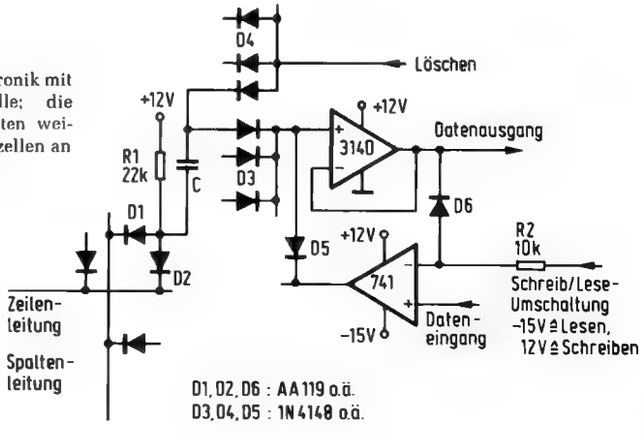
Schaltungskniff

Adressierbarer Analogwertspeicher

Der hier beschriebene Speicher eignet sich z. B. zur Verzögerung von Nf-Signalen und zur Sprachverschlüsselung. Das Adressieren und Löschen des Speichers kann von CMOS-Bausteinen, die zwischen 0 V und −15 V betrieben werden, übernommen werden. Wird der Löscheingang auf 0 V gelegt, so werden nicht adressierte Zellen gelöscht und die Kondensatoren aufgeladen. Um eine Zelle zu adressieren, muß je eine Zeilen- und Spaltenleitung auf 0 V gelegt werden. Das *Bild* zeigt eine Speicherzelle mit der Schreib/Lese-Elektronik. Im Lesebetrieb (Umschalteingang auf −15 V) sperren D 5 und D 6, so daß die Information unverändert am Ausgang des Spannungsfolgers 3140 steht. Liegt der Umschalteingang auf +12 V, dann entlädt die IS 741 den Kondensator auf die Spannung, die am Dateneingang steht.

Die Zeit, für die die Information gespeichert werden kann, ist außer vom Wert des Kondensators auch von den Sperrströmen der Dioden D 3, D 4 und D 5 abhängig. Sie sollten daher Silizium-Dioden sein, die nach geringsten Sperrströmen ausgesucht wurden. Wird ein 1-µF-Kondensator eingesetzt, so ändert dieser seine Spannung etwa um 0,2 V/min. Mit ausgesuchten Dioden und größeren Kapazitätswerten lassen sich noch bessere Ergebnisse erzielen.

Henrik Schmid



Schreib/Lese-Elektronik mit einer Speicherzelle; die freien Dioden deuten weitere Speicherzellen an

Mit den Klangreglern handelsüblicher Geräte sind die Korrekturmöglichkeiten bei nicht zufriedenstellendem Wiedergabefrequenzgang sehr begrenzt: Im allgemeinen lassen sich nur die Höhen und Tiefen sehr breitbandig beeinflussen. Erheblich wirkungsvollere Eingriffe in den Frequenzgang erlaubt die nachfolgend beschriebene, sehr einfach aufzubauende Schaltung. Durch Kaskadierung von zehn solchen Grundschaltungen mit versetzten Mittenfrequenzen überstreicht man den gesamten Tonbereich und kann in etwa oktavenbreiten Abschnitten die Frequenzen nach Bedarf anheben oder absenken.

Gerhard Jahn

Equalizer-Baustein

Es wurde ein Schaltungskonzept angestrebt, das mit möglichst wenigen und leicht beschaffbaren Bauteilen auskommt. Trotz ihrer Einfachheit eignet sich die Schaltung für den Einsatz in Hi-Fi-Anlagen bis über die Mittelklasse hinaus und übertrifft die Forderungen der DIN 45500. Lediglich für Spitzenanlagen wird man vielleicht zu einer noch komfortableren und entsprechend aufwendigeren Lösung greifen.

Bild 1 zeigt die Grundschaltung einer Klangreglereinheit, welche sich in dieser Form bereits zu einem Mehrbereichs-Equalizer kaskadieren läßt. Mit Hilfe eines linearen Potentiometers kann der Frequenzgang zwischen maximaler Anhebung und maximaler Absenkung kontinuierlich in dem durch C_1 und C_2 vorgegebenen Frequenzbereich eingestellt werden. Die mit der Schaltung erhältlichen theoretischen Frequenzgänge sind unter der Voraussetzung eines „idealen" Verstärkers in *Bild 2* dargestellt. Hierbei ist der Berechnung ein Verhältnis P/R = 10 und $C_1/C_2 = 15$ zugrunde gelegt. Parameter ist der relative Drehwinkel α des Potentiometers. Bei Mittenstellung ($\alpha = 0{,}5$) ergibt sich ein linearer Frequenzgang.

In der Praxis auftretende leichte Abweichungen von den gezeigten Kurven sind auf unvermeidliche Bauelementetoleranzen zurückzuführen. Eine Beeinflussung durch ein „reales" Verhalten von Operationsverstärkern ist in dieser Schaltung vernachlässigbar gering.

Wenn u_a die Ausgangsspannung und u_e die Eingangsspannung nach Bild 1 sind, erhält man die in Bild 2 gezeigten Frequenzgänge nach der Formel:

$$\frac{u_a}{u_e} = \sqrt{\frac{(2/P+1/R-4\pi^2f^2C_1C_2R)^2 + 4\pi^2f^2(C_1R/P+\alpha C_1+2C_2)^2}{(2/P+1/R-4\pi^2f^2C_1C_2R)^2 + 4\pi^2f^2(C_1R/P+C_1-\alpha C_1+2C_2)^2}}$$

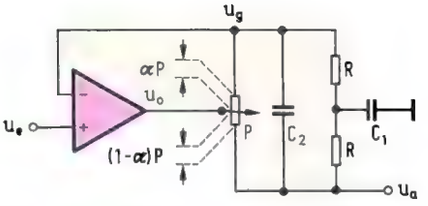


Bild 1. Grundschaltung einer Equalizer-Einheit

R und P sind darin in Ω, C_1 und C_2 in F und f in Hz einzusetzen. Die Herleitung dieser und weiterer Formeln ist etwas umständlich, deshalb soll hier darauf verzichtet werden.

ist intern phasenkompensiert, wodurch sich die Stabilität der damit aufgebauten Schaltungen wesentlich erhöht.

Als optimale Widerstandsdimensionierung wird empfohlen: R = 10 kΩ, P = 100 kΩ linear. Bei P/R-Verhältnissen von mehr als 10 werden die Kurven in Bild 2 etwas steiler, aber es kann leichter zu Übersteuerungen des Operationsverstärkers kommen. Mit P/R kleiner als 10 verflachen sich die Kurven. Bei Operationsverstärkern mit FET-Eingang ist eine Vergrößerung der Widerstandswerte unter Beibehaltung des P/R-Verhältnisses leicht möglich.

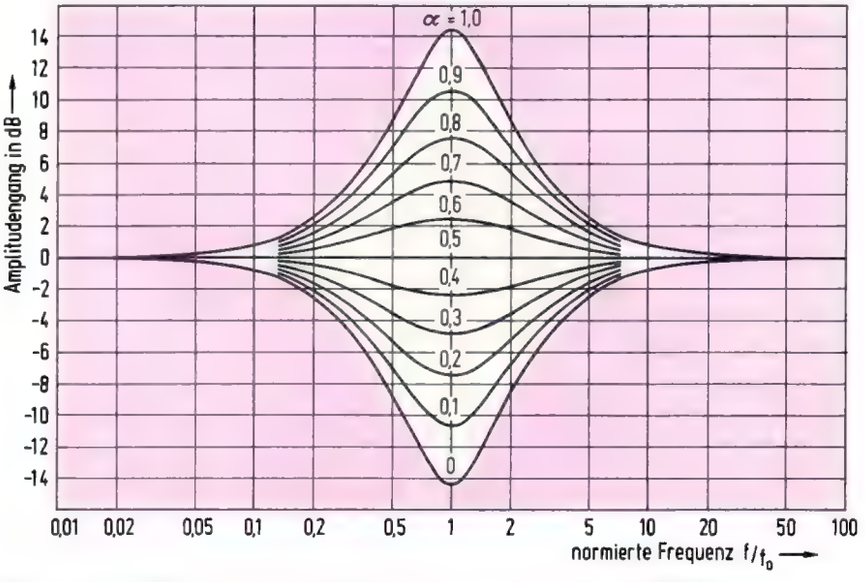


Bild 2. Frequenzabhängigkeit der Ausgangsamplitude eines aktiven Filters nach Bild 1

Als Verstärker wird der allgemein erhältliche, preiswerte Operationsverstärker vom Typ 741 vorgeschlagen, was jedoch den Einsatz ähnlicher Typen, eventuell auch mit FET-Eingängen nicht ausschließt, z. B. TL081. Der 741

Auch das C_1/C_2-Verhältnis beeinflußt stark die Charakteristik. Ist es sehr groß, wird die Schaltung breitbandiger, ist es klein, kommt es ebenfalls zu einer Abflachung der Kurven.

Als Ausgangspunkt zur Dimensionierung der Kondensatoren geht man von der Formel für die Mittenfrequenz aus:

$$f_o = \frac{1}{2\pi}\sqrt{\frac{2R+P}{C_1C_2PR^2}}$$

Unter Vorgabe eines bestimmten Verhältnisses C_1/C_2 (in unserem Beispiel 15) erhält man daraus:

$$C_1 = \frac{1}{2\pi f_o}\sqrt{\frac{C_1}{C_2}\cdot\frac{2R+P}{R^2P}} = \frac{1}{2\pi f_o}\sqrt{\frac{15(2R+P)}{R^2P}}$$

$$C_2 = \frac{1}{2\pi f_o}\sqrt{\frac{C_2}{C_1}\cdot\frac{2R+P}{R^2P}} = \frac{1}{2\pi f_o}\sqrt{\frac{2R+P}{15\,R^2P}}$$

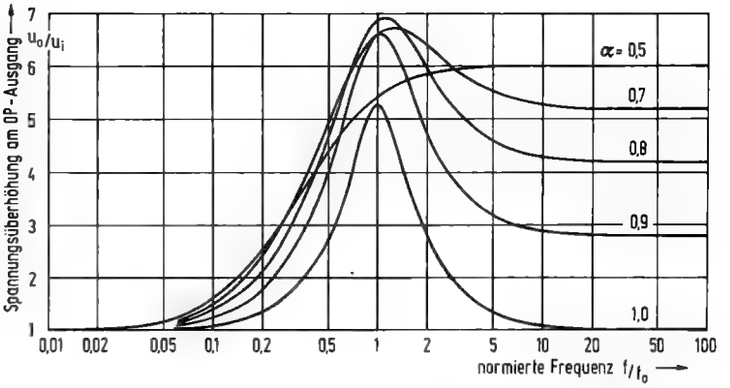


Bild 3. Ausgangsspannungs-Überhöhung am Operationsverstärker in Abhängigkeit von der (auf die Resonanz) normierten Frequenz

Da die jeweilige Mittenfrequenz f_o und C_1/C_2 vorgegeben werden, erhält man im allgemeinen nach diesen Formeln Kondensatorwerte, die nicht handelsüblich sind. Außerdem werden die meisten Kondensatoren der E-6-Reihe mit Toleranzen ±20 % geliefert. Aus diesem Grunde sind bei unserer Schaltung fast durchgehend Zweierkombinationen von Kondensatoren vorgesehen, mit denen sich die angestrebten Mittenfrequenzen bereits recht gut erreichen lassen. Die *Tabelle* zeigt eine Zusammenstellung dieser Kombinationen. Zusätzliche toleranzbedingte Abweichungen müssen durch Ausmessen der Kondensatoren und entsprechende Korrekturen der Tabellenwerte berücksichtigt werden.

Hat man auf diese Weise die Werte der passiven Bauelemente ermittelt, läßt sich daraus die maximal erreichbare Verstärkung der Mittenfrequenz f_o wie folgt ermitteln:

$$\left.\frac{u_a}{u_e}\right|_{max} = \frac{C_1R+C_1P+2C_2P}{C_1R+2C_2P}$$

Als nächstes sollen die Aussteuerbarkeitsgrenzen der Schaltung untersucht werden. Grundsätzlich kann ein stark gegengekoppelter Operationsverstärker bis kurz vor das obere bzw. untere Anstoßen an die Versorgungsspannung mit vernachlässigbar kleinem Klirrfaktor betrieben werden. Das heißt, nach den Datenblättern kann bei einer Versorgungsspannung von insgesamt 30 V ein Signalspannungshub von mindestens U_{ss} = 24 V am IS-Ausgang unverzerrt abgegeben werden, allerdings mit Einschränkungen bei sehr hohen Frequenzen.

In unserer Schaltung ergibt sich am IS-Ausgang in Abhängigkeit von der Potentiometerstellung ein Frequenzgang, der sich – ausgenommen die Grenzstellungen – sowohl vom Frequenzgang am Eingang (u_e) als auch von dem am Ausgang (u_a) unterscheidet. Wir bezeichnen die IS-Ausgangsspannung mit u_o und zeigen in *Bild 3* deren Frequenzgang in Abhängigkeit einiger Potentiometerstellungen α. u_e wird hierbei als frequenzlinear angenommen. Auffallend ist hierbei die starke Anhebung der Frequenzen oberhalb f_o. Selbst bei α = 0,5, wo das Gesamtübertragungsverhalten für u_a linear ist, wird u_o in den Höhen um den Faktor 6 angehoben. Zu beachten ist auch, daß im Bereich um α = 0,7 bis 0,8 in der Nähe von f_o eine Spannungsüberhöhung bis zum 7fachen auftreten kann. Bei α <0,5 liegen die Kurven durchwegs unterhalb derjenigen von α = 0,5. Zur Berechnung dieser Kurven dient die Formel:

$$\frac{u_o}{u_e} = \left|\sqrt{\frac{\left\{\frac{2}{P}+\frac{1}{R}-4\pi^2f^2\left|C_1C_2R+2(\alpha-\alpha^2)C_1C_2P\right|\right\}^2+4\pi^2f^2\left(\frac{C_1R}{P}+C_1+\frac{(\alpha-\alpha^2)C_1P}{R}+2C_2\right)^2}{\left(\frac{2}{P}+\frac{1}{R}-4\pi^2f^2\,C_1C_2R\right)^2+4\pi^2f^2\left(\frac{C_1R}{P}+C_1-\alpha C_1+2C_2\right)^2}}\right|$$

Aus dem dargestellten Verhalten ergibt sich, daß die Eingangsspannung u_e maximal 24 $V_{ss}/7 \approx 3{,}4$ V_{ss} betragen darf, um Verzerrungen von u_o durch Amplitudenbeschneidung zu vermeiden.

In den Höhen oberhalb einiger kHz kommt bei den meisten intern kompensierten Operationsverstärkern noch die Begrenzung durch die maximale Spannungsanstiegsgeschwindigkeit hinzu (in den Datenblättern oft als slew rate bezeichnet). Hier wird die maximal übertragbare Amplitude nicht durch Abschneiden der Spitzen, sondern durch die Trägheit der Spannungsänderung am IS-Ausgang hervorgerufen, wo im Extremfall ein Sinus zum Dreieck verzerrt werden kann. Allgemein läßt sich sagen, daß der 741 eine Frequenz von 15 kHz noch mit einer Ausgangsamplitude von etwa 5 V_{ss} und 5 kHz mit etwa 15 V_{ss} brauchbar verarbeiten kann. Verwendet man schnellere Operationsverstärker, dann lassen sich diese Grenzen erweitern. Auf Grund der statistischen Frequenzverteilung üblicher Tonquellen besteht jedoch in der Praxis kein Anlaß zur Ergreifung besonderer Maßnahmen, wenn man durch Pegelanpassung dafür sorgt, daß die Eingangssignalspannung an keiner Stufe ca. 1 V_{ss} übersteigt. In den Tiefen wären sogar noch 3,4 V_{ss} zulässig.

Der Signal-Rausch-Abstand ist ausreichend hoch; bei einem Eingangsquellwiderstand = 10 kΩ erhält man mit α = 0,5 am Ausgang einer Grundschaltung etwa u_r = 50 μV_{ss}. Eine Kaskade zehn solcher Schaltungen erzeugt $u_r \approx 150$ μV_{ss}, das ergibt bezogen auf nur 1 V_{ss} für Vollaussteuerung einen Signal-Rausch-Abstand von 76 dB.

Die bisher beschriebene Schaltung kann in dieser Form bereits zu einem kompletten Equalizer für zehn Tonbereiche kaskadiert werden. *Bild 4* zeigt die Blockschaltung dazu, wobei jedes Kästchen eine entsprechend dimensionierte Grundschaltung nach Bild 1 darstellt. Eine mögliche Gleichspannungsverschiebung durch Offsetspannungen der Verstärker ist vernachlässigbar, da sie in der Gesamtschaltung höchstens die Größenordnung von 100 mV erreicht. Der letzte Verstärker hat die Funktion eines Impedanzwandlers, um das letzte Netzwerk von nachfolgenden Schaltungen zu entkoppeln. Die Dimensionierung des Ausgangskondensators richtet sich in erster Linie nach der Eingangsimpedanz der Folgeschaltung.

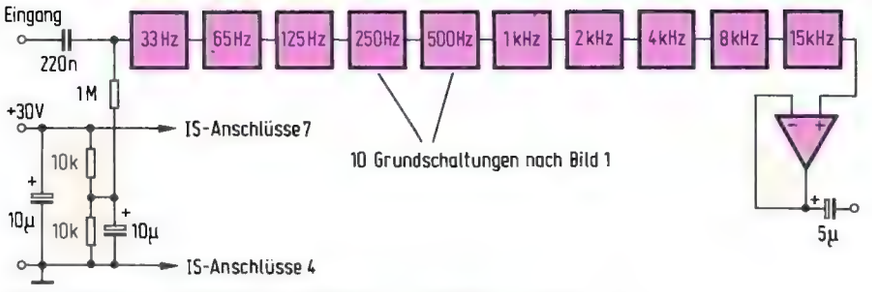


Bild 4. Equalizer mit zehn Frequenzbereichen in einfachster Ausführung

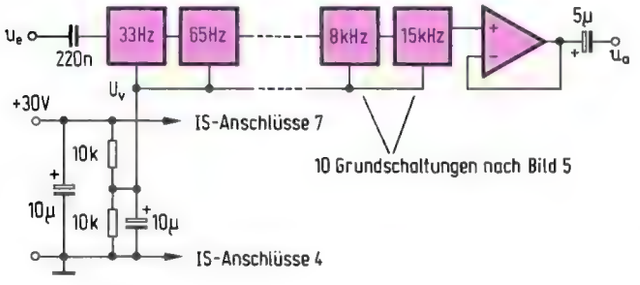


Bild 8. Zehn-Bereichs-Equalizer mit gleichstromfreien Potentiometern. Durch Aufteilen der Betriebsspannung wird ein künstlicher Bezugspegel geschaffen

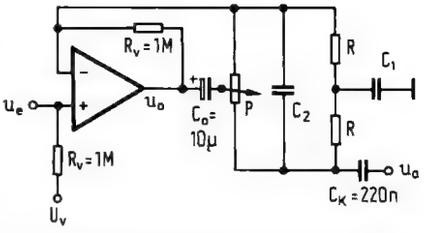


Bild 5. Schaltung mit gleichstromfreiem Potentiometer. Sie ist bei Verwendung eines 741 als Operationsverstärker empfehlenswert, um Kratzgeräusche zu vermeiden; bei FET-Operationsverstärkern ist sie nicht erforderlich

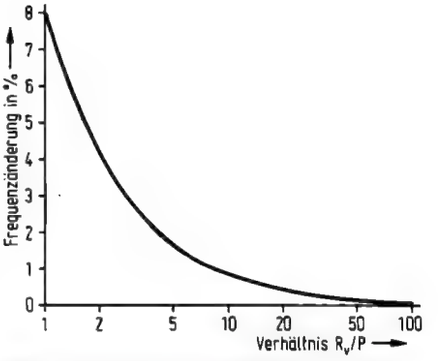


Bild 6. Einfluß des Vorwiderstandes R_v aus Bild 5 auf die Resonanzfrequenz

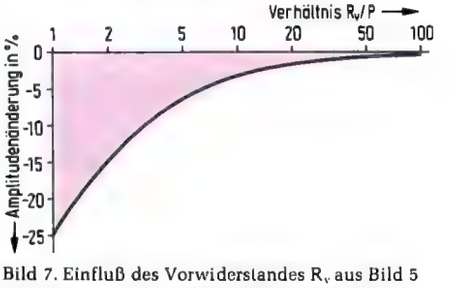


Bild 7. Einfluß des Vorwiderstandes R_v aus Bild 5 auf die maximale Amplitudenanhebung bei f_o

Ein kleiner Nachteil der bisherigen Schaltung soll noch erwähnt werden: Die Potentiometer werden von den Eingangsgleichströmen der Operationsverstärker durchflossen. Dies setzt entweder eine gute Qualität der Potentiometer voraus, oder man muß bei weniger guten Potis mit Kratzgeräuschen im Lautsprecher bei deren Betätigung rechnen. Im stationären Zustand treten jedoch keine Störungen auf.

Wer auf jeden Fall Nebengeräusche dieser Art vermeiden möchte, kann die Schaltung entsprechend *Bild 5* erweitern. Die Potentiometer sind durch Einfügen der Vorwiderstände R_v und von Trennkondensatoren gleichstromfrei. Die Dimensionierung von R_v ist ein Kompromiß: Sehr große R_v-Werte sind nur bei FET-Eingängen der Verstärker möglich. Bei bipolaren Eingängen (z. B. beim 741) kann hierdurch die Eingangsstromdifferenz (der Offsetstrom) eine unzulässig hohe Verschiebung der Ausgangsgleichspannung verursachen, was den Dynamikbereich für das Tonsignal einschränkt. Andererseits bewirken zu kleine R_v eine Verschiebung von f_o sowie ein Absinken der maximal möglichen Verstärkung von f_o. Die *Bilder 6 und 7* zeigen den Einfluß von R_v auf diese Eigenschaften. Als günstiger Wert wird R_v = 1 MΩ empfohlen; das bringt bei P = 100 kΩ eine Frequenzerhöhung um 0,83 % und einen Maximalamplitudenabfall von 3,3 %. Andererseits bleibt bei einem maximalen Offsetstrom von 300 nA die daraus sich ergebende Ausgangsspannungsabweichung von 300 mV noch genügend klein. Bei Verwendung von Operationsverstärkern mit pnp-Eingangsstufen muß entgegen unserem Schaltbild der Elko am IS-Ausgang umgepolt werden. *Bild 8* zeigt das Blockschaltbild eines Equalizers mit der Grundschaltung nach Bild 5.

Eine für beide Schaltungsvarianten geeignete Platine zeigt *Bild 9*. Aus *Bild 10* geht die Bestückung für die Schaltung nach Bild 8 hervor. Die Verbindungen zu den Potentiometern erfolgen am besten über dreiadrige verdrillte Leitungen. Es ist jedermann freigestellt, bei Stereoausführungen entweder Tandempotis für gemeinsame Kanaleinstellung oder Einzelpotis für individuelle Einstellung zu wählen. Als Stromversorgung sind 30 V stabilisiert oder zumindest gut gesiebt vorgesehen. Der Stromverbrauch eines 741 beträgt nach Herstellerangaben maximal 2,8 mA. Berücksichtigt man die im Extremfall aus den IS-Ausgängen über die Netzwerke abfließenden Ströme, so kann man als maximalen Stromverbrauch einer solchen Platine 40 mA ansetzen.

In *Bild 11* ist ein weiterer Bestükkungsplan für die einfachere Schaltung nach Bild 4 auf der gleichen Platine dargestellt. Sämtliche Koppelkondensatoren außer denen am Ein- und Ausgang werden durch Drahtbrücken ersetzt und die Vorwiderstände R_v ein-

Mittenfrequenzen und Kondensatorwerte für einen 10-Bereichs-Equalizer.

Nennfrequenz/Hz	$C_{1\ theor.}$/nF	gewählte C_1-Kombination/nF	$C_{2\ theor.}$/nF	gewählte C_2-Kombination/nF	resultierende Mittenfrequ. f_o
33	2050	1000+1000	136	68+68	33,4
65	1040	680+330	69	47+22	66.0
125	540	470+68	36	33+3,3	125
250	270	220+47	18	15+3,3	249
500	135	100+33	9	6,8+2,2	504
1k	68	68	4,5	2,2+2,2	1008
2k	34	33+1	2,25	2,2	2016
4k	17	15+2,2	1,13	1+0,1	4008
8k	8,5	6,8+1,5	0,56	0,47+0,1	8016
15k	4,5	4,7	0,3	0,22+0,068	15000

fach weggelassen. Nur der 1-MΩ-Widerstand am nicht invertierenden Eingang der ersten Stufe muß bleiben.

Nach der ersten Inbetriebnahme sollten die Gleichspannungen an allen IS-Ausgängen überprüft werden. Sie müssen gleich der halben Versorgungsgleichspannung, also 15 V sein. Gelegentlich auftretende Abweichungen bis zu einigen 100 mV sind zulässig. Erst bei Differenzen im Volt-Bereich ist die Schaltung näher auf Fehler zu untersuchen. Der Aufbau ist wenig schwinganfällig; tritt wider Erwarten einmal so etwas auf, dann läßt sich durch einen keramischen Kondensator von 10 pF zwischen Ausgang und invertierendem Eingang des schwingenden Verstärkers leicht Abhilfe schaffen.

Abschließend sei noch einmal auf die bereits erwähnten Aussteuerungsgrenzen hingewiesen. Durch die multiplikative Wirkung der Kaskadenschaltung können bei gleichzeitiger übertrieben kräftiger Anhebung mehrerer, insbesondere benachbarter Bereiche unter Umständen besonders hohe Amplituden entstehen, die die Verstärker nicht mehr einwandfrei verarbeiten können. Bei zweckmäßiger Bedienung im Sinne einer Frequenzlinearisierung wird man jedoch immer ein ausgewogenes, verzerrungsfreies Klangbild erhalten.

Es sei noch auf den inzwischen sehr preiswert im Handel erhältlichen Operationsverstärker TL 081 von Texas In-

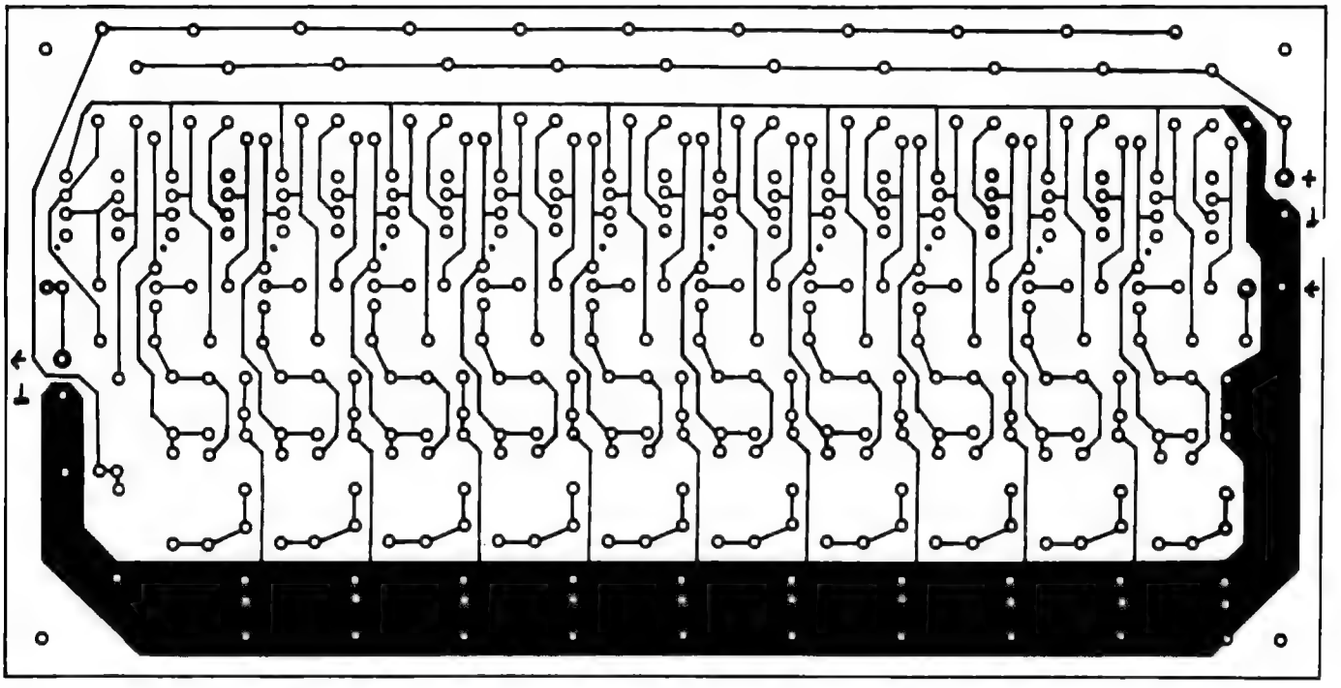


Bild 9. Passende Platine für einen 10-Bereichs-Equalizer

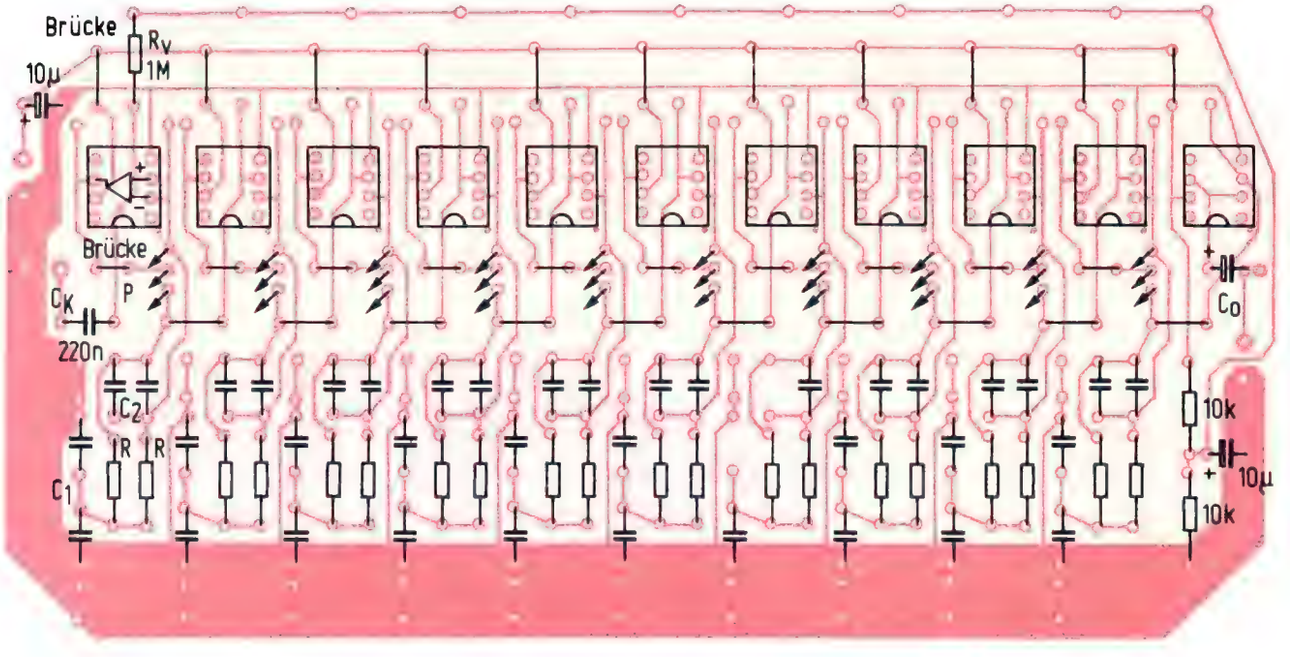


Bild 10. Bestückung der Platine nach der Schaltung in Bild 8

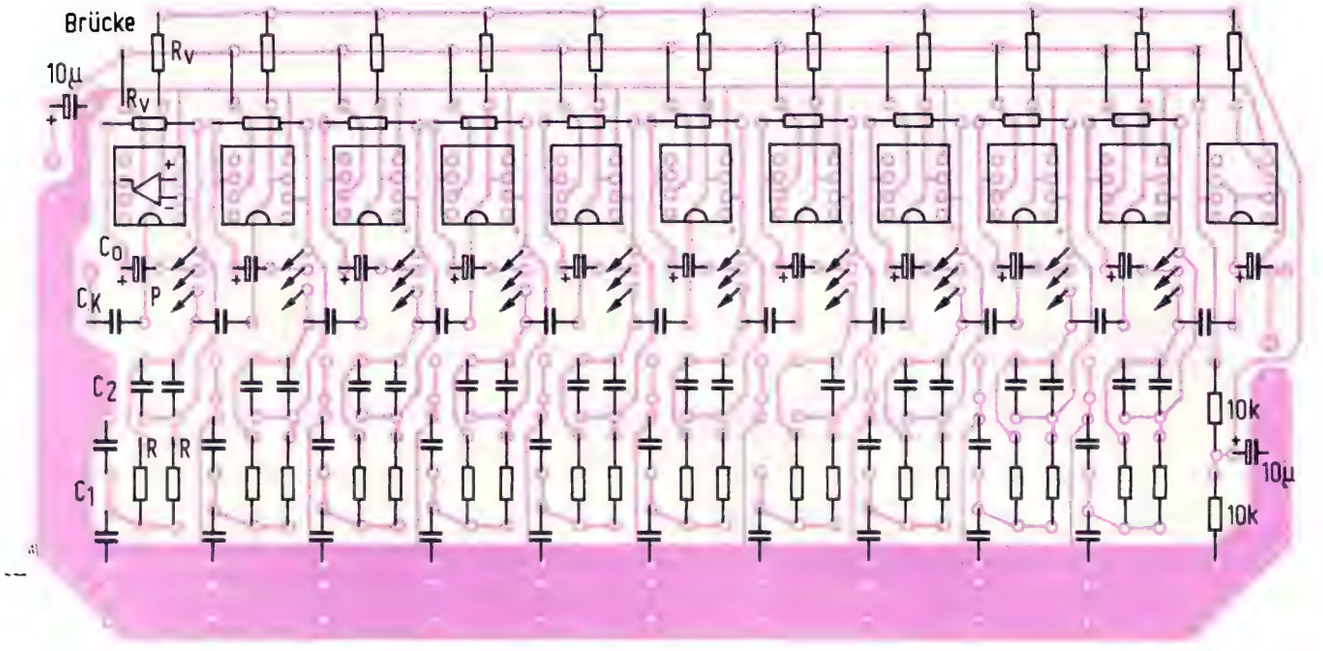


Bild 11. Bestückung der Platine aus Bild 9 nach der Schaltung in Bild 4

struments mit FET-Eingang hingewiesen, welcher die gleiche Anschlußbelegung wie der 741 hat, aber diesem in verschiedenen Punkten überlegen ist. Insbesondere ist das Übertragungsverhalten bei hohen Frequenzen wegen der wesentlich höheren „slew rate" erheblich besser. Bis über 100 kHz können bei einer Eingangsamplitude von U_{ss} = 3,4 V in der Schaltung nach Bild 4 bzw. 5 verarbeitet werden; damit ist die Gefahr von Übersteuerungen und transienten Intermodulationsverzerrungen im hohen Tonfrequenzbereich beim Auftreten größerer Amplituden erheblich reduziert. Infolge der höheren Aussteuerbarkeit konnte ein Dynamikumfang der Gesamtschaltung von etwa 90 dB erreicht werden. Durch die um etwa drei Zehnerpotenzen kleineren Eingangsströme treten in der einfachen Schaltung nach Bild 4 kaum noch Geräusche beim Betätigen der Potentiometer auf. Eine mit diesem Operationsverstärker bestückte Schaltung dürfte daher selbst für Hi-Fi-Anlagen der oberen Klasse als Zusatzgerät interessant werden. ■

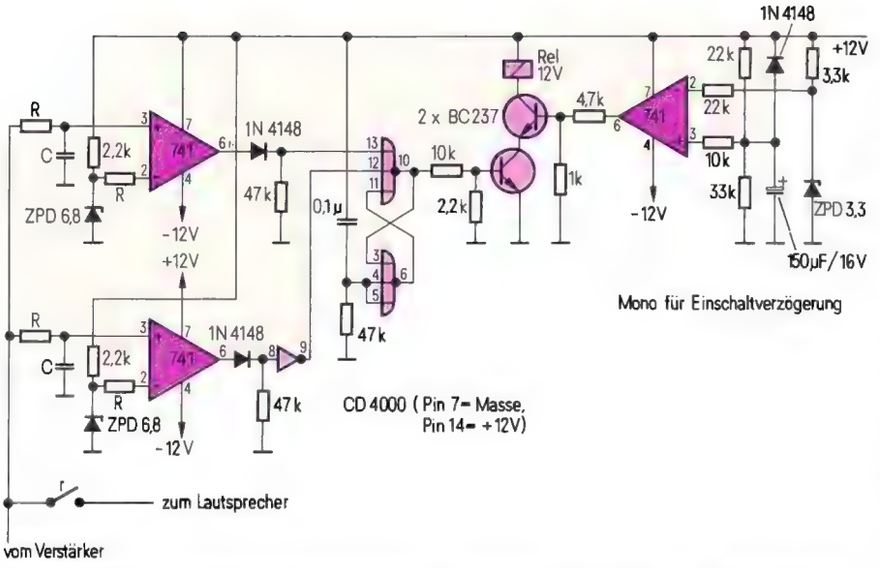
Nullspannungsindikator für Nf-Endstufen

Vorgestellt wird hier eine Schutzschaltung für Lautsprecher, die mit leistungsfähigen eisenlosen Endstufen betrieben werden. Ein „Verdampfen", verursacht durch Defekte in der Endstufe oder Ansteuerung durch extrem niedrige Frequenzen wird durch sie wirksam vermieden.

Insbesondere Lautsprecher, die mit Hilfe direkt gekoppelter, elkoloser Endstufen betrieben werden, laufen Gefahr, durch einen Defekt in den Endstufen zerstört zu werden. In erhöhtem Maße trifft dies bei Endstufen zu, die im Eigenbau entstanden sind: In der Regel sind derartige Verstärker nicht in dem Maße ausgereift und erprobt, wie dies von einem industriell produzierten Gerät erwartet werden kann. Es empfiehlt sich deshalb sehr, eine Sicherheitsschaltung in Eigenbauverstärkern vorzusehen, zumal in letzter Zeit besonders hochwertige Geräte der einschlägigen Industrie auf dem Markt erschienen sind, die ebenfalls mit derartigen Schutzschaltungen ausgerüstet sind. Zum einen schützt eine derartige Schaltung den Lautsprecher vor einem zu hohen Gleichstromanteil; da ein dynamischer Lautsprecher einen sehr niedrigen reellen Widerstand besitzt (bei 4 Ω Nennimpedanz liegt er in der Größenordnung von 1...3 Ω), genügt schon ein Bruchteil der maximalen Verstärkerausgangsspannung, um den Lautsprecher innerhalb kürzester Zeit zu zerstören. Dies geschieht z. B. wenn bei einer „elkolosen" Endstufe die Kollektor-Emitter-Strecke eines Transistors durch Defekt niederohmig wird. Zum anderen spricht die Schaltung auch auf niederfrequente Schwingungen, sog. Blubbern an, das ebenfalls zur Überlastung der Lautsprecher führen kann.

Aber auch ein niedriger Gleichspannungsanteil, der noch nicht zu einer Überlastung der Lautsprecher führen würde, bewirkt eine Verschlechterung der Wiedergabequalität, denn die Schwingspule liegt nun nicht mehr in der Mitte des Lautsprechermagnetfeldes. Darauf spricht die Schaltung ebenfalls an.

Zwei Komparatoren, jeweils einer für positive und negative Polarität, vergleichen über einen Tiefpaß die Ausgangsspannung des Verstärkers mit einer Referenzspannung. Tiefpaß und Referenzspannung müssen so ausgelegt sein, daß der jeweilige Komparator bei Vollaussteuerung noch nicht schaltet. Er muß aber sowohl bei noch tieferen Frequenzen als auch bei zu hohem Gleichstromanteil so schnell ansprechen, daß eine Schädigung des Lautsprechers sicher verhindert wird. Hat einer der beiden Komparatoren angesprochen, wird ein RS-Flipflop gesetzt; es unterbricht über einen Treibertransistor den Stromfluß durch ein Relais, das die Lautsprecher galvanisch von der Endstufe trennt. Das RS-Flipflop kann



Meist ist der Bau dieser Schutzschaltung erheblich preiswerter als der Kauf neuer Lautsprecherboxen

nur durch abschalten des Gerätes wieder zurückgesetzt werden. Im *Bild* wurde in Reihe zum Treibertransistor noch ein zweiter geschaltet. Dieser wird mit Hilfe eines Monoflops nach dem Einschalten des Gerätes kurzzeitig gesperrt, bis sich alle Spannungen am Verstärkerausgang eingestellt haben. Dadurch wird u. a. auch der „Einschaltknack" im Lautsprecher unterdrückt.

Der Aufbau der Schaltung ist, bedingt durch die niedrigen zu verarbeitenden Frequenzen, sehr unkritisch. Es ist lediglich darauf zu achten, daß beim Einbau in einen Nf-Verstärker keine Erdungsfehler begangen werden; die Masse sollte auf den gemeinsamen Erdpunkt geführt werden.

Dimensionierungsbeispiel

Referenzspannung
Lautsprechernennimpedanz 4 Ω
Nennbelastbarkeit 80 W (10 Minuten nach DIN) Gleichstromwiderstand 2,8 Ω
Bei Verwendung einer Referenzspannung von 6,8 V ergibt sich eine max. Verlustleistung des Lautsprechers, bei der die Schaltung abschaltet, von

$P_v = 16{,}5$ W

Tiefpaß
Eine Frequenz von 40 Hz soll noch mit voller Leistung übertragen werden können. Die maximale Ausgangsspannung muß bei 80-W-Nennleistung und 4-Ω-Nennimpedanz 25 V_s betragen. F- ist also eine Spannungsteilung im Verhältnis 6,8/25 erforderlich, wobei der Spannungsteiler aus einem ohmschen und einem kapazitiven Widerstand besteht. Für R = 10 kΩ ist dann eine Kapazität von etwa 1 µF sinnvoll.
Mit dieser Dimensionierung spricht im schlimmsten Falle, wenn die Ausgangsspannung an den „Anschlag", also auf + oder $-U_b$ springt, die Sicherung nach weniger als 3 ms an.

Bernd Kienzler

Schaltungskniff

Einfache Drehzahlsteuerung

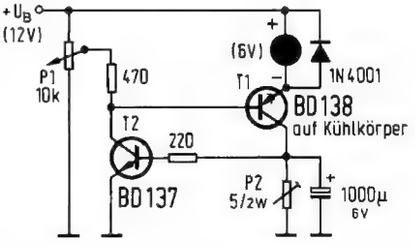
Benutzt man zum Betrieb z. B. einer Printplatten-Bohrmaschine ein stabilisiertes Netzgerät, so sinkt bei zunehmender Belastung die Drehzahl. Die hier beschriebene Schaltung gestattet nicht nur eine Einstellung der Drehzahl, sondern reduziert auch ihre Abhängigkeit von der Belastung.

Die Spannung am unbelasteten Motor wird durch die Basisspannung von T 1 bestimmt. Bei Belastung erhöht sich die Motor-Stromaufnahme; T 2 wird dann leitend, weil der Spannungsabfall an P 2 größer als 0,65 V wird, und T 2 schaltet praktisch die volle Betriebsspannung auf den Motor.

Zur optimalen Einstellung der Potis geht man am besten wie folgt vor: Zunächst wird die volle Betriebsspannung angelegt; nützlich ist hier – um Motorschäden zu vermeiden – ein Netzgerät mit Strombegrenzung. P 2 wird nun auf Null gestellt, und mit P 1 stellt man die Nennspannung am Motor ein. Mit P 2 läßt sich schließlich bei Belastung des Motors eine Drehzahl-Konstanthaltung, u. U. sogar eine höhere Drehzahl als bei Leerlauf einstellen.

Beim Autor arbeitet ein ursprünglich für Schiffsmodelle vorgesehener Antriebsmotor mit 6 V Nennspannung bei einer Gesamt-Betriebsspannung von 12 V seit zwei Jahren zur vollsten Zufriedenheit.

Wolfgang Lüdtke



Diese einfache Schaltung ermöglicht es, die Drehzahl einer Printplatten-Bohrmaschine auch unter Belastung weitgehend konstant zu halten

B 3108 DX

Funkschau

1

Zeitschrift für Radio- und Fernsehtechnik, Hi-Fi und Elektronik

49. Jahrgang
31. Dezember 1976
DM 3.20
öS 28.– sfr 4.–

Physikalische Grundlagen der Optoelektronik
Schiffsfunk über Satelliten

Fernbedienung im AM/FM-Empfänger
Bauanleitungen: Multimeter-Vorsatz, Amateurfunk-Empfänger für 80 m

Dieter Buttkus

Unter den bisher schon recht zahlreichen Vorschlägen zum Empfang der DCF-77-Zeitzeichen sind viele sehr aufwendig oder zu wenig nachbausicher. Beträgt die Entfernung zum Sender (Standort Raum Frankfurt) weniger als 200 km und wird auf eine minimale Verzögerung der Anzeige kein großer Wert gelegt, so genügen schon einfache Empfänger- und Dekoderschaltungen.

Einfacher Empfänger und Decoder für DCF-77-Zeitsignale

Die hier vorgestellte Schaltung benötigt zum Betrieb nur eine Gleichspannung von 5 V, auch können Empfänger, Antenne und Decoder gemeinsam in einem Gehäuse untergebracht werden. Der gesamte Aufwand ist nicht größer als bei einer TTL-Digitaluhr.

Empfänger

Die Spulen L1 und L2 sind auf einen 14 cm langen Ferritstab gewickelt (*Bild 1*). L1 hat 240 Windungen und ist dreilagig mit Volldraht 0,3 mm gewickelt. L2 kommt mit 60 Windungen einlagig daneben. Die Abstimmung auf 77,5 kHz erfolgt mit C1 und C2. C1 ist ein Drehkondensator aus einem Taschenradio, beide Pakete parallel, C2 wird so gewählt, daß Resonanz ungefähr bei Mittelstellung von C1 erreicht wird. Die Größe von C2 liegt zwischen 500 pF und 1000 pF.

Im Demodulator der IS TBA 120 wird das Signal mit 77 kHz gemischt. Der Transistor T2 erzeugt diese Frequenz mit L3 und C3. L3 ist ein Schalenkern mit Abgleichstift. In der Praxis wird ein beliebiger Schalenkern mit 0,3 mm Lackdraht vollgewickelt, Abgriff bei 1/3 der Windungszahl, dann wird mit C3 der Kreis auf 77 kHz in Resonanz gebracht. Für diese Arbeiten ist ein Tonfrequenzgenerator unbedingt erforderlich.

Am Ausgang des TBA 120 steht nun eine „Zwischenfrequenz" von 500 Hz zur Verfügung, die über den Impedanzwandler T1 dem selektiven Operationsverstärker TAA 861 zugeführt wird. Die Bandbreite beträgt 50 Hz, so daß Störungen sehr wirkungsvoll unterdrückt werden. Bei B kann über einen einstufigen Verstärker ein kleiner Kontrollautsprecher angeschlossen werden.

Der Demodulator ist T3, gefolgt von einem Gleichspannungsverstärker T4. Gegenüber einer Demodulation mit Dioden hat diese Schaltung den Vorzug größerer Empfindlichkeit. Der Transistor T3 arbeitet mit gleitendem Arbeitspunkt, so daß Feldstärkeschwankungen weitgehend ausgeglichen werden. Eine weitere Regelung des Empfängers war nicht notwendig. Am Punkt „A" stehen nun Impulse unterschiedlicher Länge, jedoch im Sekundenabstand zur Verfügung, die dem Decoder zugeführt werden.

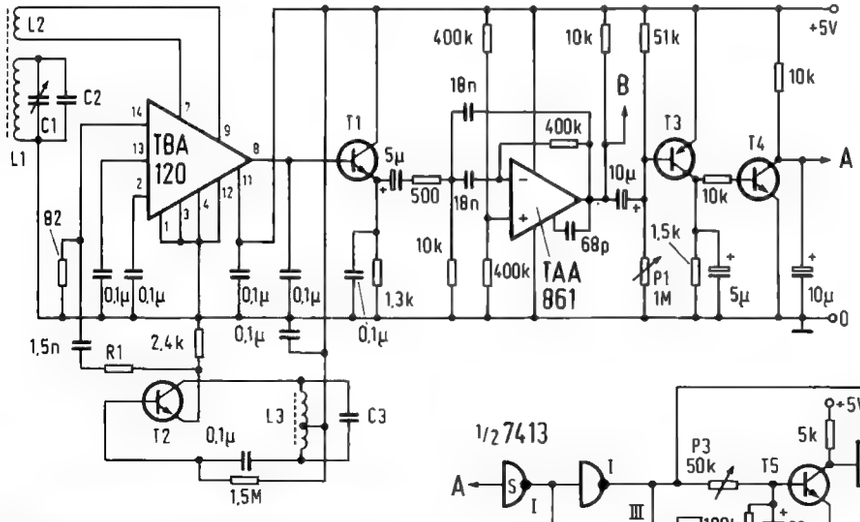
Einstellung des Empfängers

Mit R1 wird die Oszillatorspannung so eingestellt, daß das Rauschen des im TBA 120 enthaltenen Verstärkers gerade verschwindet. Werte zwischen 3 kΩ und 10 kΩ können erforderlich sein. Mit P_1 wird der Demodulator auf größte Empfindlichkeit eingestellt, mit L3 gleicht manauf die Frequenz des selektiven Verstärkers TAA 861 ab.

Durch die Aufteilung der Verstärkung auf verschiedene Frequenzen zeigt der Empfänger keinerlei Unstabilität. Der Ferritstab kann in unmittelbarer Nähe angebracht werden. Lediglich von L3 sollten etwa 10 cm Abstand eingehalten werden. Etwas problematisch ist allerdings die Einstreuung eines evtl. eingebauten Netztrafos. Durch Verdrehen des Trafos muß ein Brumminimum gesucht werden. Besser ist es aber, das Netzteil vom Empfänger zu trennen.

Decoder

Das bei A zugeführte Signal (*Bild 2*) wird vom Schmitt-Trigger I in saubere Rechteckimpulse umgeformt. Der Transistor T5 ist ein Integrator und unterscheidet die Impulslängen. Am Kollektor erscheinen bei richtiger Einstellung nur die 0,2 s langen Impulse. Die Einstellung erfolgt mit P 3. Zu kleine Werte von P 3 erniedrigen die Störsicherheit. Die hier angeführte Schaltung zeigte sich der oft angewandten Impulstrennung mit Mono-



▲ Bild 1. Einfache Schaltung für den Empfang des Senders DCF 77.

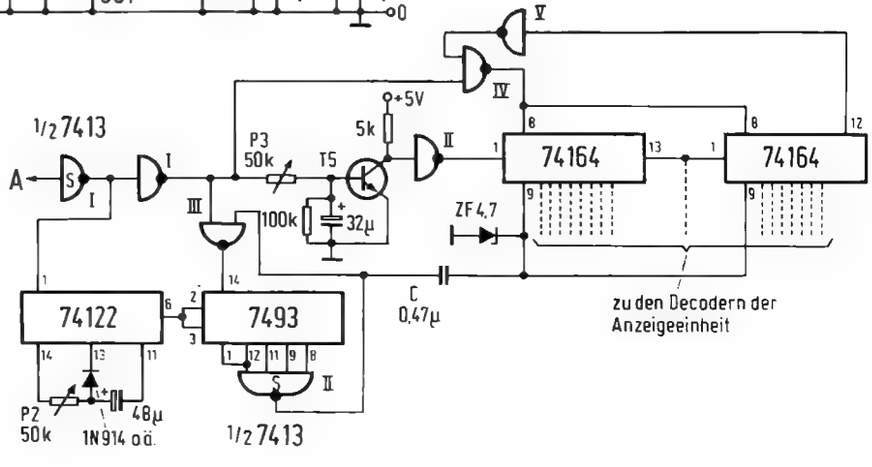
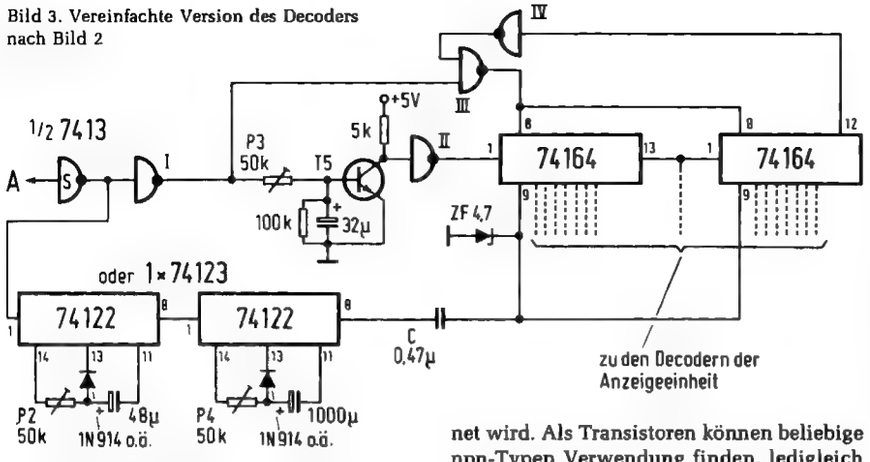


Bild 2. ▶ Decoder zur Anzeige der Uhrzeit

Bild 3. Vereinfachte Version des Decoders nach Bild 2



flop und R-S-Flipflop bezüglich der Störsicherheit überlegen.

Die Zeitinformation wird über einen Inverter den beiden Schieberegistern 74164 zugeführt. An den Parallelausgängen kann nun eine beliebige Anzeigeeinheit mit den entsprechenden Decodern angeschlossen werden. Auf Zwischenspeicher wurde verzichtet. Die Zeitanzeige bleibt auch ohne Speicher den größten Teil der Minute erhalten, auch ist es recht interessant, den Aufbau der Uhrzeit im Display zu beobachten.

Die Bedeutung der weiteren Schaltstufen sei kurz erklärt. Das Monoflop 74122 wird mit P 2 auf ca. 1,5 s eingestellt. Durch die im Sekundenabstand folgenden Impulse wird es immer wieder nachgetriggert, so daß der Ausgang $\overline{Q}$ an Pin 6 immer auf L bleibt. Durch das Fehlen des 59. Impulses fällt das Monoflop kurzzeitig ab, wodurch der Binärzähler 7493 über die R-Eingänge auf Null gesetzt wird. Nach 16 Takten sind alle seine Ausgänge H, damit wird der Ausgang des Schmitt-Triggers II L und sperrt dadurch den Takt über das Gatter III, der Zähler stoppt. Zugleich werden die beiden Schieberegister über den Kondensator C zurückgestellt. In der 20. Sekunde wird die erste H-Information in die Register eingelesen. Wenn dieser erste Impuls beide Register durchlaufen hat, erscheint er an Pin 12 des zweiten Registers und stoppt über die Gatter V und IV den Takt. Die Uhrzeit kann nun über die Anzeigeeinheit solange abgelesen werden, bis in der 16. Sekunde der folgenden Minute SII die Register wieder zurückstellt.

Ohne Zweifel werden an stark gestörten Empfangsorten auch Fehlanzeigen vorkommen, gemessen an der Einfachheit des Aufbaues zeigte die Schaltung jedoch ein erstaunliches Maß an Störsicherheit.

Wenn kein Kontrollautsprecher fest eingebaut ist, können die Sekundenimpulse und vor allem der exakte Minutenbeginn auch durch eine Leuchtdiode angezeigt werden, die über einen Transistortreiber hinter dem ersten Schmitt-Trigger angeordnet wird. Als Transistoren können beliebige npn-Typen Verwendung finden, lediglich für T3 sollte eine pnp-Germaniumtype eingesetzt werden. Im Mustergerät war es ein ASY 68. Die Gates und Inverter befinden sich in zwei 7400 oder einer 4929 TTL-IS.

Alternativ-Decoder

Mit noch etwas geringerem Aufwand arbeitet eine Decoderschaltung, bei der die Kombination Zähler (7493)-Schmitt-Trigger (7413) durch eine weitere Monoflopschaltung ersetzt ist (*Bild 3*). Der Signalweg der Impulse bis zum Schieberegister stimmt mit Bild 2 überein. Um das Register kurz vor dem 20. Impuls zurückzusetzen, wird das zweite Monoflop mit P4 auf eine Impulsdauer von etwa 18 s eingestellt. Durch den fehlenden 59. Sekundenimpuls triggert das erste Monoflop das zweite zum Minutenbeginn, so daß etwa in der 18. Sekunde über den Kondensator „C" die Schieberegister zurückgesetzt werden. Zugleich wird über Gatter IV und III wieder der Taktimpuls freigegeben, so daß eine neue Zeitinformation eingeschrieben werden kann. Diese bleibt nun auch ohne Speicher bis zur 18. Sekunde der folgenden Minute erhalten und kann über die Anzeigeeinheit abgelesen werden.

Berichtigung

FUNKSCHAU-mini-Netzteil

FUNKSCHAU 1976, Heft 21, Seite 919

In Bild 11 links unten muß der Trafoanschluß des Gr 2 an Punkt 6 statt an 10 gehen.

Helmut Schubert

Hochohmiger Multimeter-Vorsatz für kleine Gleichspannungen und -ströme

Dieser bequem zu handhabende, sicher funktionierende Vorsatzverstärker hat verschiedene Vorteile: Die Spannungsbereiche ab 10 mV mit hohem Eingangswiderstand und die Strombereiche ab 10 µA mit geringem Spannungsabfall werden größtenteils direkt am Vielfachmesser eingestellt. Durch eine spezielle Ausgangsstrombegrenzung ist das nachgeschaltete Instrument in allen Bereichen absolut überlastungssicher. Der Ruhestrom der Schaltung ist so gering, daß ein Batterieschalter überflüssig wurde. Trotz der Verwendung von Operationsverstärkern genügt als Spannungsquelle eine einzige 9-V-Batterie.

Vielfachmeßgeräte mit den üblichen 20 kΩ/V gibt es schon preiswert in großer Auswahl. Für Gleichspannungen ist der kleinste Bereich dann meist 100 mV bzw. 50 µA das entspricht einem Innenwiderstand von 2 kΩ.

Manchmal muß man aber niedrige Spannungen an Halbleitern oder höherohmigen Widerständen sehr hochohmig messen, um keine Meßfehler zu machen. Ähnliches gilt für kleine Ströme, die wieder sehr niederohmig gemessen werden sollten. Spezielle Verstärker-Vielfachmeßinstrumente sind ziemlich teuer, und so ist es naheliegend, einen preiswerten Meßzusatz zusammen mit einem vorhandenen einfachen Multimeter zu verwenden.

Für solche Vorverstärker gibt es z.B. Schaltungen mit FET im Meßeingang, diese sind zwar sehr hochohmig, aber für Spannungen unter dem 100-mV-Meßbereich weniger geeignet, da sich der Temperatureinfluß dann stark bemerkbar macht, ähnlich wie bei einfachen Impedanzwandlern mit Transistoren in Emitterschaltung.

Am stabilsten sind immer noch Operationsverstärker. Deshalb wurde auch der hier beschriebene Vorsatz damit aufgebaut. Universelle Operationsverstärker, etwa vom Typ 741, sind zwar schon sehr billig zu bekommen. Trotzdem wurde eine engere Auswahl getroffen, um bestimmte Forderungen zu erfüllen: Der Operationsverstärker soll einen hohen Eingangswiderstand haben, mit niedrigen Batteriespannungen arbeiten, und einen kleinen Ruhestrom haben. Diese letzte Bedingung wurde aufgestellt, um einen Meßverstärker zu realisieren, bei dem man den Batterieschalter vergessen bzw. ganz fortlassen kann. (Es ist immer wieder ärgerlich, zu Beginn einer Messung feststellen zu müssen, daß ein batteriebetriebenes Gerät nicht mehr funktioniert, weil man es unlängst vergessen hat auszuschalten.)

Aus der Liste der sogenannten „micropower" Operationsverstärker wurde der noch preiswerte Typ SG 3250 M im 8poligen Dual-in-line-Gehäuse von Silicon General ausgewählt. Bei diesen und ähnlichen Typen von Operationsverstärkern läßt sich durch einen externen Widerstand der Ruhestrom des ganzen Operationsverstärkers einstellen, je nach gefordertem Frequenzgang

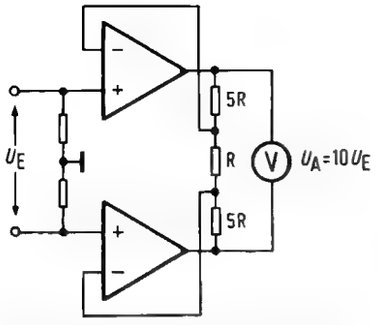


Bild 1. Prinzipschaltung des Instrumentenverstärkers

und Ausgangshub bis auf wenige Mikroampere! (Beim 741 sind es einige Milliampere.) Als Speisespannung genügen minimal ± 1,5 V (für den 741 ca. ± 5 V). Der Eingangswiderstand von mehreren MΩ ist um mehr als eine Größenordnung höher als beim 741.

Schaltung

Bild 1 zeigt das Prinzipschaltbild des Multimeter-Vorsatzes: Zwei gleiche Operationsverstärker wurden zu einem symmetrischen Differenzverstärker aufgebaut, der besonders leicht abzugleichen ist auf konstanten Nullpunkt und Unabhängigkeit vom Innenwiderstand der zu messenden Spannungsquelle. Der Verstärker hat einen konstanten Eingangswiderstand, der praktisch durch die Summe der beiden Widerstände im Eingang festgelegt ist.

Etwa je die Hälfte der Meßspannung kommt mit entgegengesetzter Polarität gegen Batterie-Null auf die nichtinvertierenden Eingänge. Durch die bekannte Gegenkopplung auf die invertierenden Eingänge, mit den im Bild 1 angegebenen Widerstandsverhältnissen im Ausgang, erhält man eine zehnfache Spannungsverstärkung, gemessen zwischen den beiden Operationsverstärkerausgängen.

Bild 2 zeigt die praktisch ausgeführte Gesamtschaltung. Mit den Widerständen von den Operationsverstärkeranschlüssen 8 nach Batterie-Minus wird der Ruhestrom der Verstärker festgelegt. Der 100-kΩ-Trimmer zwischen den Anschlüssen 1 und 5 dient zum Offset-Abgleich. In unserer Schaltung kommt man mit einem Trimmer für beide Verstärker aus, man beachte aber die gegensätzliche Verbindung, also 1 mit 5 und 5 mit 1.

Es fällt auf, daß hier unüblicherweise nur eine einzige Speisespannungsquelle, eine handelsübliche 9-V-Transistorbatterie verwendet wird. Das ist möglich, weil erstens die Ausgangsspannung als Differenz der Ausgänge, der im Gegentakt arbeitenden Verstärker, gemessen wird und nicht gegen Batterie-Null, und zweitens ist der Eingangswiderstand der Schaltung so hoch, daß es für das im Eingangsspannungsteiler erforderliche Nullpotential genügt, einen hochohmigen Spannungsteiler (2 mal 4,7 MΩ) von Plus nach Minus zu verwenden. Hochohmig deswegen, weil er dauernd an der Batterie liegt, es fließt ein Strom von 1 µA. Zusammen mit den Ruheströmen der Operationsverstärker (je ca. 11 µA), muß die Batterie (da kein Batterieschalter vorgesehen ist), bei Nichtgebrauch des Gerätes ständig ca. 23 µA liefern. Das dürfte die Batterie ein Jahr lang leisten, wenn sie nicht vorher an Überalterung stirbt.

Durch die zwei 390-kΩ-Widerstände, zusammen mit dem 250-kΩ-Trimmer, wird der Eingangswiderstand der Operationsverstärker festgelegt. Mit dem Trimmer wird der Nullpunkt bei offenem Meßeingang des Gerätes eingestellt.

Bei versehentlich zu hohen Meßspannungen wird der Verstärker durch die zwei gegeneinandergepolten Z-Dioden mit den strombegrenzenden 100-kΩ-Widerständen geschützt. Bei der bei normaler Messung maximal auftretenden Verstärkereingangsspannung von 300 mV beträgt der Reststrom der Z-3,9-Dioden nur wenige Nanoampere, daher ist kein Meßfehler zu befürchten. Bei Überspannungen aber begrenzen die Dioden die Verstärkereingangsspannung auf ca. 4,3 V, davon erhält jeder Operationsverstärker etwa die Hälfte, und das ist absolut zulässig.

Die übrigen Widerstände im Eingangsteil dienen der Bereichserweiterung bzw. der Umschaltung auf Strommessung. Bei Schalterstellung „U" und „Ablesung x 0,1" wird die zu messende Spannung direkt auf den Verstärker gegeben. Spannungen von 0...300 mV werden 10fach verstärkt, und der passende Bereich (bis 3 V) am Voltmeter eingestellt. Die Spannung am Meßeingang des Gerätes beträgt jetzt stets genau 1/10 der Anzeige des Instruments, dabei ist der Eingangswiderstand des Gerätes konstant 1 MΩ. Spannungen über 300 mV bis 30 V mißt man in Schalterstellung „Ablesung x 10". Über einen Spannungsteiler wird jetzt 1/100 der Meßspannung auf den Verstärker gegeben. Der passende Bereich wird wieder am Instrument gewählt, und zwar genau wie vorher mit den Instrumentbereichen von 100 mV bis 3 V. Die gemessene Spannung beträgt jetzt das 10fache der Instrumentanzeige, dabei ist der Eingangswiderstand konstant 10 MΩ.

Bei Strommessungen entsteht in Schalterstellung „I" zwischen Buchse „+I" und „–" an Widerständen von ca. 10 Ω bzw. 1 kΩ ein Spannungsabfall zwischen 10 mV und 300

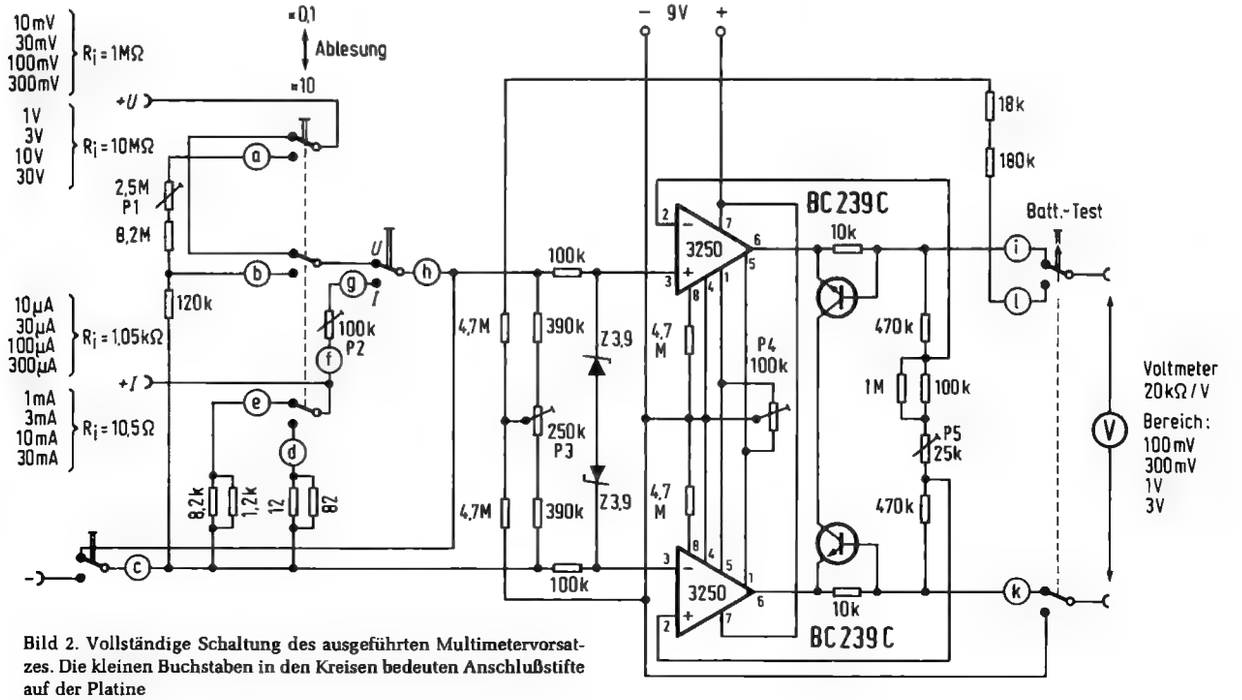


Bild 2. Vollständige Schaltung des ausgeführten Multimetervorsatzes. Die kleinen Buchstaben in den Kreisen bedeuten Anschlußstifte auf der Platine

mV, wobei das Instrument wieder im gleichen Spannungsbereich von 100 mV bis 3 V geschaltet wird. Die Ablesung 100 mV z.B. entspricht also in Schalterstellung „x 0,1" einem Meßstrom von 10 µA, in Stellung „x 10" entspricht z.B. einer 3-V-Anzeige ein Strom von 30 mA.

Der Meßverstärker ist vor Überspannungen und Überstrom geschützt. Nur wenn längere Zeit zu hohe Ströme über die Widerstände im Strommeßzweig fließen, können diese verschmoren und müßten ersetzt werden. Im Spannungsbereich sind, wie schon erwähnt, Überspannungen (z.B. 200 V) unschädlich, (auch falsche Polung), aber man sollte nicht unnötig mehrere hundert Volt an ein Gerät legen, das für Meßbereiche bis 30 V ausgelegt sind.

Im Minus-Meßeingang liegt noch ein einfacher Umschalter, um gegebenenfalls die Meßspannung oder den Meßstrom vom Verstärker zu trennen, gleichzeitig wird der Verstärkereingang kurzgeschlossen. Im Ausgangsteil des Schaltbildes sehen wir den Spannungsteiler für die Gegenkopplung, wobei der Trimmer zur genauen Verstärkungseinstellung dient.

Ein wichtiger Bestandteil der Schaltung sind noch die beiden Transistoren. Sie schützen das Meßinstrument zuverlässig vor Überlastung, was die meist zum Meßwerk antiparallel geschalteten Dioden nicht zuverlässig tun. Bei einem Instrument mit Ri von 20 kΩ/V fließen in jedem Spannungsbereich bei Vollausschlag genau 50 µA. Der Ausgangsstrom muß über die Widerstände zwischen Basis und Emitter fließen. Wenn der Spannungsabfall an diesen Widerständen die Basis-Emitterdurchlaßspannung erreicht hat, wird je nach Polarität einer der beiden Transistoren leitend (der zweite arbeitet invers, was aber nichts schadet) und begrenzt den Instrumentenstrom durch Kurzschließen der Operationsverstärkerausgänge (diese sind kurzschlußfest).

Prinzipiell kann an den Verstärker jedes beliebige Voltmeter mit beliebigen Bereichseinteilungen angeschlossen werden. Der kleinste Meßbereich des Vorsatzes beträgt stets 1/10 des kleinsten Spannungsbereiches des Instruments. Die Widerstände von 10 kΩ sind für eine Strombegrenzung von ca. 70 µA bemessen, was jedes Instrument mit 50 µA Stromfluß in den Spannungsbereichen (entspricht 20 kΩ/V) schadlos aushält. (Bei Begrenzung nur durch die Dioden fließen aber 300 µA.) Das einzige, was bei Benutzung eines Instruments mit einem anderen Innenwiderstand an der Schaltung abzuändern wäre, sind die Werte der beiden Basis-Emitter-Widerstände. Mit der Musterschaltung wurde ein gerade vorhandenes Vielfachmeßinstrument Typ Master 20 k betrieben, das im unteren Spannungsbereich die günstige Bereichseinteilung 100 mV / 300 mV / 1 V / 3 V hat.

Mit einem Tastschalter kann man schließlich die Batteriespannung prüfen, wobei das Instrument auf 100 mV zu stellen ist. Vollausschlag entspricht dann 10 V. Es wurde bewußt der kleinste Bereich mit entsprechendem Vorwiderstand gewählt und nicht die Spannung direkt auf den 10-V-Bereich gegeben, weil sonst die Gefahr besteht, daß das Instrument von der Messung her noch auf einem kleinen Bereich steht, und dann bei Direktmessung überlastet wird.

Bei geschickter Anordnung der Bauteile, lassen sich diese auf eine Platine mit 96 mm x 68 mm mit Batterieausschnitt unterbringen *(Bild 3* und *4)* und in ein kleines Metallgehäuse (Teko 3b) mit 8 mm Abstandbolzen einbauen *(Bild 5* und *6)*. In den Boden des Gehäuses wurde ein Batterieausschnitt gesägt und durch eine etwas größere Aluplatte mit Blechschrauben wieder verschlossen. So kann man die Batterie wechseln, ohne das ganze Gehäuse aufschrauben zu müssen.

Genau unter den Trimmern wurden in den Boden des Gehäuses je ein 3-mm-Loch gebohrt. Dadurch kann man das Gerät schon erstmals von außen eichen und gegebenenfalls einmal nachstellen, was aber selten erforderlich sein dürfte. Ein Metallgehäuse ist nach bisherigen Erfahrungen nicht unbedingt erforderlich, aber doch zu empfehlen, wenn noch empfindlichere Instrumente als 100 mV angeschlossen werden. Sonst ist der Aufbau unkritisch. Im Mustergerät wurden Miniaturschalter verwendet, es können aber beliebige Schalter oder auch Drucktaster verwendet werden.

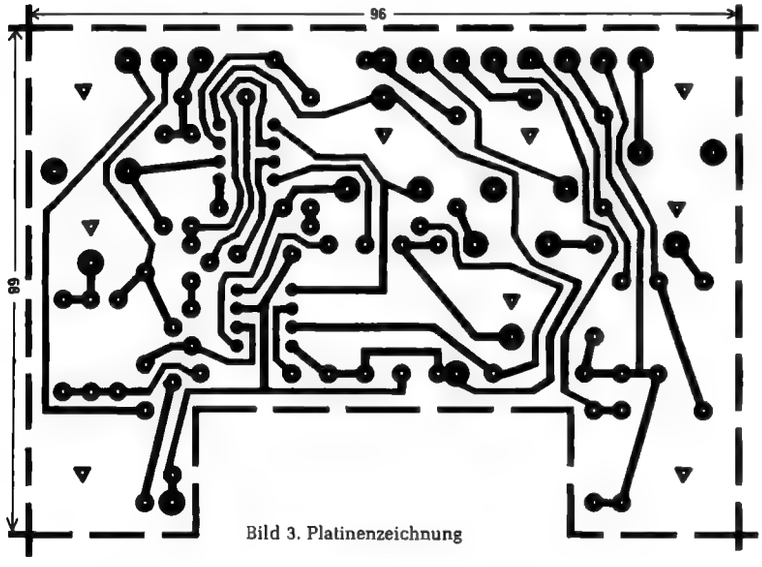


Bild 3. Platinenzeichnung

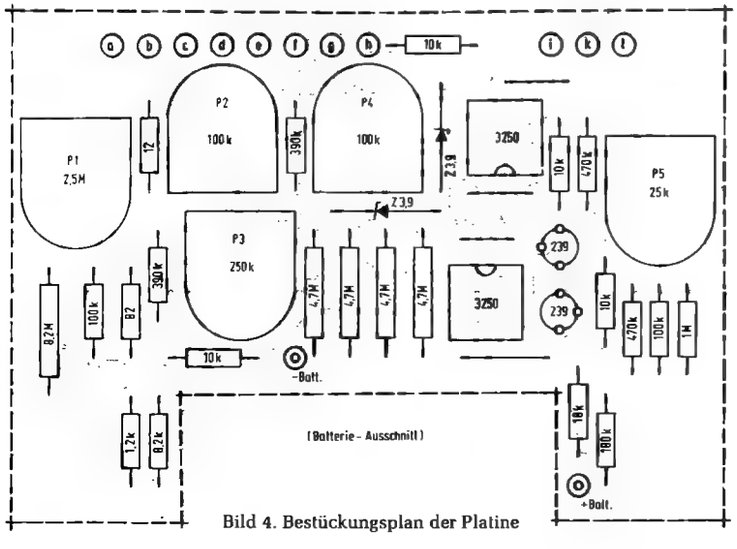


Bild 4. Bestückungsplan der Platine

Abgleich

Instrument anschließen und auf empfindlichsten Spannungsbereich stellen (z.B. 100 mV). Eingangsschalter auf „Aus", Schalter „Ablesen" auf „x 0,1", und mit P 4 Zeigernullpunkt einstellen. Dann Eingangsschalter auf „Ein", Ablesung auf „x 0,1", U – I – Schalter auf „U" stellen, Eingangsbuchsen müssen frei sein. Jetzt wieder Zeigernullpunkt mit P 3 einstellen. Damit ist der Nullpunkt geeicht.

Jetzt ist auf den Spannungseingang eine beliebige, aber genau gemessene Spannung zwischen 10 mV und 300 mV zu geben. Bei

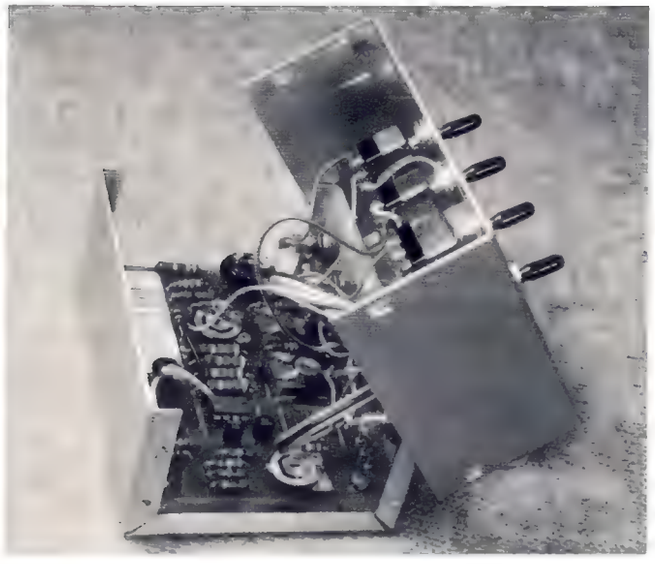


Bild 6. Außenansicht des Mustergerätes

◀ Bild 5. Ansicht des geöffneten Gerätes

Schalterstellung „U" und „x 0,1" ist mit P 5 das Anzeigeinstrument auf genau den 10fachen Wert der Eingangsspannung einzustellen. Dann wird der Schalter auf „x 10" gestellt und bei einer bekannten Eingangsspannung zwischen 1 V und 30 V mit P 1 das Instrument auf genau 1/10 der Eingangsspannung gebracht. Zur Stromeichung wird bei Schalterstellung „I" und „x 0,1" ein bekannter Strom auf Buchse +I gegeben und mit P 2 das Instrument auf den 10fachen Wert des Eingangsstromes (100 mV Anzeige entspricht 10 µA Strom) gebracht. Für den höheren Strombereich (x 10) wurde auf einen eigenen Trimmer verzichtet, da die handelsüblichen Festwiderstände mit 5 % Toleranzangaben meist noch genauer sind und für diesen Strombereich genügen. Hinweis: Bei wochenlanger Nichtbenutzung des Vorsatzes kann es in seltenen Fällen vorkommen, daß das angeschlossene Instrument nicht mehr reagiert. Vermutlich durch eine sehr langsame Aufladung der internen Kompensationskondensatoren sind die Operationsverstärker blockiert. Ein kurzes Verbinden der Eingangs- mit den Ausgangsbuchsen genügt, um den normalen Arbeitszustand wiederherzustellen.

Verwendete Spezialbauteile

2 Operationsverstärker Typ SG 3250 M von Silicon General (Distributor: Fa. Neumüller, München) Vom gleichen Hersteller sind alle, aber meist teureren Typen der gleichen Op. Familie: 1250 / 2250 / 4250 direkt in obige Schaltung einsetzbar. Das gleiche gilt für den Typ 776 von Motorola und Fairchild. Den 4250 und 776 von microsystems international vertreibt auch Fa. Jastron, Berlin.

Helmut Bensch

Amateurfunk-Empfänger für das 80-m-Band

Diese Bauanleitung beschreibt den Selbstbau eines 80-m-KW-Empfängers, der mit keramischen Filtern recht gute Empfangsergebnisse ermöglicht. Als zusätzliche Erleichterung für den Praktiker ist zu diesem Gerät ein Bausatz erhältlich.

Bei der Entwicklung tauchte unweigerlich die Frage auf, ob Mischer und Zf-Verstärker mit IS oder in klassischer Bauweise mit MOS-FET aufgebaut werden sollten. Für die Verwendung von IS spricht hauptsächlich der einfachere Auf- und Nachbau. Elektrisch besser sind natürlich Dual-Gate-MOS-FET, insbesondere in der Eingangsschaltung, weil diese sehr viel hochohmiger im Eingang sind. Dadurch entfällt eine Herabtransformation der Eingangskreisamplitude die sonst der Anpassung dient. Außerdem wird der Eingangskreis fast nicht bedämpft. Dadurch kann auf eine Vorstufe verzichtet werden.

Der Verfasser entschied sich für ein Konzept mit Dual-Gate-MOS-FET, nur der Nf-Teil besteht aus einer IS (TBA 820). Die Oszillatoren wurden mit FETs aufgebaut.

Schaltungsbeschreibung

Die Oszillatoren (*Bild 1*) sind durch 2,2-kΩ-Source-Widerstände stark gegengekoppelt, um eine bestmögliche Frequenzstabilität zu erreichen. Die Abstimmung der Oszillatoren, also der VFO und der BFO, erfolgt hier über Kapazitätsdioden BA 150. Die Abstimm- und Betriebsspannungen für die Oszillatoren sind elektronisch stabilisiert. In diesem Fall ist es leider nicht möglich, 9-V-Batterien zu verwenden, die Betriebsspannung des Gerätes wurde daher auf 10...14 V festgelegt. Mit dieser Spannung arbeiten auch die MOS-FET besser.

Im BFO wird ein gewöhnlicher 455-kHz-Zf-Kreis aus der Bipolar-Transistortechnik verwendet, und zwar das Demodulatorfilter. Dieser ist dann nur lose ans Gate des BF 245A angekoppelt, um zu große Amplituden zu vermeiden. Die BFO-Frequenz ist von außen über ein Poti mittels Kapazitätsdiode ± 1 kHz einstellbar. Das hat den Vorteil, daß man nicht laufend an der Hauptabstimmung zu drehen braucht, wenn die einzelnen Teilnehmer nicht genau auf der Frequenz liegen. Dadurch ist die Empfänger-Bedienung viel angenehmer. Das BFO-Signal wird dann dem Produktdetektor zuführt, um SSB- und CW-Signale hörbar zu machen.

Der VFO ist ein kapazitiver ECO, der ebenfalls über eine BA 150 abstimmbar ist. Die VFO-Frequenz wird dem Eingangsmischer zugeführt und bildet zusammen mit der Eingangsfrequenz die Zwischenfrequenz von 455 kHz. (Z.B. Eingangsfrequenz 3,7 MHz – 3,245 MHz als Oszillatorfrequenz ergibt eine Zf von 455 kHz.)

Der Eingangsschwingungskreis besteht hier aus der Ferritantennenspule, einem Festkondensator, einem Trimmer und einer Kapazitätsdiode. Die Schwingkreis-Amplituden sind voll am Gate 1 des Mischers wirksam, wie schon erwähnt ist keine Anpassungstransformation notwendig. – Die Zf passiert zunächst ein mechanisch-keramisches Filter vom Typ MFH 41, (Bandbreite 4 kHz/ 6 dB, 8kHz/50 dB) welches eingangsseitig am Drain des Mischers und ausgangsseitig am Gate des Dualgate-MOS-FET des Zf-Verstärkers liegt. Hier wird nun ein kleiner Trick angewandt.

Das Filter hat an den Punkten 4 und 6 einen Ausgangswiderstand von 800 Ω, der für Bipolar-Transistoren bemessen ist, zusätzlich ist aber das „heiße" Ende des Schwingkreises an Stift 3 herausgeführt. An diesem liegt Gate 1 des Zf-MOS-FET, welcher hochohmig ist. Es ergeben sich hieraus folgende Vorteile: Durch die Aufwärtstransformation in diesem Schwingkreis entfällt die Durchlaßdämpfung des Filters von ca. 10 dB, und es wird zusätzlich ein Spannungsgewinn

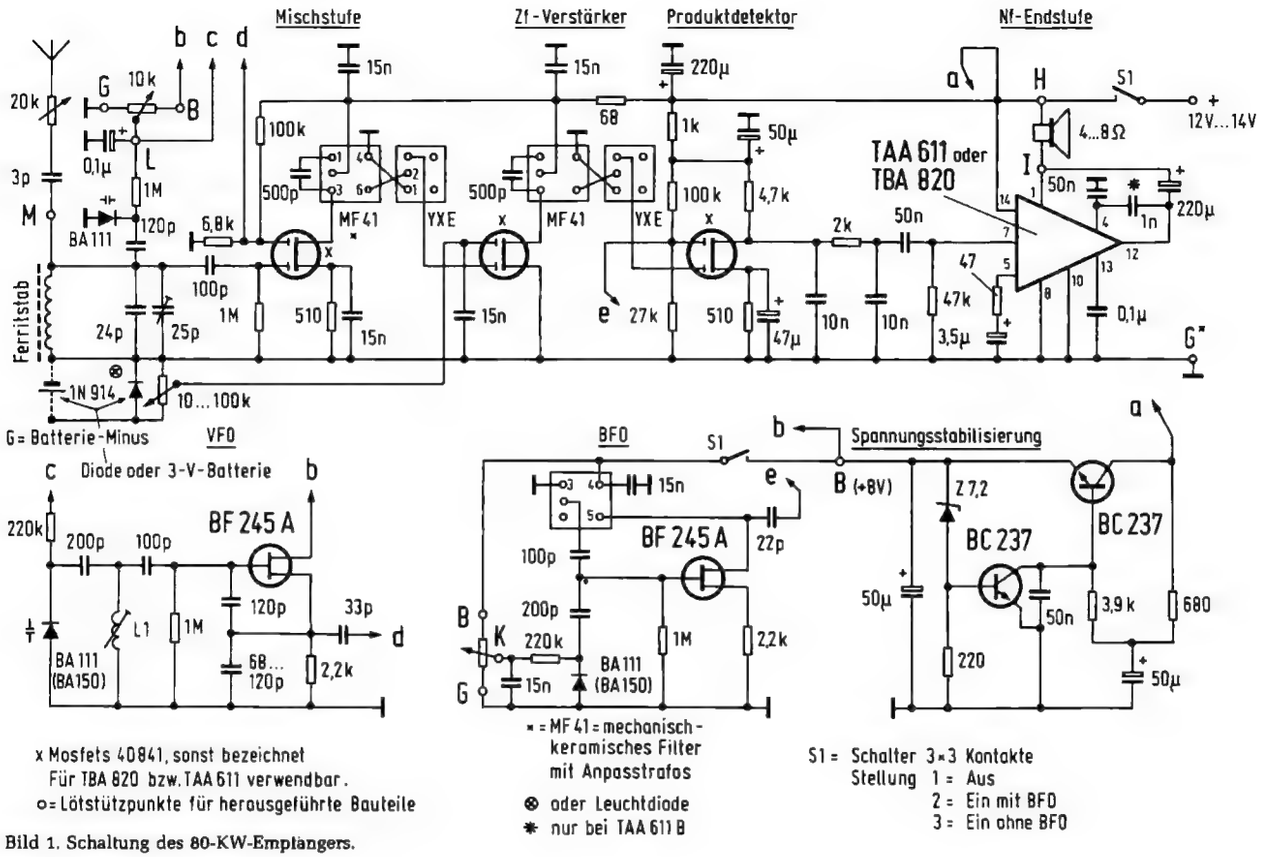


Bild 1. Schaltung des 80-KW-Empfängers.

von etwa 6 dB erreicht. Außerdem erfolgt so die gewünschte Anpassung des MOS-FET.

Am Gate 2 des Zf-Verstärker-MOS-FET liegt zum herabregeln der Zf-Verstärkung eine einstellbare negative Spannung. Diese Spannung kann entweder einer 3-V-Hilfs-Batterie entnommen werden oder durch Spannungsabfall an einer Silizium-Diode erzeugt werden, die in der negativen Batterie-Zuleitung liegt. Der Regelumfang beträgt hierbei 80 dB. Bei diesem großen Regelbereich erübrigt sich eine Nf-Regelung.

Soll das Gerät auch bei einer sogenannten Fuchsjagd verwendet werden, kann das Gate 1 des Mischers auch mit an die Regelspannung gelegt werden. Es ergibt sich dann ein Regelumfang von über 100 dB, so daß auch in der Nähe des Fuchssenders eine Peilung möglich ist. Zur Fuchsjagd-Peilung gehört auch die kleine Stabantenne, die über ein Poti und 4 pF am Eingangskreis liegt. Diese erzeugt zusammen mit der Ferrit-Antenne ein nierenförmiges Richtdiagramm. Beim Peilen wird nach dem Minimum-Verfahren gearbeitet.

Zwischen Zf-MOS-FET und Produktdetektor liegt ein weiteres keramisches Filter. Gate 1 des Produktdetektors liegt über die Schwingungskreisspule direkt an Masse, da an dieser Stelle ein ansonsten übliches RC-Glied durch die Hochohmigkeit des MOS-FET zu störempfindlich wäre (Brumm usw.).

Der BFO ist abschaltbar und erlaubt daher

Bild 2. Platine des Empfängers

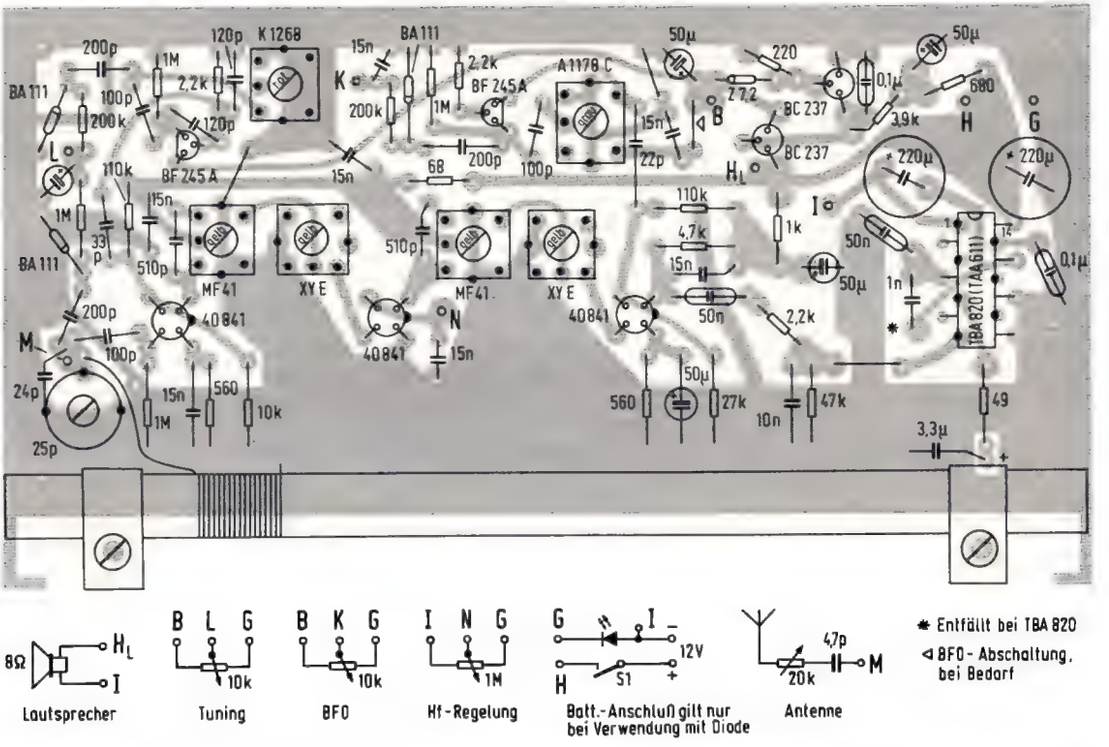


Bild 3. Bestückungsplan zu Bild 2

auch AM-Empfang. Der Nf-Verstärker ist mit einer IS TBA 820 bestückt. Durch entsprechende Beschaltung werden die Sprachfrequenzen bevorzugt verarbeitet und verstärkt.

Bild 2 zeigt die Platine, *Bild 3* den Bestükkungsplan hierzu. Die *Tabelle* nennt die verwendeten Bauteile.

Abgleich

Wer schnell zum Ziel kommen will, sollte über folgende Prüfgeräte verfügen: Prüfsender mit 455 kHz, Prüfempfänger im Bereich von 3...4 MHz. Damit kann der VFO im Bereich von 3,04 MHz...3,4 MHz abgehört und mit L1 eingestellt werden. Selbstverständlich kann man auch für diese Einstellung einen digitalen Frequenzzähler benutzen.

Der Zf-Verstärker kann mit einem 455-kHz-Signal abgeglichen werden, wobei der BFO abgeschaltet sein sollte. Die Einspeisung erfolgt hier auf das Gate 1 des Mischers. Im Notfall genügt auch ein Abgleich auf maximales Rauschen. Da die Keramik-Filter die Frequenz bestimmen und nicht die Anpaßschwingungskreise, ergibt sich automatisch bei diesem Verfahren die richtige Zf.

Der BFO wird etwa 2 kHz höher eingestellt als die Zf. Dabei sollte der BFO-Regler auf 180° stehen. Diese Einstellung ist auch ohne Zähler möglich. Der entsprechende Kern wird so lange langsam gedreht, bis das Rauschen schwächer wird, (der BFO sitzt dann genau auf der Mitte der Durchlaßkurve). Nun dreht man den Kern etwa 30° heraus, dabei wird das Rauschen etwas stärker und heller im Klang.

Nun wird der Eingangskreis wie folgt abgestimmt. Trimmer auf halbe Kapazität einstellen. Man bewegt nun den Ferrit-Antennenstab ± 10 mm in der Wicklung hin und her und trimmt dabei auf maximales Rauschen, dabei sollte der VFO auf 3,1 MHz stehen. Ist dies gelungen so kann der Ferritstab jetzt mit Plastik-Schellen befestigt werden.

Der letzte Abgleichpunkt ist nun der Eingangskreistrimmer, dabei soll der VFO bei 3,3 MHz stehen, dieser wird einfach auf maximales Rauschen eingestellt.

Der Antennenanschluß ist für einfache Drahtantennen ausgelegt. Will man einen 80-m-Dipol anschließen, so kann man am anderen Ende des Ferritstabes etwa zwei Windungen aufbringen und das eine Ende auf Masse legen, das andere gehört zum Innenleiter des Koaxkabels.

Mechanischer Aufbau des Empfängers

Als Gehäuse wird wegen der Ferrit-Antenne ein Kunststoffgehäuse benutzt, z.B. Teko P 4 (210 mm x 125 mm x 70 mm). Wer dieses Gerät als Peil-Empfänger benutzen will, sollte die Bodenfläche mit Alu-Folie bekleben und diese mit Masse verbinden. Die Platine ist mit 30-mm-Abstandbolzen montiert. Auf der rechten Seite sind das Antennenpoti, die Antennenbuchse und das BFO-Poti angebracht. Der Ferrit-Stab wurde mit Kunststoffschellen auf der Platine befestigt. Wichtig ist eine gute Masseverbindung von der Platine an die Antennenbuchse.

Stückliste des KW-Empfängers

Halbleiter:
- 3 Stück Dual-Gate-MOS-FET 40841
- 2 Stück BF 245 A oder B
- 2 Stück BC 237 A
- 1 Stück TBA 820 oder TAA 611, bei Verwendung des TBA 820 entfällt das 1nF c von 2 nach 12
- 3 Stück BA 111 oder BA 150
- 1 Stück ZF 7,2 oder 8,2
- 1 Stück Diode 1N 4148 oder 1N 914

Induktivitäten:
- 2 Stück Mechanisch-Keramische Filter MF 41 mit Anpaß-Schwingkreisen
- 1 Stück VFO-Induktivität
- 1 Stück BFO-Induktivität
- 1 Stück Ferrit-Antennenstab 10x160 m. Wdg.

Widerstände:

2 Stück	68 Ω	2 Stück	2,2 kΩ
1 Stück	220 kΩ	1 Stück	10 kΩ
1 Stück	680 kΩ	1 Stück	15 kΩ
3 Stück	470 Ω	1 Stück	47 kΩ
1 Stück	1 Ω	2 Stück	220 kΩ
1 Stück	3,6 kΩ	2 Stück	100 kΩ
4 Stück	1 MΩ		

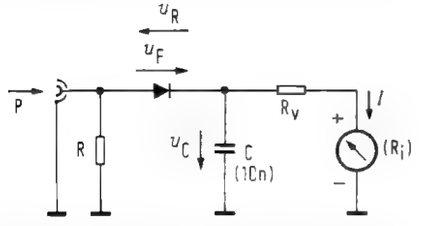
Kondensatoren:
- 2 Stück 22 od. 33 pF 3 Stück 50 nF
- 1 Stück 47 od. 68 pF 4 Stück 50 nF od. 0,1 µF
- 3 Stück 100 od. 120 pF 1 Stück 2,2 od. 3,3 µF
- 2 Stück 180 od. 220 pF 3 Stück 47 µF 12/15 V
- 2 Stück 470 od. 510 pF 3 Stück 220 µF 12/15 V
- 8 Stück 4,7 od. 15 nF 1 Stück 4 pF
- 1 Stück Trimmer 10 mm Ø 6...25 pF 34 Stück

Sonstiges: Teleskop-Stab-Antenne
- Gebohrte Platine
- 3 Stück Potis 10 bis ca. 100 kΩ
- 1 Stück Lautsprecher 70 mm Ø 8 Ω
- 1 Stück Gehäuse, gebohrt mit Zubehör
- 4 Stück Drehknöpfe 19 mm ‹
- 1 Stück Feintrieb 50 mm Ø 270°
- 1 Stück Drehschalter 3x3
- 1 Stück Cinch-Buchse
- 1 Stück Netzanschlußbuchse
- 2 Stück Batterie-Halter (4x Mignon)

Die hier aufgeführten Bauteile sind einzeln oder geschlossen bei Fa. Funk + Elektronik, Postfach 9146, 5300 BN Bad Godesberg 10, erhältlich.

Hf-Wattmeter – dimensioniert mit einem programmierbaren Taschenrechner

Bei der hier beschriebenen Problemstellung zeigen sich die Vorteile von programmierbaren Rechnern besonders deutlich. Das in *Tabelle 1* aufgeführte Programm errechnet die Bauelementewerte in der Grundschaltung nach dem *Bild* und ermöglicht schließlich das Aufstellen einer Umrechnungstabelle von einer linearen Instrumentenskala auf die gewünschte Leistungsskala.



Schaltung des Wattmeters, das zum Abgleich eines 2-m-Handfunksprechgerätes benötigt wird.

Das Programm ist für einen Rechner des Typs HP-25 erstellt.

Zur Vereinfachung des Rechnungweges wird angenommen, daß der Lastwiderstand R um Zehnerpotenzen kleiner ist als der Instrumentenvorwiderstand R_V. Ferner wird die Diode als ideal angenommen; ihre Schwellspannung U_F wird allerdings im Programm berücksichtigt.

Die frei wählbaren Werte für den Nennstrom des verwendeten Instruments (I_{max}), für seinen Innenwiderstand (R_i), den Hf-Lastwiderstand R und schließlich für den Skalenendwert der Leistungsskala (P_{max}) werden nach dem Eintippen des Programms eingespeichert ebenso U_F, wobei der Kennlinienverlauf als näherungsweise rechteckig angenommen wird. Das Programm errechnet daraus zunächst die notwendige Sperrspannung der Diode (U_R), den Wert für R_v und die Mindest-Spannungsfestigkeit des Siebkondensators U_c. Der Kapazitätswert von C wurde fest auf 10 nF gelegt, da dieser bei praktisch allen Anwendungsfällen brauchbar ist. Die Tabellierung der Skalenumrechnung ist sehr einfach: Nach Eintippen des jeweiligen Leistungswertes wird sofort der äquivalente Instrumentenstrom errechnet.

Tabelle 2 zeigt das Ergebnis für ein Wattmeter mit 1,5 W Vollausschlag und 50 Ω Anschlußimpedanz. U_F kann mit etwa 0,3 V angesetzt werden, wenn eine Schottky-Diode (z.B. HP 2800) verwendet wird.

Tabelle 3 zeigt schließlich, wie sich die Bauelementewerte und die Skala ändern, wenn ein Vollausschlag von 15 W und eine Dioden-Schwellspannung von 0,7 V eingesetzt werden. U_F wurde deswegen höher angenommen, weil die sich ergebende notwendige Sperrspannung die Serienschaltung von zwei Schottky-Dioden erfordert. Für Frequenzen bis etwa 30 MHz kann man sich allerdings auch mit einer Siliziumdiode genügender Sperrspannung behelfen, wofür ebenfalls U_F = 0,7 V ein guter Näherungswert ist.

Beim praktischen Aufbau ist es wichtig, auf möglichst kurze Anschlußdrähte beim Lastwiderstand, bei der Diode und beim Siebkondensator zu achten, um die Meßgenauigkeit nicht bei hohen Frequenzen zu beeinträchtigen.

Herwig Feichtinger

Tabelle 1. Programm für den HP-25

Nr.	Tasten	Nr.	Tasten
01	RCL 0	18	STO 5
02	RCL 1	19	R/S
03	x	20	RCL 1
04	2	21	x
05	x	22	2
06	f$\sqrt{x}$	23	x
07	RCL 2	24	f$\sqrt{x}$
08	–	25	RCL 2
09	STO 7	26	–
10	RCL 3	27	RCL 4
11	÷	28	RCL 6
12	RCL 4	29	+
13	–	30	÷
14	STO 6	31	g x≧0
15	RCL 7	32	GTO 19
16	2	33	0
17	x	34	GTO 19

Eingabe:

P_{max}	STO 0	I_{max}	STO 3
R	STO 1	R_i	STO 4
U_F	STO 2	f PRGM, R/S	

Ausgabe:

U_R (aus Reg. 5)		Skalentabellierung:
RCL 6	R_v	P eingeben, R/S,
RCL 7	U_c	I(P) wird errechnet

Tabelle 2. Beispiel: 1,5-W-Leistungsmesser

P_{max}	= 1,5 W	I_{max}	= 100 µA
R	= 50 Ω	R_i	= 200 Ω
U_F	= 0,3 V		

Errechnete Werte:

U_R = 23,89 V
R_v = 119,27 kΩ
U_c = 11,95 V

Skalenumrechnung:

P/W	I/µA
0,05	16,2
0,1	24,0
0,2	34,9
0,5	56,7
0,75	70,0
1,0	81,2
1,5	100

Tabelle 3. Beispiel: 15-W-Leistungsmesser

Wattmeter mit	P_{max}	= 15 W
	U_F	= 0,7 V
	I_{max}	= 100 µA
	R_i	= 200 Ω
	R	= 50 Ω
Ergebnis:	U_R	= 76,1 V
	R_v	= 380 kΩ
	U_c	= 38 V

Skalen-umrechnung:	W	µA
	0,5	16,8
	1	24,5
	2	35,3
	3	43,7
	5	57,0
	7	67,7
	10	81,3
	15	100

Literatur

Mäusl, R.: Hochfrequenzmeßtechnik. Verlag Hüthig, Heidelberg 1974.

Nachtrag zum codierten Türöffner

FUNKSCHAU 21/1976, Seite 923

Der Verfasser des Artikels „Codierter Türöffner" hat einen weiteren praktisch realisierbaren Beitrag zu vorhandenen Lösungen geleistet, wobei die Tatsache, daß ein einziger Taster ausreicht, besondere Beachtung verdient.

Ich möchte jedoch – im Sinne einer Systematisierung – einen Pflichtenkatalog für elektronische Selbstbau-Schlösser zur Diskussion stellen. Neben der Forderung nach Betriebszuverlässigkeit sollen folgende Bedingungen erfüllt sein:

1. Der Ziffernvorrat sollte von 0 bis 9 reichen.
2. Die Stellen einer Zahl sollten ohne Zeitbeeinflussung von Bedienungen eindeutig gekennzeichnet werden.
3. die Stellenzahl sollte frei wählbar und mindestens gleich 3 sein.
4. Jede Fehlbedienung sollte erkannt werden und eine Zwangspause (Inaktivierung der Schaltung) erzeugen.
5. Die Mischung von integrierten und diskreten Bauteilen sollte auf ein Minimum beschränkt werden, um eine Verwirklichung durch Drahtwickel-Technik nicht zu erschweren.
6. Die Aufbereitung der Bedienungsimpulse sollte so wirkungsvoll sein, daß Witterungseinflüsse auf die Bedienungselemente und deren Folgen (z. B. Kontaktschwierigkeiten) „verkraftet" werden.

Die Erfüllung dieser Forderungen gestattet die Konstruktion eines einheitlichen Bausteins, der wegen der Erweiterungs- und „Programmier"-Möglichkeiten genügende Sicherheit gegen unbefugtes Öffnen des Schlosses gewährleistet.

Eine Beispielsrechnung soll dies verdeutlichen.

Gegeben: Stellenzahl n: = 6 (Pkt. 3)
Gegeben: Zwangspause T: = 40 s (Pkt. 4)

Nimmt man an, daß ein möglicher Eindringling die Stellenzahl n kennt und daß er bereits nach 1 % der Möglichkeiten die richtige Kombination gefunden hat, so hat er immerhin ca. 111 Stunden probiert.

Volker Knigge

Die Beschreibung eines FM-Handfunksprechgeräts mit einem CMOS-Frequenzsynthesizer in FUNKSCHAU 1976, Heft 18, zog ein derart großes Leserecho nach sich, daß sich Redaktion und Verfasser entschlossen, hierzu im Rahmen des Franzis-Platinenservice die Platinen 7 + 8 herauszubringen und parallel dazu diese Nachbauanleitung zu veröffentlichen.

Herwig Feichtinger

2-m-FM-Handfunksprechgerät mit 80-Kanal-Synthesizer

2. Teil: Tips für den Nachbau

Einleitend sei aber bemerkt: Der Bau eines so komplexen Gerätes setzt einige Erfahrung auf dem Gebiet der Hf-Technik voraus; ferner sind zum Abgleich verschiedene Meßgeräte – 10-MHz-Oszillograf, 200-MHz-Frequenzzähler, Wattmeter – erforderlich, über die sicher nicht jeder Hobby-Elektroniker verfügt. Ein passendes Wattmeter wurde bereits in Heft 1/77, S. 38, beschrieben.

Wie bereits in der Beschreibung der Schaltung [1] erwähnt, enthält das Gerät zwei Platinen: eine für die Synthesizer-Frequenzaufbereitung und eine Platine, die Sender, Empfänger und Sende-Empfangs-Umschaltung beinhaltet (*Bild 1*).

Aufbau

Um die Notwendigkeit umständlicher Abschirmmaßnahmen zu umgehen, ist die Bestückungsseite dieser Platinen (FS 7 + 8) mit einer durchgehenden Massefläche versehen, die nur an den Bauelementelöchern, die nicht nach Masse führen, freigeätzt ist. Für Hf-Schaltungen hat sich diese Aufbaumethode sehr bewährt. Bei der Bestückung ist aber zu beachten: Die meist stehenden Bauelemente sind so in die Platine zu stecken, daß das *längere* Drahtende nach Masse führt. Dieses ist dann auch auf der Bestückungsseite zu verlöten.

Bild 2 zeigt den Bestückungsplan für die Synthesizer-Platine (*Bild 3*), die Sender-Empfänger-Platine zeigt *Bild 4*, den Bestükkungsplan hierzu *Bild 5*. Die Bezugsquellen für die wichtigsten Spezialteile sind in *Tabelle 1* zusammengefaßt.

Auf der Synthesizer-Platine werden Vogt-Spulenbausätze ohne Kernschalen verwendet. Die dem jeweiligen Kreis zugehörige Koppelwicklung (nur bei den VCOs vorhanden) wird in die unterste Wickelkammer gelegt, ihre Enden werden zu den beiden Stiften auf der Seite des Abgleichloches geführt. Die Schwingkreiswicklung sitzt in der größeren, mittleren Kammer und ist mit den beiden übrigen Stiften verbunden; der Wicklungssinn spielt dabei keine Rolle. Die Spulen L1, L4 und L5 werden ohne Körper direkt auf kurze 3-mm-Ferritkerne gewickelt (*Bild 6* zeigt den Aufbau der verwendeten Spulen).

Man beginnt bei der Bestückung am besten mit den IS-Fassungen (besonders bei CMOS-IS ist die Verwendung von Fassung sehr empfehlenswert), den bipolaren Transistoren und den Dioden. Nach dem Einlöten der passiven Bauelemente können dann auch die Spulen, das Relais und die Filter eingestzt werden. Erst danach sollten, nach einer nochmaligen Kontrolle, die CMOS-IS eingesteckt werden. Diese IS sind äußerst *empfindlich* gegenüber statischer Aufladung. *Anschlüsse nicht mit den Fingern berühren!* Bewährt hat sich die Methode, vor dem Entfernen der Al-Folie einen dünnen Draht auf beiden Seiten durch die Anschlüsse zu fädeln und ihn erst nach dem Einsetzen in die Fassung wieder zu entfernen.

Dieses 80-Kanal-Handfunkgerät für das 2-m-Band können sich versierte Amateure selbst bauen. Im Franzis-Platinenservice stehen hierzu die Platinen FS 7 und FS 8 zur Verfügung

Abgleich der Platinen

Nachdem die 16 Dioden in die Codierschalter eingelötet sind und die Verbindungen von ihnen zur Synthesizer-Platine hergestellt sind, empfiehlt es sich, zunächst die Frequenzaufbereitung abzugleichen, ohne die Sender-Empfänger-Platine anschließen. Zu diesem Zweck werden an den Betriebsspannungseingang und an „+E" +12 V gelegt. Die Stromaufnahme muß etwa 10 mA betragen.

Zuerst sollte der Rückmischoszillator abgeglichen werden. Dazu ist ein UKW-Fre-

Herwig Feichtinger wurde 1952 in Landsberg am Lech geboren und wuchs in Oberstdorf auf, wo er das mathematisch-naturwissenschaftliche Gymnasium besuchte. Seit 1972 studiert er an der Fachhochschule in München Nachrichtentechnik. Zu diesem Zeitpunkt begann er auch mit dem Schreiben von Fachaufsätzen, seit 1973 auch für die FUNKSCHAU. Zu seinen Hobbys gehören Amateurfunk und Musik.

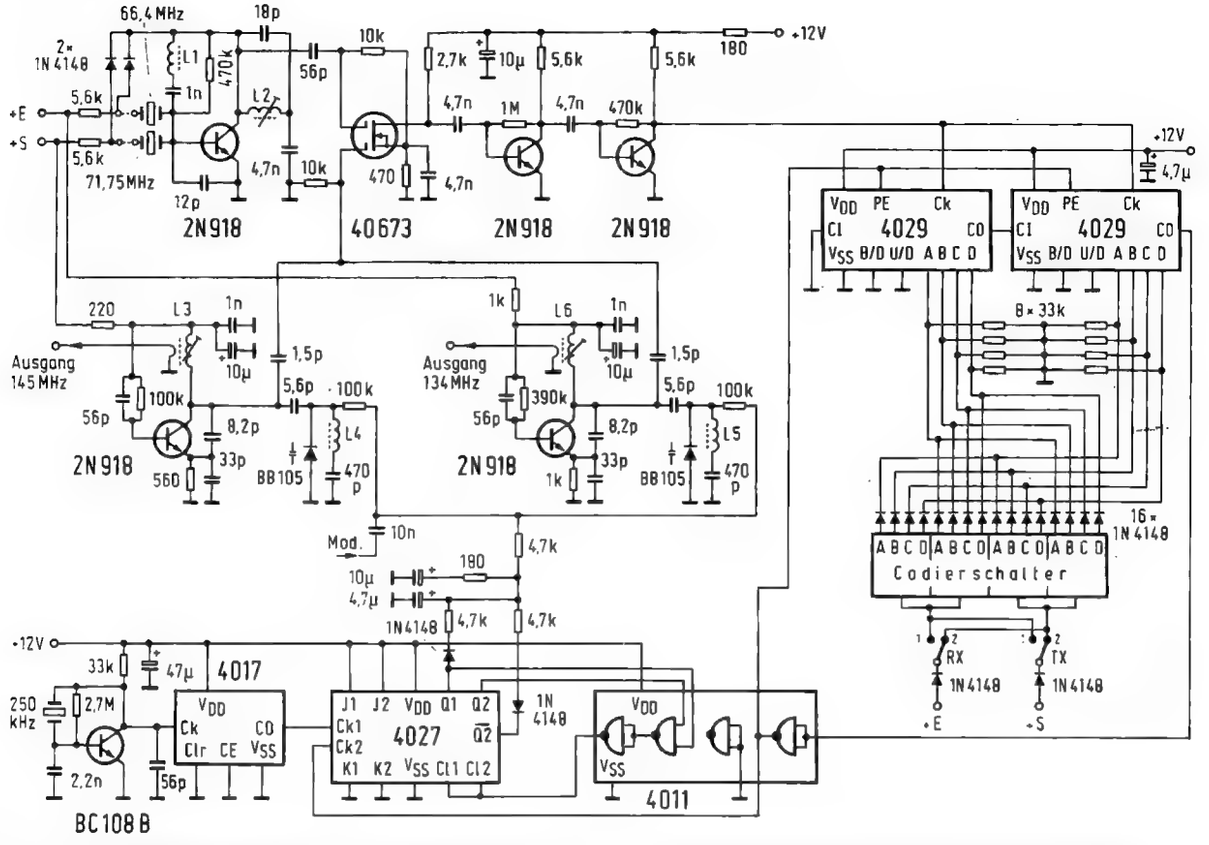
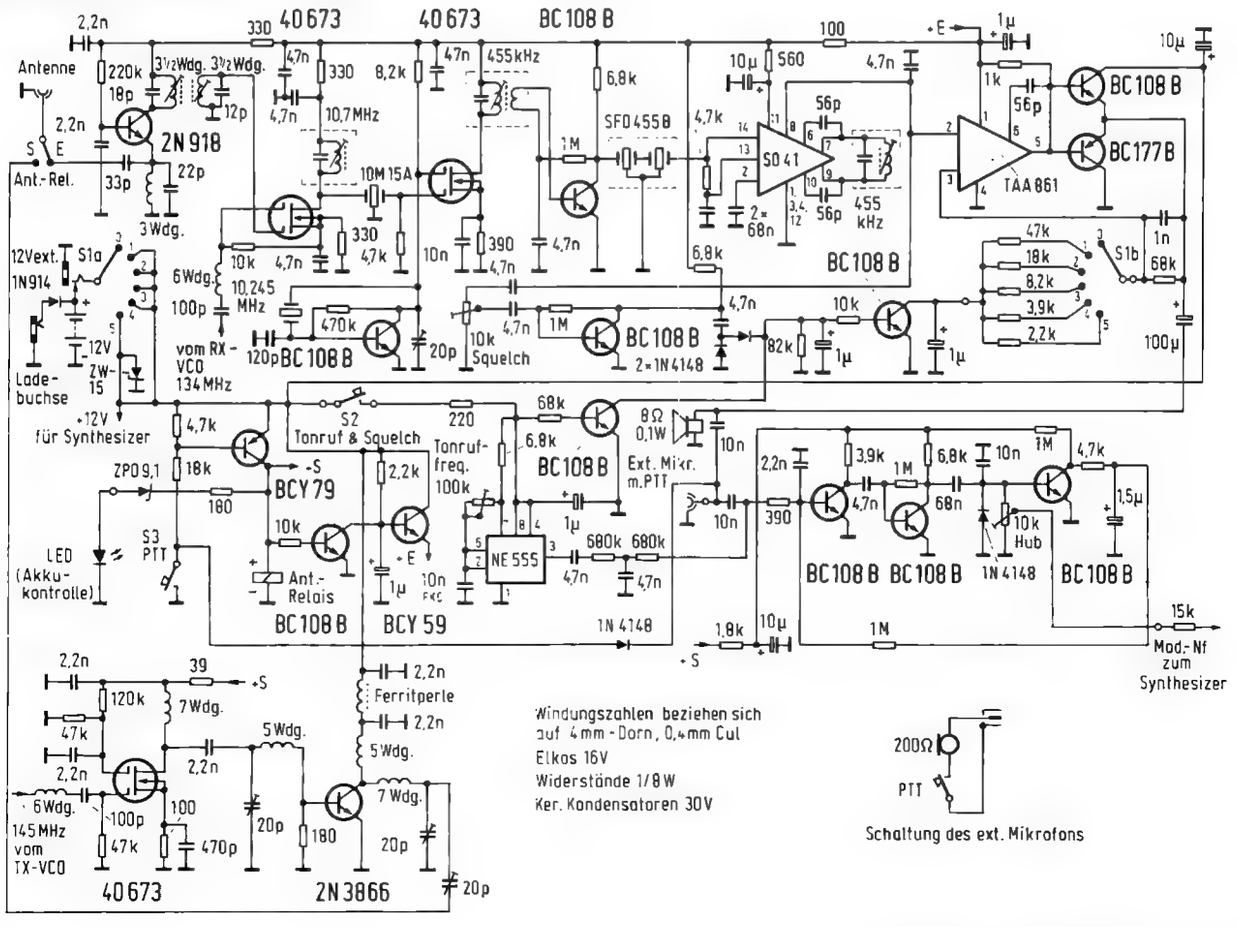


Bild 1. Schaltung des Handfunksprechgeräts. Sie weist gegenüber der in Heft 18/76 veröffentlichten Schaltung einige Verbesserungen auf (Oben: Synthesizer. Unten: Sender/Empfänger)



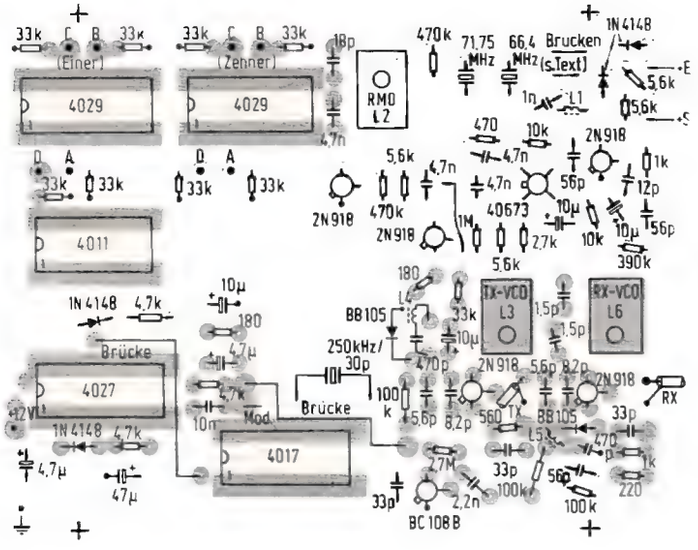


Bild 2. Bestückungsplan der Synthesizerplatine

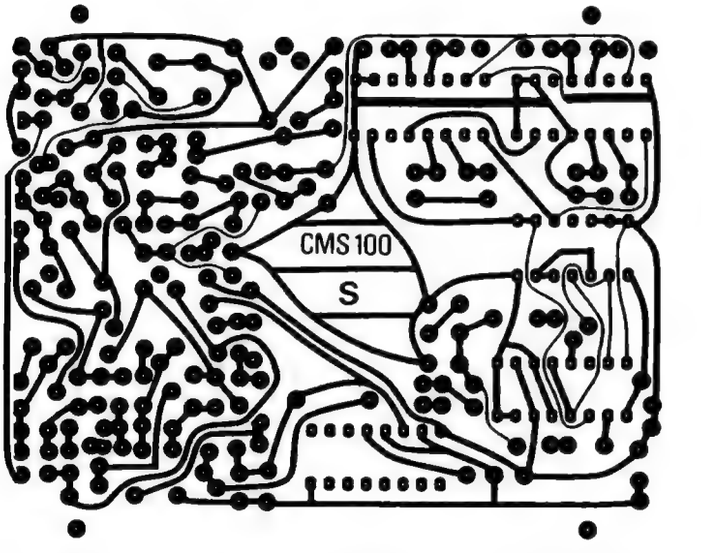


Bild 3. Die Synthesizerplatine FS 8

quenzzähler ausreichender Empfindlichkeit über einen kleinen Koppelkondensator von etwa 1pF an den Kollektor des Oszillatortransistors anzuschließen.

Die Schwingfrequenz soll genau 66,4 MHz betragen; sollte dies auf Grund von Quarztoleranzen nicht der Fall sein, kann durch Ersetzen der in Serie zum jeweiligen Quarz liegenden Brücke durch einen kleinen Kondensator von einigen pF oder eine Spule mit wenigen Windungen eine Korrektur vorgenommen werden.

Der entsprechende Abgleich für 71,75 MHz wird dann durch Umklemmen der Betriebsspannung von „+E" auf „+S" vorgenommen.

Anschließend wird der Frequenzzähler an den Kollektor des 250-kHz-Oszillators gelegt. Da die Schaltung relativ hochohmig ist, muß u.U. ein 10:1 Tastkopf verwendet werden, um den Oszillator nicht zu sehr zu belasten. Eine geringe Abweichung von 250 kHz stört nicht, da davon nur der Abstand der Kanäle untereinander betroffen wird. Die zulässige Quarztoleranz ist etwa 10^{-4}. Mit dem Oszillograf ist zu kontrollieren, ob die Amplitude mindestens etwa 5 Vss beträgt.

Schließlich werden die VCO-Ausgänge nacheinander mit dem Frequenzzähler verbunden und L3 und L6 auf die jeweilige Sollfrequenz eingestellt. Die Frequenz muß dabei deutlich auf dem eingestellten Kanal einrasten. Ist das nicht der Fall, so kann man sich von der vorschriftsmäßigen Funktion des Rückmischers überzeugen, indem der Oszillograf über einen 10:1-Tastkopf an den Kollektor des zweiten Rückmischverstärker-Transistors angeschlossen wird. Die Rückmischfrequenz soll eine Amplitude von min. etwa 6 Vss aufweisen. Insbesondere bei tiefen Frequenzen ist ihre Kurvenform nicht sinusförmig, sondern sichtbar begrenzt.

Durch Schalten der Kanäle 20 bis 99 ist nachzuprüfen, ob die Regelschleife auch nach kurzem Abtrennen der Betriebsspannung wieder einrastet, und zwar getrennt für Sender- und Empfänger-VCO.

Wenn der Frequenzsynthesizer abgeglichen ist, kann er mit der Sender-Empfänger-Platine verschaltet werden. *Bild 7* zeigt die hierfür notwendigen Verbindungen. Beim Anschalten der Betriebsspannung ist im Lautsprecher sofort ein Rauschen zu hören. Die Stromaufnahme der Gesamtschaltung darf etwas über 30 mA betragen (Rauschsperre geöffnet).

Für den weiteren Abgleich ist es unbedingt erforderlich, ein gut hörbares, aber noch verrauschtes Signal zu empfangen, das entweder von einer nahegelegenen Relaisfunkstelle stammt oder einem Empfänger-Meßsender entnommen wird. An Pin 14 der IS SO 41 wird über einen 10:1-Tastkopf der Oszillograf angeschlossen, so daß die Zf am Schirm sichtbar ist. Das Bandfilter in der Hf-Vorstufe (145 MHz) kann nun auf Maximum abgeglichen werden, ebenso die Zf-Filter. Der Diskriminatorkreis am S041 wird lediglich auf maximale Wiedergabelautstärke eingestellt.

Wer über einen Wobbel-Meßsender verfügt, kann die Durchlaßkurve durch optimalen Abgleich fast rechteckig einstellen. Dabei ist es auch wichtig, mit dem dafür vorgesehenen 20-pF-Trimmer den 10,245-MHz-Quarz auf seine Sollfrequenz zu ziehen. Wer über keine Wobbelmöglichkeit verfügt, kann statt dieses Trimmers auch einen Festkondensator von etwa 12...18pF einlöten.

Das Squelch-Trimmpoti wird schließlich noch kurz vor dem Einsatz des Rauschens eingestellt. Der Abgleich des Empfängers ist damit abgeschlossen. Durch Druck auf die Tonruf-Taste muß sich die Rauschsperre wieder öffnen lassen.

Da hierbei gleichzeitig auch der Tonrufoszillator anschwingt, läßt sich durch Anschließen des Frequenzzählers an Pin 3 der IS 555 auch in der Betriebsart Empfang die Sollfrequenz von 1750 Hz leicht einstellen.

Wenn die Sendetaste gedrückt wird, leuchtet die Kontroll-LED auf, solange die Betriebsspannung noch über 11 V liegt (das ist die Entladeschlußspannung üblicher NiCd-Akkus). Die Trimmer im Sender werden einfach auf maximale Hf-Ausgangsleistung abgeglichen.

Schließlich werden noch Sende- und Tonruf-Taste gleichzeitig gedrückt; der FM-Hub soll auf etwa ±4 kHz eingestellt werden. Wer über keinen geeichten Hubmesser verfügt, kann sich auch durch Abhören mit einem Zweitempfänger behelfen. Das Heranziehen des Tonrufs zur Hubmessung ist deshalb sinnvoll, weil wegen der automatischen Hubregelung im Modulationsverstärker Sprachhub und Tonrufhub identisch ist, solange die Nf-Eingangsspannung über dem Regeleinsatz liegt.

Sollte bei Verwendung des Lautsprechers als Mikrofon die Modulation zu dumpf klingen, kann eine gewisse Verbesserung durch Einfügen eines R-C-Hochpasses (ca. 10 nF/10 kΩ) zwischen Hub-Trimmpoti und Synthesizer-Modulationseingang erzielt werden.

Einbau der Platinen in ein Gehäuse

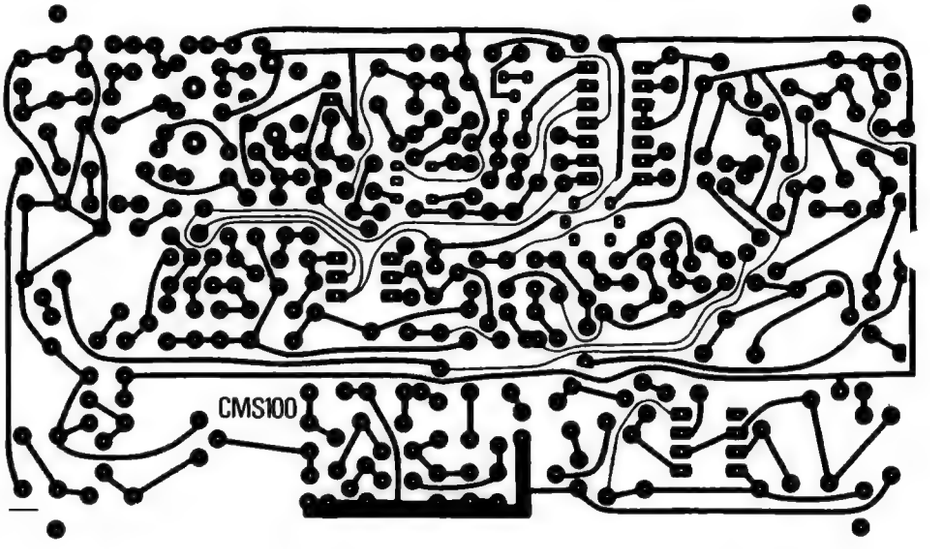
Wegen der durchgehenden Massefläche auf den beiden Platinen treten beim Zusammenbau des Geräts meist keine Abschirmprobleme auf. Es ist aber erforderlich, ein Metallgehäuse zu verwenden, dessen einzelne Teile einwandfrei leitend miteinander verbunden sind. Undefinierte Übergangswiderstände können zu hörbaren Kratzgeräuschen, besonders auf der Sendermodulation, und zu Hf-Rückwirkungen von der (meist aufgesteckten) Antenne in die Frequenzaufbereitung führen.

Falls bei großer eingestellter Lautstärke eine „akustische" Rückkopplung vom Lautsprecher auf den Empfänger-VCO auftritt, kann diese meist durch gegenseitiges Verkleben der VCO-Bauelemente mit handelsüblichem Alleskleber beseitigt werden. Der Effekt kann auftreten, weil mechanische Erschütterungen, die durch den Lautsprecher hervorgerufen werden, die quasi als Kondensatormikrofon wirkenden Bauelemente in ihren Werten beeinflussen und so eine Frequenzmodulation der VCO-Frequenz ergeben.

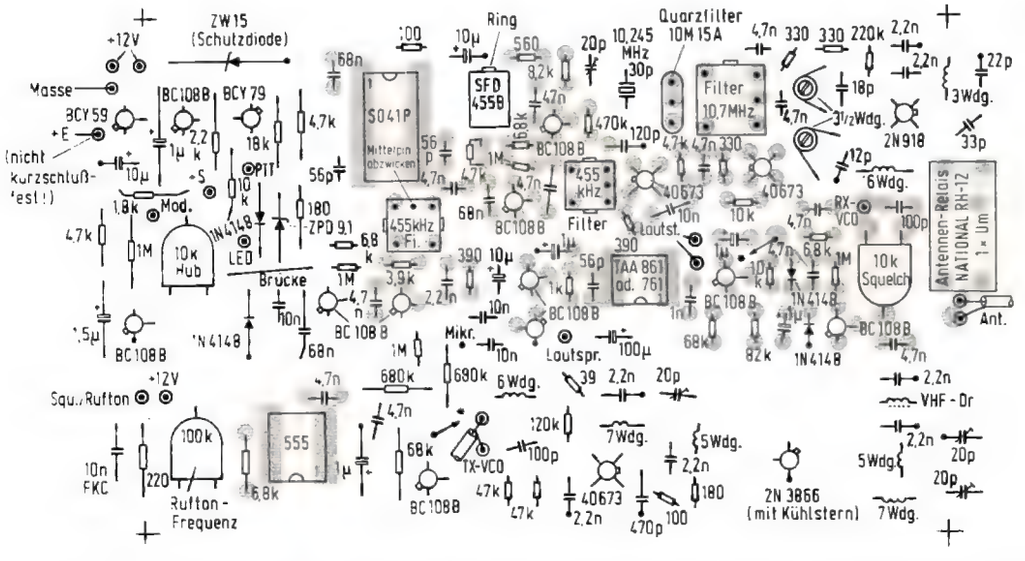
Ferner ist darauf zu achten, daß für die Sende- und die Tonruftaste nur Ausführungen mit einwandfreier Kontaktgabe verwendet werden. Wegen der elektronischen Sende-Empfangs-Umschaltung führen auch hier undefinierte Übergangswiderstände zu Kratzgeräuschen auf der Sendermodulation. Synthesizer sind erfahrungsgemäß besonders empfindlich gegenüber Störspannungen auf der Betriebsspannung. Das gilt auch für das hier beschriebene Gerät, denn aus Platzgründen sind in der Schaltung relativ wenige Siebmittel vorhanden (was ja bei Bat-

Bezugsquellen der wichtigsten Spezialteile

Relais National RH-12, 1xUM, 12 V
Fa. SDS, Fichtenstr. 5, Deisenhofen
Quarzfilter 10 M 15 A
Erika Helpert, Oberer Kirchwiesenweg 7 a, 6000 Frankfurt 56
Keramikfilter SFD 455 B
Radio-Rim, Bayerstr. 25, 8000 München 2
Miniaturfilter 10,7 MHz „FM-2" und Subminiaturfilter 455 kHz „AM-2"
Fa. CONRAD, Fach F 107, 8452 Hirschau
Subminiatur-Trimmer 6-22 pF, Typ 5S-Triko-03
Fa. Bürklin, Schillerstr. 40, 8000 München
Kodierschalter CHERRY T-50, vierstellig mit Endkappen, BCD
Fa. Bürklin (s.o.)
Alle Spezialteile inkl. der Quarze, Bausätze sowie Fertiggeräte liefert die Fa. Josef Frank, Wasserburger Landstr. 120, 8000 München 82, Tel. 4 30 27 71



▲ Bild 4. Die Platine Sender/Empfänger FS 7



◀ Bild 5. Bestückungsplan Sender/Empfänger

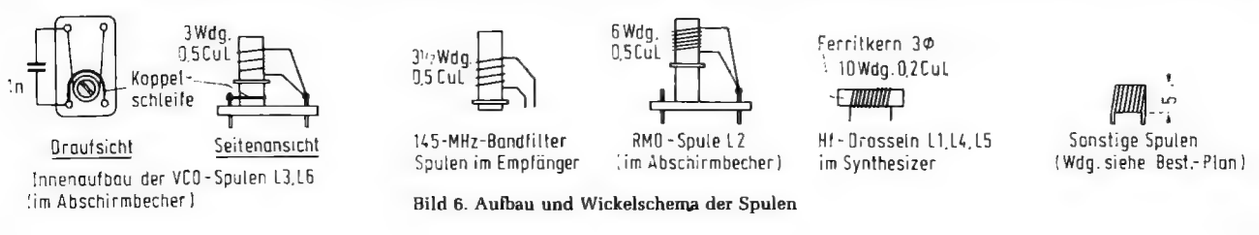


Bild 6. Aufbau und Wickelschema der Spulen

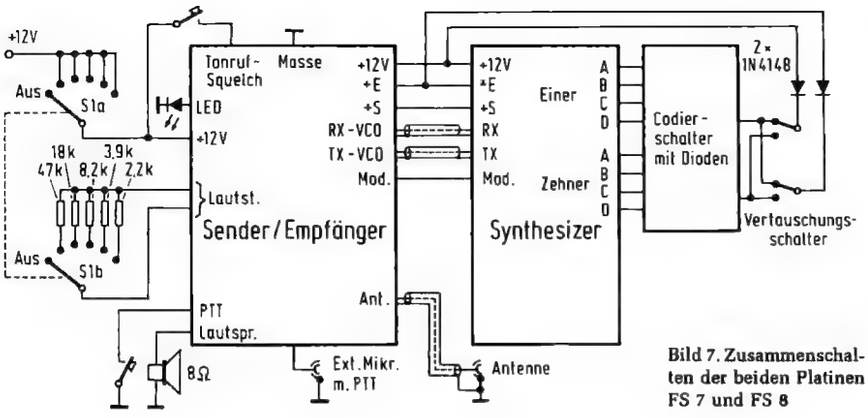


Bild 7. Zusammenschalten der beiden Platinen FS 7 und FS 8

teriebetrieb auch völlig unproblematisch ist). Bei der Verwendung externer Spannungsquellen, wie Netzgeräte oder Kfz-Bordnetze, ist daher eine ausreichende Siebung von großer Bedeutung.

Falls über eine Schaltbuchse der geräteeigene Lautsprecher abgeschaltet und eine externe Ausführung verwendet wird, ist diese bei Senden auch wieder als Mikrofon wirksam. Solch ein externer Mikrofonlautsprecher kann besonders bei Mobilbetrieb nützlich sein. Die Leitung der Sendetaste wird dann einfach über einen 10-kΩ-Vorwiderstand an den Eingang für das externe Mikrofon geführt, so daß keine zusätzliche Buchse benötigt wird.

Im Mustergerät fand als Stromversorgung ein NiCd-Akku mit 225 mAh Kapazität Verwendung (DKZ 225). Mit ihm ergibt sich eine durchschnittliche Betriebsdauer von etwa fünf Stunden je Ladung. Wenn die Spannung unter 11 V sinkt, ist der Akku praktisch leer, bei Senden leuchtet die LED dann nicht mehr auf und signalisiert dadurch die Notwendigkeit des Aufladens. Das sollte etwa 14 Stunden lang mit einem Strom von 23 mA geschehen.

Wenn das Absinken der Spannung nicht beachtet wird, arbeitet ab etwa 10 V der programmierbare Teiler nicht mehr einwandfrei. In der oberen Bandhälfte, also dort, wo die höchste Rückmischfrequenz auftritt, rastet der Synthesizer dann nicht mehr auf der Sollfrequenz, sondern z.B. einen Kanal zu hoch.

Wenn sich dieser Effekt bereits im normalen Betriebsspannungsbereich bemerkbar macht, sind die verwendeten Teiler (4029) u.U. zu langsam. Dieser Effekt ergab sich beim Mustergerät vor allem bei IS der Herstellerfirma Texas Instruments, während bei IS von Fairchild, RCA und Solitron dieser Fehler nicht auftrat. In manchen Fällen kann es jedoch erforderlich sein, einen im Teiler erzeugten „unlogischen" Störimpuls durch einen kleinen Kondensator von etwa 56 pF von Pin 1 nach Pin 16 zu dämpfen (2).

Es ist leicht zu erkennen, daß der Bau solch eines Handfunksprechgeräts mit CMOS-Synthesizer manche Probleme aufwirft, die teilweise von TTL-Synthesizern nicht bekannt sind, sondern erstens aus den besonderen Eigenarten der CMOS-IS und zweitens aus der besonders geringen Gerätegröße resultieren. Trotzdem ist gerade hier der Selbstbau lohnend, da vergleichbare Geräte noch nicht im Handel sind.

Selbstbau einer Wendelantenne

Wendelantennen erfreuen sich in letzter Zeit weiter Verbreitung; sie haben zwar gegenüber einem Viertelwellenstab einen Verlust von etwa 3...4 dB, sind aber sehr handlich.

Als Ausgangsmaterial eignet sich am besten eine sogenannte „Schrauben-Druck-Feder" mit einem Außendurchmesser d = 9 mm, einem Windungsabstand a = 2,5 mm und einer Drahtstärke von etwa 1,5 mm. *Bild 10* zeigt, wie die Feder mit dem Stift eines BNC-Steckers durch Anlöten eines kurzen Drahtes verbunden werden kann. Die notwendige Länge der Feder beträgt etwa 15 cm; es empfiehlt sich aber, von einem etwa 20 cm langen Stück auszugehen und durch stufenweises Abschneiden in Verbindung mit einem Stehwellen-Meßgerät den genauen Wert zu ermitteln. Die Verstimmung durch ein späteres Überziehen

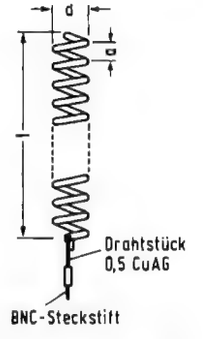


Bild 10. Wendelantennen kann man auch selbst bauen

mit Schrumfschlauch ist praktisch vernachlässigbar. Vorher muß aber der Antennenfuß (etwa die unterste halbe Windung) in den BNC-Stecker eingegossen werden, wofür sich handelsübliche Epoxid-Kleber wie z.B. „UHU-Plus" bestens eignen. Aus Gründen der mechanischen Stabilität sollte der Schrumpfschlauch bis über den Ansatz des BNC-Steckers gezogen werden.

Literatur

[1] Handfunksprechgerät mit 80-Kanal-Synthesizer. FUNKSCHAU 1976, Heft 18

[2] Datenblatt CD 4029 A. RCA. File No. 931

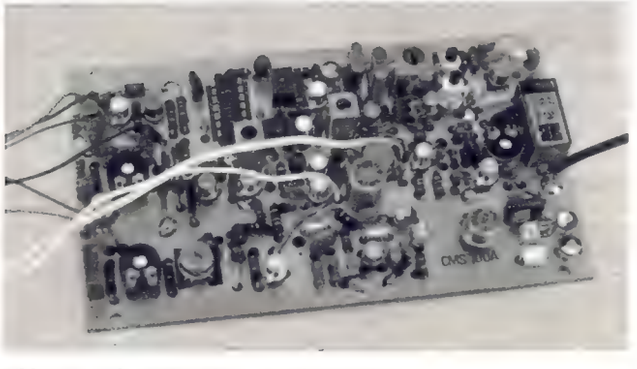


Bild 8. Fertig bestückte Platine Sender/Empfänger

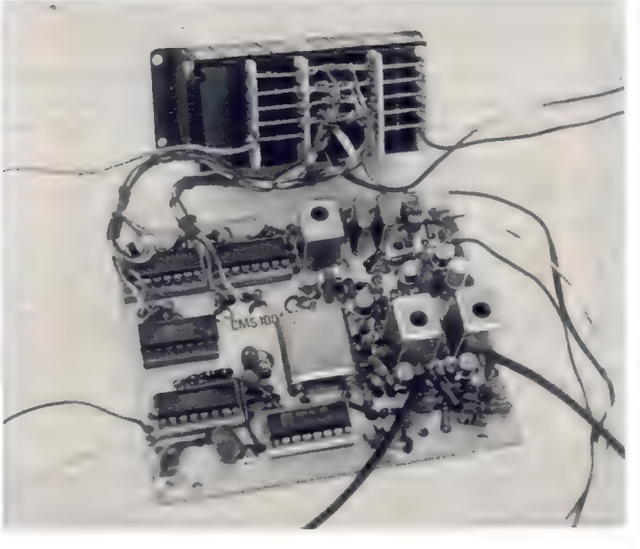


Bild 9. ▶ Synthesizerplatine Codierschalter

Der Vorschlag, eine normale Gebrauchsuhr durch einen Zeitzeichensender zu steuern, ist gar nicht so abwegig. Man spart sich nämlich den Bau einer Uhr, die oft schon fertig und in ansprechendem Design vorliegt. Die vorliegende Bauanleitung gibt Hinweise zu diesem Thema.

Herrmann Schreiber

Steuerung einer Gebrauchsuhr durch Zeitzeichensender

1. Teil

In großen Teilen Europas ist der Empfang der im Frequenzbereich 50...77,5 kHz arbeitenden Zeitzeichensender möglich. Die niedrigen Sendefrequenzen ergeben gute Ausbreitungsbedingungen, gestatten die Verwendung von kleinen Ferritantennen (50 mm x 4 mm) und lassen sich mit geringem Aufwand verstärken. Es wird damit möglich, Gebrauchsuhren durch Zeitzeichenempfänger zu steuern. Da für diese Anwendung keine integrierten Schaltungen verfügbar sind, ergibt sich ein gewisser Mehraufwand gegenüber Quarzuhren. Dieser Mehraufwand ist jedoch vertretbar, da die Zeitzeichensteuerung eine wesentlich höhere Genauigkeit gestattet, ohne höhere Speiseenergie zu fordern. Im beschriebenen Gerät können Empfänger, Vergleichslogik und Uhrwerk ein Jahr lang an einer normalen 1,5-V-Batterie betrieben werden.

Empfangstechnik

Vor dem Entwurf des Gerätes wurden die bei Empfang von 400...500 km entfernten Zeitzeichensendern verfügbaren Antennenspannungen messen. Bei Verwendung von Ferritstäben von 50 mm Länge und 4,1 mm Durchmesser lagen diese Spannungen in der Größenordnung von 100 µV. Den höchsten Wert lieferte die am weitesten entfernte Station DCF 77, deren Sendeleistung im Sommer 1975 auf 50 kW erhöht wurde. Diese Spannungswerte reichen aus, um die Verwendung eines Geradeausempfängers zu gestatten.

Eine hohe Trennschärfe ist jedoch erforderlich, da das erwähnte Frequenzband dicht mit Diensten aller Art belegt ist und da die Störvorschriften für elektrische Geräte die Frequenzen unter 150 kHz kaum berücksichtigen. Besonders Heimwerkgeräte, deren Entstörung bei 150 kHz noch einwandfrei ist, machen sich auf tieferen Frequenzen durch Geräusche bemerkbar, aus denen die Zeitzeichensignale nur mit Mühe herauszufiltern sind.

Keiner der europäischen Zeitzeichensender arbeitet völlig durchgehend, und die Abschaltpausen (Wartung, Gewitter, Pannen) betragen bis zu 4 h. Wenn im Laufe dieser Zeit die Eigenabweichung des Uhrwerks mehr als 0,5 s beträgt, dann wird der Fangbereich der Phasenvergleichsschaltung verlassen. Da ein entsprechend genaues Werk recht aufwendig ist, erschien es vorteilhafter, ein normales elektromechanisches Uhrwerk zu verwenden, und den Empfänger so auszulegen, daß er gleichzeitig zwei Frequenzen empfängt. Dazu kann man sich aus *Tabelle 1* zwei für den Empfangsort geeignete Stationen heraussuchen. Besser ist es, mit einem Kontrollempfänger (ein sehr einfaches Gerät wird in einem folgenden Beitrag beschrieben) die Empfangsqualität der Zeitzeichensignale in einem Dauerversuch besonders auf Störfreiheit zu überprüfen. Die theoretische Wahrscheinlichkeit eines gleichzeitigen Ausfalls von zwei Sendern beträgt etwa 30 min im Jahr. In der Praxis dürfte sie niedriger liegen, da die regelmäßige Wartung bei den vier Sendern nie gleichzeitig vorgenommen wird. Außerdem wird die Betriebssicherheit der Sender laufend verbessert.

Belanglos für die geplante Anwendung sind die von den einzelnen Sendern verschiedentlich kodierten Zusatzinformationen wie Minutenkennung, Rufzeichen, Zeitangabe. Zu beachten ist deshalb nur, daß alle Sender zu Beginn fast jeder Sekunde ihren Träger während mindestens 100 ms stark reduzieren oder ganz abschalten.

Schaltungstechnik des Empfängers

Zum gleichzeitigen Empfang zweier Sender scheint es möglich, das Überlagerungsprinzip so anzuwenden, daß man beispielsweise beim Empfang von 75 kHz und 77,5 kHz die Oszillatorfrequenz auf 76,25 kHz legt, wobei in beiden Fällen eine Zwischenfrequenz von 1,25 kHz entsteht. In der Praxis ergeben sich jedoch bei diesem Verfahren Schwebungen zwischen den beiden Zwischenfrequenzen, deren Periodendauer in der Größenordnung der Dauer der Empfangssignale liegen kann. Es ist deshalb sicherer, die beiden Empfangsfrequenzen bis zur Demodulation getrennt zu filtern.

Auf Grund der begrenzten Speiseleistung ist es nicht möglich, mit Kollektorruheströmen von mehr als 10 µA pro Stufe zu arbeiten. Die in Rundfunkempfängern übliche Schaltung, in *Bild 1* mit entsprechenden Widerstandswerten bestückt, zeigt dann einen Eingangswiderstand von mehreren 100 kΩ. Andererseits bedingt die geringe Betriebsspannung eine hohe Rückwirkungskapazität, da die Basis-Kollektor-Diode des Transistors Eigenschaften besitzt, die denen einer Abstimmdiode nicht unähnlich sind. Die hohen Werte des Eingangswiderstands und der Basis-Kollektor-Kapazität bedingen eine sehr starke innere Rückwirkung, so daß wilde Schwingungen nur bei sehr sorgfältiger Neutralisation (C_n) vermieden werden können. Dadurch wird der Abgleich der Schaltung sehr langwierig.

Bedeutend problemloser arbeitet die Schaltung in *Bild 2*. Hier steuert der Emitterfolger T 1 den in Basisschaltung arbeitenden T 2 an. Dieser Pufferbetrieb ergibt eine sehr geringe Rückwirkung, so daß auf Neutralisation verzichtet werden kann. Bei einem Kollektorruhestrom von 4....5 µA pro Transistor erhält man einen Eingangswiderstand von etwa 500 kΩ, so daß auch auf Spulenabgriffe verzichtet werden kann. Da bei beiden Transistoren Basis und Kollektor auf demselben Gleichpotential liegen, ist die Emitter-Kollektorspannung gleich der Basisschwellspannung, die bei dem gewählten

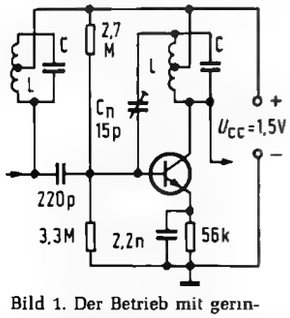


Bild 1. Der Betrieb mit geringer Speiseleistung bedingt eine hohe innere Rückwirkung bei Hf-Stufen

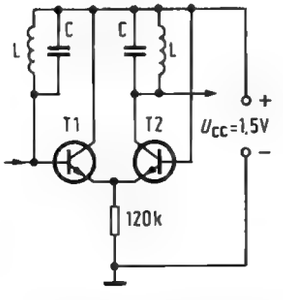


Bild 2. Hf-Verstärkerstufe mit geringer innerer Rückwirkung und µW Speiseleistung

Tabelle 1. Europäische Zeitzeichensender

Frequenz (kHz)	Rufzeichen	Standort	Abschaltung zur Wartung
50	OMA	Liblice (östl. Prag) 50° 4' N, 14° 53' 0	Erster Mittwoch im Monat, 5 h bis 11 h
60	MSF	Rugby (östl. Coventry) 52° 22' N, 1° 11' W	Erster Dienstag im Monat, 10 h bis 14 h
75	HGB	Prangins (nördl. Genf) 46° 24' N, 6° 15' 0	
77,5	DCF	Mainflingen (östl. Frankfurt a. Main) 50° N, 9°0' E	Zweiter Dienstag im Monat, 4 h bis 8 h

Arbeitspunkt etwa 0,5 V beträgt. Man erhält dadurch eine zumindest in der letzten Hf-Stufe günstige Signalbegrenzung. Die erzielbare Spannungsverstärkung beträgt zwar nur etwa 10 bis 15, mehr ist aber durchaus nicht wünschenswert, da sonst in den ersten Stufen Kreuzmodulationen mit Störsignalen auftreten können.

Obwohl in der Schaltung nach Bild 2 zwei Transistoren pro Stufe notwendig sind, bleiben Platzbedarf und Aufwand geringer als bei der Schaltung in Bild 1, besonders da für T 1 und T 2 auch „minderwertige Typen" (meist Typen, die nur 5 bis 10 V zwischen Kollektor und Emitter vertragen) geeignet sind, wenn ihre Stromverstärkung bei $I_C = 5$ µA mindestens 30 beträgt.

Wie *Bild 3* zeigt, wird gleichzeitige Verstärkung zweier Frequenzen möglich, wenn man im Eingang und im Ausgang zwei entsprechend abgestimmte Schwingkreise hintereinanderschaltet. Besonders bei geringem Abstand zwischen diesen Frequenzen treten Verkopplungen und verschiedenartige Rückwirkungen auf, so daß eine auf beiden Frequenzen etwa gleiche Verstärkung nur erhalten werden kann, wenn man den auf die tiefere abgestimmten Kreis an + V_{CC} (Masse) legt, und für ihn ein niedrigeres L/C-Verhältnis wählt als für den zweiten.

Ausgeführte Empfängerschaltung

Die Empfängerschaltung in *Bild 4* enthält drei wie in Bild 3 geschaltete Hf-Stufen. Die Schwundregelung (T 4) beeinflußt nicht, wie bei Analogsignalen (Rundfunk) üblich, die erste Stufe, sondern die zweite. Die dabei möglichen Verzerrungen sind bei Logiksignalen belanglos und führen sogar zu einer wünschenswerten Amplitudenbegrenzung.

Um die Ausgangskreise nicht zu stark durch die Demodulatordiode D 1 zu bedämpfen, wurde die Kollektorstufe T 8 nachgeschaltet. Durch sie erhält man auch einen Abgleich der Basisschwellspannungen. R 4 ist so einzustellen, daß T 9 bei Ruhebetrieb (Tastpausen der Sender) gesättigt bleibt. Diese Sättigung wird dann bei Empfang des Trägers durch T 8 so weit aufgehoben, daß an R 6 ein Spannungsabfall (je nach Signalstärke 0,8...1,3 V) entsteht, der T 4 über R 3 so weit aufsteuert, daß die entsprechende Spannungsverstärkung erhalten wird. Auf Grund der niedrigen Modulationsfrequenz des Signals muß die Zeitkonstante (R 3, C 10) der Schwundregelung sehr hoch gewählt werden. Nach Einschalten des Gerätes dauert es deshalb mehr als 10 s, bis die Aufladung von C 10 auf die Basisschwellspannung von T 4 den Empfang möglich macht.

Wenn keiner der zu empfangenden Sender mehr als 300 km entfernt ist, kann die erste Stufe weggelassen werden. Die Ferritantennen L 1-C 1 und L 2-C 2 sind dann in die Basisleitung von T 3 zu legen. Bei größerer Entfernung zu den Sendern ist das Weglassen der ersten Stufe möglich, wenn für die Antennen 10...20 cm lange und 8...10 mm starke Ferritstäbe verwendet werden. Zumindest bei nahe beieinanderliegenden Empfangsfrequenzen müssen, zur Vermeidung von Verkopplungen, diese Stäbe in einer Entfernung von mehr als 20 cm aufgestellt werden. Bei 5 cm langen Stäben genügt dagegen ein Abstand von 10 cm.

Die am Mustergerät aufgenommene Selektivitätskurve in *Bild 5* zeigt eine 3-dB-Bandbreite von etwa 100 Hz. Die Phasendrehung der Abstimmkreise ergibt eine besonders hohe Selektivität in der Lücke zwischen den beiden Nutzfrequenzen. Es wird damit bei Empfang von DCF + HGB auch möglich, mit einer einzigen, auf diese Lücke abgestimmten Ferritantenne zu arbeiten, die man so ausrichtet, daß beide Stationen etwa gleich stark empfangen werden. Die Störanfälligkeit wird dann allerdings etwas höher als bei Verwendung von zwei Antennen.

Aufbau des Empfängers

Als Träger für die Antennenspulen (*Bild 6*) wurde ein um den Ferritstab gewickelter und in sich verklebter Papierstreifen verwendet. Zur Verringerung der dielektrischen Verluste wurde die Spule in zwei mehrlagige Wicklungen (Hf-Litze 10x0,04 oder 10x0,05 CuLS) ausgeführt. Die Windungszahlen betragen: 390 für DCF (C = 1 nF), 400 für HGB (C = 1 nF), 410 für MSF (C = 1,5 nF) und 400 für OMA (C = 2,2 nF). Sie gelten für einen Hohlstab 50x4,1 mm, Ferroxcube 3 B (Valvo).

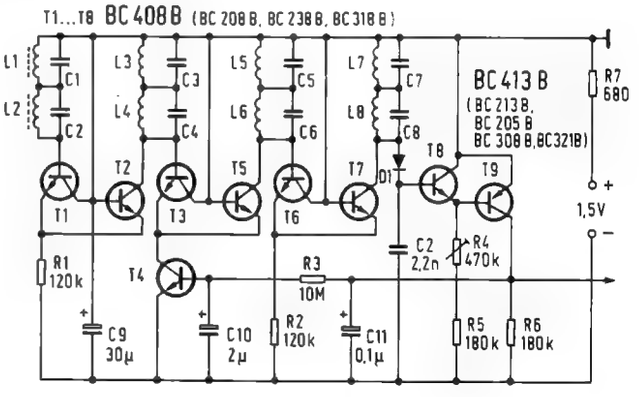


Bild 4. Gesamtschaltung des Empfängers. Der Sparbetrieb ergibt hohe Eingangsimpedanzen der Transistoren, so daß Anpassung ohne Spulenabgriffe möglich ist.

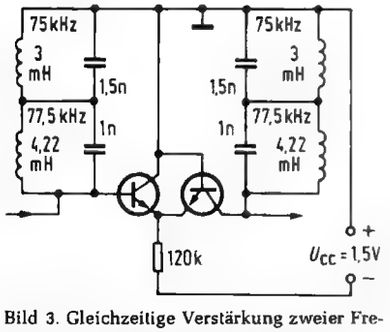


Bild 3. Gleichzeitige Verstärkung zweier Frequenzen durch hintereinander geschaltete Schwingkreise

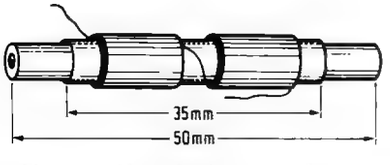


Bild 6. Bewicklung der Antennenstäbe

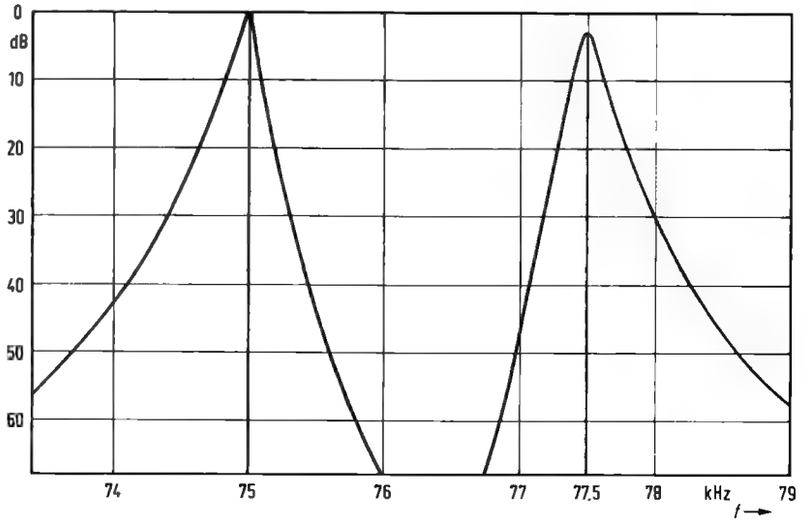


Bild 5. Selektivitätskurve des Empfängers in Bild 4

Für L 3 bis L 8 wurden im Mustergerät Schalenkerne 14(Ø)x8, A_L = 250 nH/w², Siferrit N 28, verwendet. Die Bestellbezeichnungen (Siemens) lauten: B65541-N0250-A028 für den Schalenkern, B65549-C0004-XO23 für die Abgleichschraube, B65542-A000-H001 für den Spulenkörper und B65545-A0009-X000 für die Halterung. Verwendbar sind ebenfalls Schalenkerne 14 x 8 oder 18 x 11 mit anderen A_L Werten, sowie das Ferritmaterial Ferroxcube 3 H I (Valvo). Die entsprechenden Schwingkreisdaten sind in *Tabelle 2* zusammengestellt. Als Abstimmkondensatoren sind verlustarme Kunstfolie-Typen (keine Keramikkondensatoren) mit ±2,5 % Toleranz zu verwenden. Nur bei A_L = 160 ist auf Grund der stärkeren Wirkung der Abgleichsschraube die Verwendung von Kondensatoren mit 5 % Toleranz möglich. *Tabelle 3* zeigt die bei dem in Frage kommenden Wickelmaterial maximal möglichen Windungszahlen. Für die Güte der Spule ist es günstig, den Wickelraum maximal auszunutzen. *Bild 7* zeigt den für 14 x 8-Schalenkernen ausgelegten Leistungs- und Bestückungsplan des Mustergerätes. Bei Anfertigung der Spulen ist auf entsprechende Lage der Anschlüsse zu achten.

Abgleich des Empfängers

Die geringe Bandbreite des Empfängers macht es notwendig, mit einem Meßsender zu arbeiten, dessen Frequenz mit einem Digitalgerät auf ± 10 Hz genau ausgemessen werden kann. Notfalls kann man den eingangs erwähnten Kontrollempfänger bei angezogener Rückkopplung mit dem gewünschten Zeitzeichensender auf Schwebungsnull bringen und ihn dann über eine Koppelschleife als Meßsender benutzen.

Vor Anschluß der Antennenspulen ist R 4 so einzustellen, daß an R 6 eine Spannung von 1,4 V abfällt. Die beiden Antennenkreise werden durch einen Widerstand von etwa 1 kΩ ersetzt (zwischen Basis T 1 und Masse). An diesen Widerstand legt man den Meßsender, den man zunächst auf die eine der beiden Empfangsfrequenzen abstimmt. Beim Abgleich der entsprechenden Schwingkreise verringert man die Ausgangsspannung des Meßsenders immer so weit, daß die Spannung an R 6 (sie verringert sich bei zunehmender Signalstärke) nicht unter 1 V sinkt. Dadurch verhindert man einen störenden Einsatz der Schwundregelung. Nach Erreichen des optimalen Abgleiches verfährt man ebenso auf der zweiten Empfangsfrequenz.

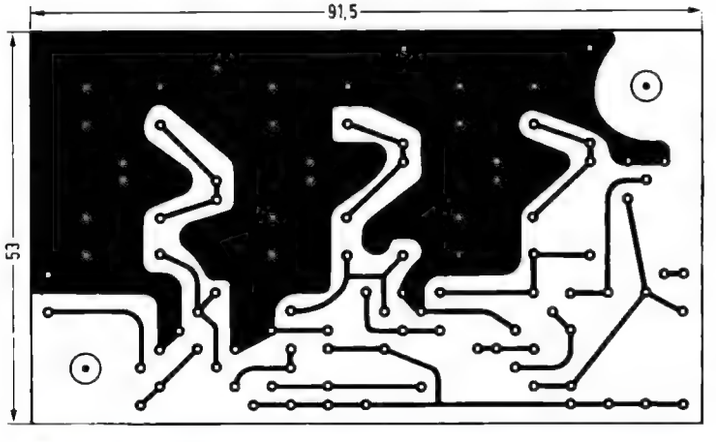
Bei Anschluß der Antennenspulen kann der Empfang bereits so stark einfallen, daß das Einsetzen der Schwundregelung den Abgleich erschwert. Man muß also die Empfindlichkeit des Empfängers verringern, indem man, bei Abgleich von L 1, einen einstellbaren Widerstand von etwa 100 kΩ an L 7 legt und gleichzeitig L 8 kurzschließt. Man kann dann L 1 durch Verschieben des Ferritstabes in der Spule (ohne sie anzufassen) auf den Sender abgleichen, wobei man den einstellbaren Widerstand immer so weit verringert, daß die Spannung an R 6 immer über 1 V liegt. Danach verfährt man ebenso mit L 2, bei entsprechend geänderter Beschaltung von L 7 (kurzgeschlossen) und L 8 (mit Abgleichwiderstand).

Um das Auftreten wilder Schwingungen zu vermeiden, ist der Empfänger schon beim Abgleich so weitgehend wie möglich zu schirmen. Die Ferritantennen sollen zunächst in einer Entfernung von mindestens 30 cm aufgestellt werden. Diese Entfernung kann verringert werden, wenn das Gerät vollständig abgeschirmt ist.

(Schluß folgt)

Tabelle 2. Spulendaten

Empfangsfrequenz (kHz)	C (nF)	L (mH)	Windungszahlen für AL 160	AL 250	AL 315	AL 400
77,5 (DCF)	1	4,22	154	124	113	99
	1,1	3,83	147	118	107	94
	1,2	3,51	141	113	103	90
	1,3	3,24	136	109	99	87
75 (HGB)	1,5	3	130	104	95	83
	1,6	2,81	126	101	92	81
	1,8	2,5	119	96	87	76
	2	2,25	113	91	83	73
60 (MSF)	1,8	3,91	149	119	108	95
	2	3,52	141	113	103	90
	2,2	3,2	135	108	98	86
	2,4	2,93	129	103	94	82
50 (OMA)	2	5,01	169	136	124	110
	2,2	4,61	162	130	118	105
	2,4	4,22	155	124	113	100
	2,7	3,75	146	117	106	95



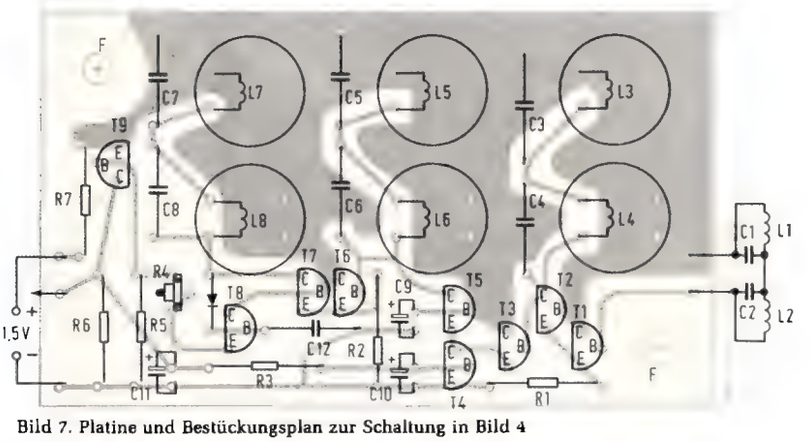


Bild 7. Platine und Bestückungsplan zur Schaltung in Bild 4

Tabelle 3.
Maximal mögliche Windungszahlen

Art der Hf-Litze	Max. Windungszahl für Schalenkerne 14 x 8	18 x 11
10 x 0,04 CuLS	180	–
10 x 0,05 CuLS	115	–
20 x 0,04 CuLS	–	280
20 x 0,05 CuLS	–	180
30 x 0,04 CuLS	–	140
30 x 0,05 CuLS	–	100

Manfred Prammer

Wo kein Zweistrahloszillograf zur Verfügung steht, können zur Darstellung zweier oder mehrerer Funktionen elektronische Schalter, die dem Einstrahloszillograf vorgeschaltet werden, Verwendung finden. Der vorliegende Beitrag stellt eine elegante und preiswerte Lösung vor. Die Schaltung ist vollständig mit IS aufgebaut.

Einfacher CMOS-Zweikanalschalter für Einstrahloszillografen

Dieses Gerät wurde als Alternative zu Industriefabrikaten entwickelt, die – mit diskreten Bauelementen bestückt – aufwendig und daher teuer sind. Besonders, wo nur an eine fallweise Verwendung gedacht ist, ist der Aufbau der Schaltung rentabel und kann innerhalb weniger Stunden durchgeführt werden. Trotzdem braucht auf gute Übertragungslinearität nicht verzichtet zu werden.

Schaltungsprinzip

Den Ausschlag für den Einsatz der CMOS-Technik gab einerseits der Preissturz dieser IS (einige Typen haben bereits das Preisniveau von TTLs erreicht) und andererseits die Tatsache, daß mit dem 4fach-Analogschalter/Multiplexer CD 4016 eine hervorragend geeignete Hybrid-IS zur Verfügung steht (Hybrid bedeutet hier analog/digital). Die Folge ihres Einsatzes ist die Einsparung zweier aufwendiger Y-Verstärker, dafür muß eine gewisse Abschwächung des Nutzsignals in Kauf genommen werden. Eine kleine Abschwächung ist jedoch nicht störend, da bei Zweikanalbetrieb die Kurvenzüge auf jeden Fall kleiner dargestellt werden müssen.

Aus *Bild 1* kann die Innenschaltung dieser IS entnommen werden. Jeder Analogschalter besteht aus zwei komplementären, parallel geschalteten MOS-FET, die zwischen Ein- und Ausgang liegen.

Durch eine Gleichspannung am Kontrolleingang c werden beide Transistoren gleichzeitig ein- ($R_{rest}=200\,\Omega$) bzw. ausgeschaltet ($I_{leck}=10pA$). Kontrollspannung (digital) und Nutzsignal (analog) sind vollständig voneinander isoliert. Der Linearitätsfehler im eingeschalteten Zustand liegt unter 0,5 %.

Funktion

Die Funktion läßt sich am besten anhand der Blockschaltung (*Bild 2*) erkennen. Die Schaltung besteht aus einem Analogteil (oben) und einem Digitalteil (unten). Die Meßsignale liegen an den Eingängen e_A und e_B. In Eingangsabschwächern werden sie auf die gewünschte Amplitude gebracht. Im DC-Teil werden zwei regelbare Gleichspannungen erzeugt, die zu den Meßsignalen addiert werden, damit die Kurven auf dem Schirm getrennt sichtbar sind. Anstatt zweier getrennter Y-Positionsregler stellt ein Tandempotentiometer den Abstand der Linien ein. Die gewonnenen Mischsignale liegen an den Eingängen zweier Analogschalter.

Die Chopperfrequenz erzeugt ein regelbarer Rechteckgenerator, dessen Signal durch ein $S\bar{R}$-Flipflop geformt wird. Diese Lösung ist billiger als das sonst übliche T-Flipflop und hat außerdem den Vorteil, daß keine Frequenzteilung stattfindet. Q- und $\bar{Q}$-Ausgänge steuern im Gegentakt die beiden Schalter. Deren Ausgänge sind verbunden und bilden den Y-Ausgang.

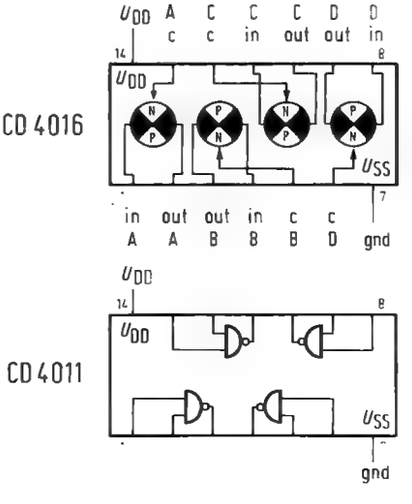
Praktische Ausführung

Bild 3 zeigt die Dimensionierung der Schaltung. Eingangsgleichspannungen werden durch 2,2-µF-Kondensatoren abgeblockt. Sie können ohne Funktionsänderung auf 1µF reduziert werden. Wenn die Darstellung von Gleichspannungen erwünscht ist, können diese Kondensatoren durch die Schalter AC/DC überbrückt werden. An den 1-MΩ-Reglern kann die Eingangsspannung eingestellt werden. Eine eventuelle Kalibrierung ist leicht möglich. *Tabelle 1* nennt die technischen Daten des Geräts.

Die DC-Regelung wurde mit einem 50-kΩ-Tandem-Potentiometer realisiert. Damit auf dem Bildschirm keine Brummspannung sichtbar wird, muß sie aus der Speisespannung der beiden Potis (Punkt A) durch eine Z-Diode (ca. 5 V) weggefiltert werden. Durch die antiparallele Beschaltung der Potentiometer bedingt, werden beide Kurven gleichzeitig gegenläufig verschoben. Die Mischung von AC- und DC-Signalen erfolgt in einem 4 x 100-kΩ-Netzwerk.

Tabelle 1.
Technische Daten des Geräts

	min	typ	max	
Grenzspannungen:				
Versorgungssp. V_{DD}	–0,3		+16	V
Betriebssp.: V_{DD}	+6		+15	V
Netz		+10		V
Batterie	+6	+9		V
Nennstrom I_n		6		mA
Referenzsp. U_{ref}	+0,6	+5		V
Eingangswiderstand R_{in}	160k		1M	Ω
Eingangsfrequ.	0		500 (5M)	kHz
Verstärkung v	0		0.5	
Linearitätsfehler			0.5	%



◀ Bild 1. Pinbelegungen der verwendeten CMOS-IS

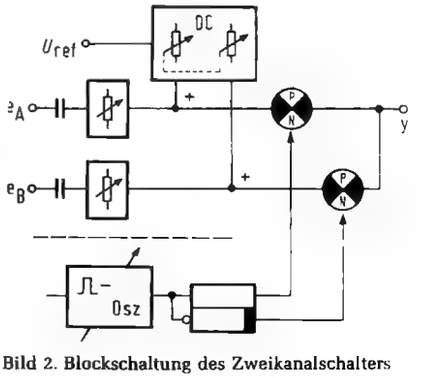


Bild 2. Blockschaltung des Zweikanalschalters

Als Rechteckgenerator fungiert der Timer NE 555. Er ist durch eine Kondensatorreihe auf sechs Frequenzen umschaltbar. Sie betragen

$$f_{1..6} = \frac{1{,}44}{(R_a + 2R_b) \cdot C_{1...6}}$$

und können für die gewählte Kondensatorabstufung aus *Tabelle 2* entnommen werden. τ_H und τ_L (in µs) betragen 15,070 x C_{1-6} (nF), bzw. 18,906 x C_{1-6}, sind also nicht genau gleich, was im praktischen Betrieb aber keine Rolle spielt. Die Rechteckspannung wird am Pin 3 abgenommen und dem $\overline{SR}$-Flipflop aus drei NANDS (CD 4011) zugeführt. Die Pinbelegung dieser IS ist ebenfalls aus Bild 1 ersichtlich. Sie weicht von der TTL-üblichen Konfiguration etwas ab. Die c-Eingänge der Analogschalter liegen an den Ausgängen des Flipflops.

Ein Umschalter verbindet wahlweise Eingang e_A oder e_B mit der Buchse syn/trig, die ihrerseits mit dem Eingang des Oszillografen für externe Synchronisation (oder Triggerung) verbunden ist.

Das Gerät kann wahlweise aus dem Netz oder aus einer 9-V-Kompaktbatterie betrieben werden. Im Gegensatz zur TTL-Technik ist eine Stabilisierung nicht erforderlich. Die Daten des Transformators sind weitgehend unkritisch. Da er mit maximal 10 mA belastet wird, kann es sich um einen Miniaturtyp handeln. Die Sekundärspannung soll bei etwa 6...10 V_{eff} liegen. In Bild 3, rechts, ist ein Schaltungsdetail eingezeichnet, das verwendet werden kann, wenn nur Batteriebetrieb vorgesehen ist.

Aufbau

Wegen der recht einfachen Schaltung und der größeren Anzahl von Bedienungselementen wurde auf den Entwurf eines Prints verzichtet.

Innerhalb des Geräts ist auf kurze Verbindungen zu achten. Besonders die Netzzuführungen, die natürlich vollisoliert sein müssen, führen leicht zu Brummeinstreuungen. Bei reinem Batteriebetrieb gibt es dieses Problem nicht. Die Besonderheiten im Umgang mit der CMOS-Technik werden noch gesondert behandelt. *Tabelle 3* nennt die verwendeten Bauelemente.

Die Arbeit mit dem Gerät

Am Oszillograf wird eingestellt:
Y-Maßstab: 0,5 V/cm
Kopplung: DC
syn/trig: ext.

Mit Hilfe des Abstandsreglers und des Y-Lagereglers am Oszillografen kann jede beliebige Bildposition eingestellt werden. Ist die Frequenz der darzustellenden Wechselspannungen klein, wählt man zweckmäßigerweise eine große Umschaltfrequenz. Die Kurven erscheinen aus vielen einzelnen Punkten zusammengesetzt (chopping mode). Bei großer Meßfrequenz stellt man am Frequenzwahlschalter eine möglichst niedrige Umschaltfrequenz ein. Nun werden die Kurven über ein, zwei oder mehrere Ablenkperioden dargestellt. Durch die Trägheit der Fluoreszenzschicht und des Auges erscheinen beide Linien dennoch gleichzeitig. Es handelt sich um eine Art „alternating mode"-Darstellung. Bereits ab einer Sägezahnfrequenz von 100 Hz kann dieser Betrieb, der vorzuziehen ist, eingesetzt werden. Auf den eigentlichen alternierenden Betrieb wird später eingegangen.

Die Meßanordnung ist in *Bild 4* schematisch dargestellt. Ein Anwendungsbeispiel zeigt *Bild 5*: Der zu untersuchende Verstärker wird mit einer Wechselspannungsquelle gespeist. Eingangs- und Ausgangsspannung des Verstärkers liegen an den Eingängen

Tabelle 2. Schaltfrequenzen

$C_{1...6}$	$f_{1...6}$
1 µF	29 Hz
330 nF	88 Hz
100 nF	290 Hz
33 nF	880 Hz
10 nF	2,9 kHz
3,3 nF	8,8 kHz

Tabelle 3. Halbleiter

4011	4xNAND CD4011AE	National Semiconductor
4016	4xAnalogschalter CD4016AE	
555	1xTimer 555CN	
$D_1...D_4$	4x1N4148 od. 1xB60C50 (o. ä.)	
ZD	ca. 5V/400 mW	
T	BC 237/8/9 A/B/C	

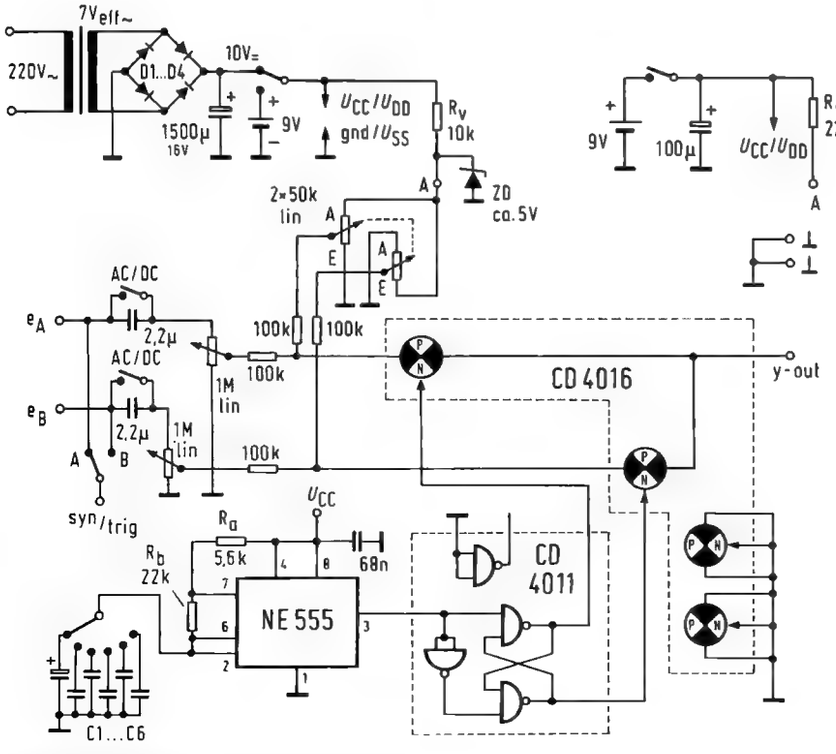


Bild 3. Vollständige Schaltung des elektronischen Schalters

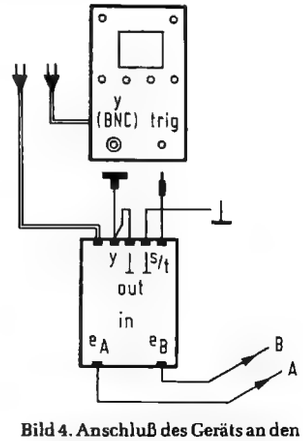


Bild 4. Anschluß des Geräts an den Oszillografen

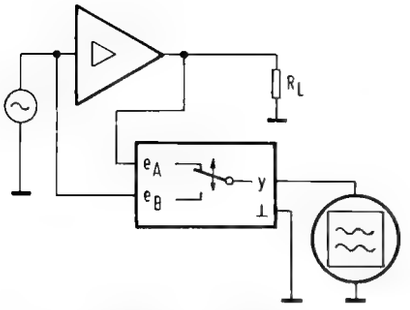


Bild 5. Darstellung von Verstärkereigenschaften

des elektronischen Schalters. Mit Hilfe der Abschwächer werden beide Signale auf gleiche Amplitude gebracht. Am Oszillografenschirm können jetzt Phasenverschiebung und Verformung des Wechselspannungssignals durch den Verstärker direkt sichtbar gemacht werden. An die Stelle des Verstärkers kann auch ein logisches Gatter treten, das mit Trapezimpulsen angesteuert wird.

Varianten und Anregungen

Grundgerät

Die vorstehend beschriebene Schaltung kann mit praktisch allen Oszillografen betrieben und in allen Nf-Anwendungen zwischen 10 Hz und 500 kHz mit gutem Erfolg eingesetzt werden. Bei Oszillografen mit höherer Schreibgeschwindigkeit werden besonders in den oberen Frequenzbereichen die Umschaltspuren schwach sichtbar, was sich aber meistens nicht störend auswirkt.

Reiner Batteriebetrieb

Dank des niedrigen Stromverbrauchs von 6 mA kann das Gerät auch nur aus der 9-V-Batterie gespeist werden. Dieses Schaltungsdetail ist in Bild 3, rechts, gezeigt. Der Trafo, $D_1..D_4$, ZD und der 1500-µF-Elko entfallen. Um den Innenwiderstand der Batterie zu verkleinern, kann ein zusätzlicher 100-µF-Elko eingefügt werden.

Höhere Empfindlichkeit

Da die Schaltung selbst nicht verstärkt, ist die Eingangsempfindlichkeit nur vom Oszillografen abhängig. Wird dieser – wie beim Grundgerät angegeben – auf 0,5 V/cm eingestellt, ergibt das eine Empfindlichkeit am Schaltereingang von ca. 1 V/cm. Genauso ist eine Einstellung des Oszillografen auf beispielsweise 0,05 V/cm möglich, was einer Eingangsempfindlichkeit von 0,1 V/cm entspricht. Damit beide Spuren richtig dargestellt werden, muß nur noch die beigemischte Gleichspannung verringert werden. Dazu wird die Z-Diode durch eine normale Si-Diode, die in Durchlaßrichtung betrieben wird, ersetzt, so daß sich am Ausgang ein maximaler Gleichspannungspegel von ca. 0,3...0,4 V ergibt (vgl. *Bild 6*).

Sollen derartig kleine Spannungen oszillografiert werden, müssen zur Vermeidung von Brummeinstreuungen alle Analogleitungen innerhalb des Geräts so kurz wie möglich gehalten und Ein- bzw. Ausgänge auf BNC-Buchsen gelegt werden. Die Masseverteilerbuchsen können dann natürlich entfallen. Der Trafo wird zweckmäßigerweise durch Bleche abgeschirmt, oder, wie beim Mustergerät, außerhalb des Geräts angeordnet.

Hohe Frequenzen

Hier gilt ähnliches wie im letzten Absatz. Prinzipiell kann der CD 4016 Frequenzen bis zu 10 MHz übertragen. Der Einbau in ein geerdetes Ganzmetallgehäuse ist ratsam.

Getrennte Lageregler

Wem die voneinander unabhängige Steuerung der Kurven zweckmäßiger erscheint, kann das Detail *Bild 7* verwenden.

Getriggerter alternating mode

Im Gegensatz zum alternierenden Betrieb der Grundschaltung wird hier exakt nur beim Strahlrücklauf umgeschaltet. Dadurch wird auch die Umschaltspur automatisch ausgetastet. Die Meßsignale werden exakt je eine Ablenkperiode lang aufgezeichnet. Nötig ist allerdings ein Oszillograf mit herausgeführtem Sägezahn- oder Rücklaufimpuls.

Das entsprechende Schaltungsdetail ist in *Bild 8* angegeben. Anstelle des 4011-S$\overline{R}$-Flipflops steuert nun eine Hälfte des zweifach JK-MS-Flipflops 4027 die beiden Analogschalter. Den Takt bekommt das Flipflop wahlweise vom Timer 555, dessen Frequenzen verdoppelt werden müssen, oder vom Sägezahnimpuls. Dieser muß durch einen Eingangsverstärker auf die richtige Pegelhöhe gebracht werden. Das Flipflop schaltet bei der L→H-Flanke um.

Umschaltaustastung

Diese kann entweder wie oben beschrieben, oder über einen vorhandenen Z-Eingang des Oszillografen realisiert werden. Damit erfolgt eine Austastung auch beim geschoppten Betrieb. Dazu genügt die Erzeugung der Q-Komponente durch einen einzigen Inverter (1/4 x 4011). Mit den restlichen drei NAND-Gattern kann ein Monoflop aufgebaut werden, das bei jeder Q-Flanke einen AT-Impuls an den Z-Eingang abgibt.

Darstellung von vier Kurven

Wenn die zwei restlichen Analogschalter des 4016 ebenfalls verwendet

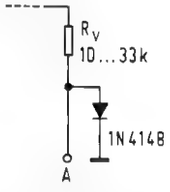


Bild 6. Unterdrückung der Gleichspannung beim Messen

werden, können auf einfache Weise vier Vorgänge sichtbar gemacht werden. Dazu sind allerdings vier Eingangsabschwächer und vier getrennte Lageregler erforderlich (vgl. dazu Bild 7). Wird ein Zweistrahl-Oszillograf am Ausgang angeschlossen, steuern Q und $\overline{Q}$ je zwei Schalter, so daß vier Eingänge auf zwei Ausgänge „gemultiplext" werden.

Bei nur einem Y-Ausgang ist ein 1-aus-4-Impulsraster zur Ansteuerung erforderlich, das beispielsweise aus dem 4-Bit-Schieberegister 4035 gewonnen werden kann.

Die Verwendung von CMOS-IS

Das Hauptkriterium der CMOS (COS/MOS)-Technik ist die (fast) leistungslose Steuerung. Da die Gates der MOS-FET vollständig isoliert sind, kann kein Eingangsstrom fließen. Zusätzlich werden als Kollektorwiderstände p-Kanal-Transistoren verwendet, die sperren, sobald der n-Kanal-Arbeitstransistor zu leiten beginnt. Durch diese Maßnahme wird der Querstrom einer Schaltung auf ein Minimum reduziert. Z.B. beträgt die statische Verlustleistung des 4011 ca. 10 nW, die des

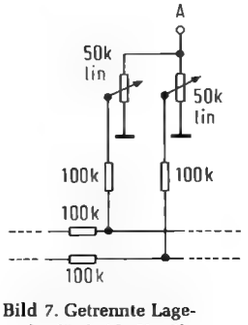


Bild 7. Getrennte Lageregler für beide Kanäle

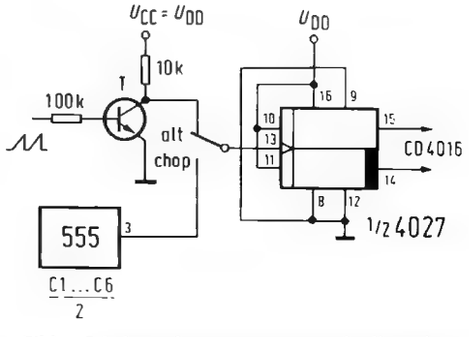


Bild 8. Schaltung für getriggerten Wechselbetrieb

vergleichbaren TTL-Typs 7400 40 mW, also das Viermillionenfache. Ein weiterer Vorteil der Komplementärtechnik ist der große Betriebsspannungsbereich von 3...15 V, der aufwendige Stromversorgungen überflüssig macht.

Der relativ hohe Drain-Source-Durchlaßwiderstand eines FET bringt es mit sich, daß die Ausgangsbelastbarkeit stark begrenzt ist. Wie der 4011 bilden viele Typen der 40-Serie hiervon eine Ausnahme, da sie mit Doppel- und Dreifachtreibern einige mA Ausgangsstrom erreichen.

Da die Steuerung der Gatter rein elektrostatisch erfolgt, sind die Eingänge sehr gefährdet. Daher müssen die folgenden Hinweise unbedingt beachtet werden.

Kunststoffböden, isolierende Arbeitsflächen oder Kunstfaser-Textilien können zu gefährlichen Aufladungen führen. Deshalb ist das Berühren der Eingangspins zu vermeiden. Der Einbau erfolgt entweder mit Hilfe von Fassungen oder durch Einlöten mit einem Niedervolt-Lötkolben, der über 10...100 kΩ hochohmig geerdet ist. In der IS selbst sind umfangreiche Schutzstrukturen mitintegriert, die bei Überspannung pn-Leitung zum Substrat, definierte Diodendurchbrüche und Kurzschluß über ein Transistorsystem bewirken. Trotzdem müssen diese Schutzmaßnahmen unvollkommen bleiben.

Niemals darf eine IS bei eingeschalteter Stromversorgung eingesetzt oder entfernt werden. Unbenutzte Eingänge müssen unbedingt entweder mit benutzten verbunden oder an V_{DD} (bei NAND) bzw. V_{SS} (bei NOR) gelegt werden. Die dazu notwendigen Verbindungen sind im Schaltbild eingezeichnet. Die minimale Kapazität eines Eingangspins reicht nämlich bereits aus, um eine Ladung zu speichern, die das Gatter durchsteuern kann. Damit kann der Ausgang in das Gebiet zwischen H und L kommen, in dem beide Gegentakt-FET kurzzeitig gleichzeitig leiten. Dadurch steigt der Querstrom steil an und ein IS nimmt plötzlich mehrere mA auf.

Das vorgestellte Gerät versieht seinen Dienst bereits seit zwei Jahren ohne jegliche Störung und kann in seinem Aufbau als besonders nachbausicher bezeichnet werden. Besonders der Wegfall von Verformungen durch Verstärker macht sich angenehm bemerkbar. Darüber hinaus bietet der Aufbau die Möglichkeit, sich mit einer Logikfamilie zu befassen, die in Zukunft sicher nicht nur in Taschenrechnern und Digitaluhren, sondern auch in bisher TTL-dominierten SSI/MSI-Gebieten Anwendung finden wird.

Herwig Feichtinger

DCF 77 – Frequenznormal

Zur Erzeugung von Normalfrequenzen gibt es verschiedene Möglichkeiten, die einerseits von der erforderlichen Genauigkeit und andererseits vom vertretbaren Aufwand bestimmt werden. Hier dient der Sender DCF 77 als Lieferant der Normalfrequenz.

Die einfachste Art eines Frequenznormals besteht aus einem Quarzoszillator, der möglichst in einem Thermostat untergebracht ist. Mit einer solchen Anordnung lassen sich Genauigkeiten von etwa 10^{-7} erzielen. Wegen der Alterung des Schwingquarzes muß dieser in Abständen von einigen Wochen nachgeeicht werden, natürlich unter Zuhilfenahme eines in der Genauigkeit noch besser liegenden Normals, dessen Ausgangsfrequenz eine Toleranz von höchstens etwa 10^{-8} aufweist.

Ein solches Normal ist z.B. das Cäsium-Atomnormal, das aber leider einen erheblichen physikalischen Aufwand erfordert, den sich nur größere Institute leisten können. In mehreren Ländern werden aber im Lang- und Kurzwellenbereich Normalfrequenzen ausgestrahlt, die von Atomnormalen durch Frequenzteilung abgeleitet werden. So arbeitet beispielsweise ein Sender in Turin auf 5000 kHz.

Wegen der günstigen Wellenausbreitung auf Langwelle entschloß sich die Physikalisch-Technische Bundesanstalt in Braunschweig, auf der Frequenz 77,5 kHz den Sender DCF 77 zu errichten, der durch seinen günstigen Standort (Mainflingen bei Darmstadt) im gesamten Bundesgebiet mit guter Feldstärke zu empfangen ist.

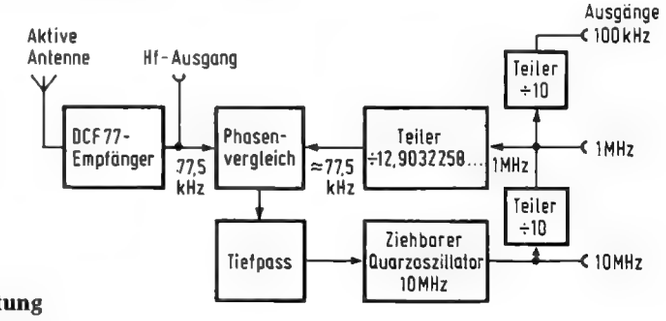


Bild 1. Blockschaltung des Normalfrequenzempfängers

Das Prinzip der Frequenzaufbereitung

Von Frequenznormalen wird im allgemeinen gefordert, daß dekadische Ausgangsfrequenzen zur Verfügung stehen, z.B. 100 kHz, 1 MHz, 10 MHz. Zweifellos wäre es möglich, die aus dem DCF 77-Empfänger zur Verfügung stehenden 77,5 kHz auf 100 Hz herunterzuteilen; es ist aber wesentlich praktischer, eine Normalfrequenz im Megahertz-Bereich zur Verfügung zu haben, da dann Frequenzvergleiche oder Periodendauermessungen wesentlich weniger Zeit beanspruchen.

Daher arbeitet das hier vorgestellte Frequenznormal mit einer PLL (Phase Locked Loop). Ein mit einer Kapazitätsdiode in gewissen Grenzen in seiner Frequenz veränderlicher 10-MHz-Quarzoszillator, der die Ausgangsfrequenz liefert, wird auf 77,5 kHz heruntergeteilt und mit dem empfangenen Signal des Senders DCF 77 in Frequenz und Phase verglichen. Wie aus *Bild 1* ersichtlich ist, wird nun über einen Tiefpaß genügend großer Zeitkonstante der 10-MHz-Quarzoszillator so nachgesteuert, daß seine Frequenz ebenso genau wie die des empfangenen Signals ist.

Wie man durch Rechnung feststellt, müssen die 10 MHz durch 129,032258... geteilt werden, um 77,5 kHz zu erhalten. Um dies zu erreichen, wird zunächst durch zehn vorgeteilt. Die resultierenden 1 MHz werden anschließend mit einem „aperiodischen quasiperiodischen Frequenzteiler" durch geeignete Auslassung von Impulsen in die gewünschten 77,5 kHz umgewandelt. Die hierbei entstehende geringe Phasenmodulation mit 5 kHz ist so schwach (-41 dB gegenüber dem 77,5-kHz-Träger sind in 5 kHz Abstand Seitenbänder meßbar), daß im folgenden Phasenvergleich dadurch keine Probleme auftreten.

Um dem Frequenznormal außer 10 MHz auch 1 MHz und 100 kHz entnehmen zu können, wird die Ausgangsfrequenz des Quarzoszillators noch zweimal durch zehn geteilt.

Die Schaltung des Frequenznormals

Bild 2 zeigt die Gesamtschaltung des Geräts. Der Sender DCF 77 wird mit einer absetzbaren Ferritantenne, die zusammen mit einem Vorverstärker in einem Kunststoffrohr wetterfest untergebracht ist, empfangen und über ein Koaxialkabel, über das auch die Speisespannung für den Vorverstärker geleitet wird, dem eigentlichen Gerät zugeführt.

Um eine genügende Selektion zu erzielen, wird ein Schwingkreis im Gegenkopplungszweig eines Operationsverstärkers (741) verwendet. Die folgende Verstärkerstufe mit einem Transistor in Emitterschaltung bringt das empfangende Signal auf eine für den

Phasenvergleich ausreichende Amplitude. Zur Kontrolle darüber, ob eine ausreichende Empfangsfeldstärke zur Verfügung steht, oder um die Ferritantenne optimal einzurichten, ist eine relative Feldstärkeanzeige mit einem kleinen Profilinstrument vorhanden. Ein Transistor, der ohne Basisvorspannung betrieben wird, dient dabei als Spitzenwertgleichrichter.

Als Phasenvergleich dient ein MC 14046. Diese CMOS-IS enthält einen Frequenzvergleicher, der bei Übereinstimmung der beiden Eingangsfrequenzen auch als Phasenvergleich wirkt. Der Vergleicherausgang steuert über einen aus zwei Widerständen und zwei Kondensatoren bestehenden Tiefpaß, der ein besseres Einschwingverhalten gegenüber einem einfachen RC-Tiefpaß besitzt, den 10-MHz-Quarzoszillator. An die Stabilität dieses Oszillators werden keine besonders hohen Anforderungen gestellt, da er ja ohnehin laufend in seiner Frequenz nachgesteuert wird.

Daher ist er, wie auch die nachfolgende Teilerschaltung, die die Ausgangsfrequenzen sowie die 77,5 kHz für den Phasenvergleich liefert, in TTL-Technik aufgebaut.

Für eine einfache Kontrollmöglichkeit, ob die PLL eingerastet ist und damit die Ausgangsfrequenz den engen Toleranzen, die von einem Normal erwartet werden, entspricht, sorgt eine Schaltung mit zwei Transistoren, die die Instrumentenbeleuchtung der Feldstärkeanzeige nur im gerasteten Zustand der Regelschleife einschaltet.

Berichtigungen

Digitalthermometer

FUNKSCHAU Heft 16/17/1976, Seite 735

Die Anschlüsse 11 und 12 der IS 723 auf Bild 7 müssen verbunden werden.

Auf Bild 9 muß die Brücke 2 vom Anschluß 1 der IS 7473 zum Anschluß 6 der IS 7413 gehen.

Automatischer Mikrofonübergabeton mit 1750-Hz-Auslöseschaltung

Heft 21/1976, Seite 922.

In Bild 2 müssen die Verbindungen zwischen R 7 und C 5 sowie zwischen R 11 und C 8 entfallen. In Bild 4 auf Seite 923 sind T 1 und T 2 sowie T 3 und T 4 vertauscht.

Die Genauigkeit der Ausgangsfrequenzen

Die vom Sender DCF 77 ausgestrahlte Frequenz ist von einer Atomuhr abgeleitet und genügt daher den höchsten Anforderungen. Die Genauigkeit der Aussendung beträgt (über einen Zeitraum von 100 Tagen gemessen) $2 \cdot 10^{-13}$.

Leider läßt sich diese extrem enge Toleranz beim Empfang des Senders nicht voll ausnützen, da schon geringe, durch die Wellenausbreitung bedingte Phasenfehler die erzielbare Genauigkeit beeinträchtigen. Daher ist die Qualität der erzeugten Normalfrequenzen nicht nur von der Entfernung zum Sender, sondern auch von der Tages- und Jahreszeit abhängig.

Ferner wirken sich die meist kurzzeitigen Empfangsschwankungen oder Störimpulse bei einer langen Meßdauer natürlich weniger aus, was zu einer Abhängigkeit der Genauigkeit des Normals von der Meßzeit führt.

So beträgt zum Beispiel die Standardabweichung bei 1 s Meßdauer noch $7 \cdot 10^{-9}$, bei 10 s etwa $1 \cdot 10^{-9}$, und schließlich bei 100 s nur $2{,}5 \cdot 10^{-10}$ (Empfangsort München, tagsüber gemessen).

Diese Toleranzen sind natürlich mit einer Atomuhr ohne weiteres zu übertreffen; andererseits genügt die Genauigkeit des Normals auch bei relativ kurzer Meßdauer völlig, um Quarzthermostaten zuverlässig abgleichen zu können.

Literatur

Becker, G.: Ein aperiodischer quasiperiodischer Frequenzteiler. PTB-Mitteilungen 1973, Heft 83, S. 13.

Becker, G. und Rohbeck, L.: Ein Normalfrequenz-Quarzoszillator, nachgesteuert vom Sender DCF 77. Elektronik 1975, Heft 2, S. 73.

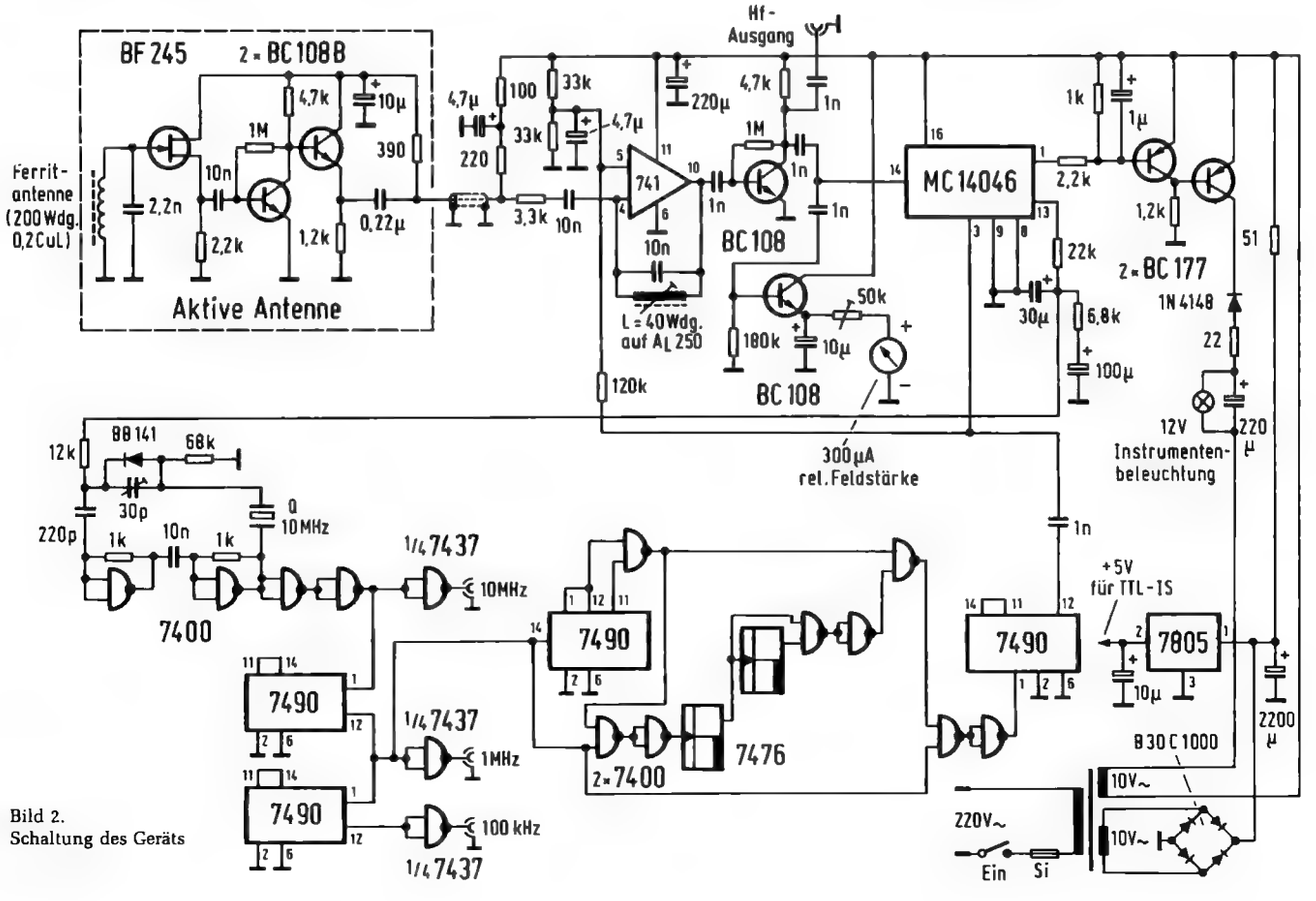


Bild 2.
Schaltung des Geräts

Ulrich Kaiser

Akustischer Pegelmelder

Optisch anzeigende TTL-Tester haben den Nachteil, daß der Benutzer sowohl den Meßpunkt und das Schaltbild als auch die Leuchtanzeige im Auge behalten muß. Das hier vorgestellte Gerät nutzt zusätzlich den Gehörsinn, damit der Anwender sich voll auf den Meßpunkt und das Schaltbild konzentrieren kann. Die akustische Anzeige bietet sich außerdem an, da das Auge gegenüber Lichtblitzen träger ist als das Ohr in bezug auf kurze Töne.

Das Gerät zeigt vier verschiedene Zustände mit Hilfe von vier verschiedenen Tonfrequenzen an:

Masse	0,0 V – 0,05 V	f_1
Low	0,05 V – 0,7 V	f_2
fallende Flanke	(1,4 V)	f_3
High	2,1 V – 5,0 V	f_4

mit $f_1 < f_2 < f_3 < f_4$.

Diese vier Frequenzen können unabhängig voneinander durch einen entsprechenden Kondensator frei gewählt werden.

Die Dauer T des Tones mit der Frequenz f_3 kann den Erfordernissen entsprechend durch Variation eines Widerstandes und/oder eines Kondensators in einem weiten Bereich angepaßt werden. Wird T so klein wie noch wahrnehmbar und f_3 nahe an f_2 gewählt, so können auch Tastverhältnisse zwischen Low und High abgeschätzt werden.

Die beiden in Durchlaßrichtung betriebenen Dioden D 1 und D 2 liefern die Referenzspannungen 0,7 V und 1,4 V, die durch P 1 fein einstellbar sind (*Bild*). Die Schwellspannungen der Transistoren betragen 0,7 V. Ist die Spannung U_M an der Prüfspitze größer als 2,1 V, dann leiten T 1 und T 2, und X 4 liegt auf High-Pegel. Sinkt U_M unter 0,7 V, so leiten T 3 und T 4, und X 2 erhält Low-Signal. Liegt die Prüfspitze auf Masse, leiten T 5 und T 6, und X 1 hat Low-Pegel.

Mit P 1 wird die Spannung an D 1 so eingestellt, daß sie ca. 50 mV größer als die Schwellspannung von T 5 ist, damit Spannungsabfälle auf Masseleitungen die Masse-Erkennung nicht behindern. Wechselt U_M von High nach Low, so sperrt T 7 unterhalb von 1,4 V; C 6 glättet die 0,7-V-Spannung an D 3. Wenn T 7 sperrt, wechselt das Signal am Schmitt-Trigger-Eingang des Monoflops 74121 von Low auf High. Damit wird das Monoflop getriggert und gibt an seinem $\overline{Q}$-Ausgang einen Low-Impuls der Länge $T = 0{,}7 \cdot R\,5 \cdot C\,5$ ab; R 5 darf zwischen 1,4 kΩ und 40 kΩ verändert werden.

Der Schmitt-Trigger 13A und die vier RC-Glieder bilden den Tonfrequenzoszillator. Die Kondensatoren C 1 bis C 4 stellen lediglich Richtwerte dar, die nach Geschmack verändert werden können. Die Dioden D 4 bis D 7 verbinden die Eingänge von 13A mit den Logik-Ausgängen Y 1 bis Y 4. Führen diese Ausgänge alle gleichzeitig High-Pegel, so leiten die vier Dioden und der Ausgang von 13A liegt auf Low. Wenn aber z.B. das Monoflop für Y 3 einen Low-Impuls erzeugt, liegt D 4 in Sperrichtung, und Kondensator C 3 wird über den Rückkopplungswiderstand von 330 Ω während der Zeitdauer T mit der Frequenz f_3 ent- und geladen.

Gatter 10B sperrt die Frequenz f_1 für die Zeit T, damit nicht zwei RC-Glieder gleichzeitig wirksam sind. $Y\,1 = \overline{X\,3 \wedge \overline{X\,1}}$.

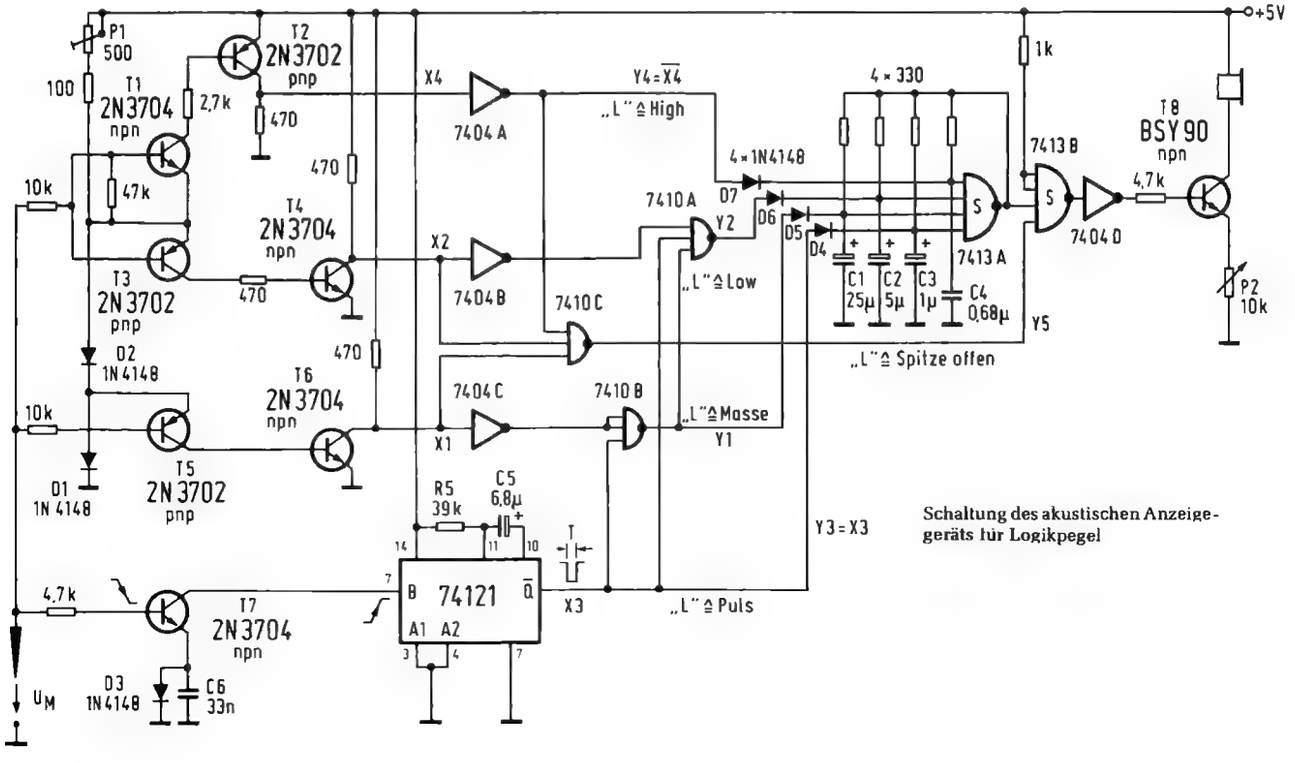
Ebenso sperrt Gatter 10A die Frequenz f_2, wenn Y 1 oder Y 3 Low-Signal führen. $Y\,2 = \overline{\overline{X\,2} \wedge X\,3 \wedge Y\,1}$.

Die Schaltung erwies sich als sehr empfindlich gegenüber Reibungselektrizität, Leuchtstofflampenzündung und Einschalt- und Ausschaltfunken bei offener Prüfspitze und nichtabgeschirmtem Prüfkabel, so daß für diesen Fall der Weg von Oszillator zum Lautsprecher durch Gatter 10 C und 13 B gesperrt werden muß.

$Y\,5 = \overline{X\,1 \wedge X\,2 \wedge \overline{X\,4}} = X\,1 \vee X\,2 \vee X\,4$.

Der Inverter 04D sorgt dafür, daß im Ruhezustand des Oszillators der Transistor T 8 gesperrt ist. Als Lautsprecher fand eine Telefonhörkapsel Verwendung; falls sich die Nachbarn beschweren sollten, ist ein Kopfhörer zu empfehlen. Die Lautstärke wird mit P 2 geregelt.

Das Gerät wurde auf einer Lochrasterplatte aufgebaut und mitsamt der Hörkapsel in einer kleinen Plastikschachtel untergebracht. Das Massekabel des APM muß direkt am zu untersuchenden Gerät angeschlossen werden, damit eventuelle Spannungsabfälle auf Masseleitungen die Messungen nicht beeinträchtigen.



Schaltung des akustischen Anzeigegeräts für Logikpegel

Schreiber

Steuerung einer Gebrauchsuhr durch Zeitzeichensender

2. Teil

Im Schluß seines Beitrages geht der Autor auf die Themen Phasenvergleich, Empfangsprüfung und Betriebsbeobachtungen ein.

Zur Kontrolle des richtigen Doppelempfanges kann nach erfolgtem Abgleich ein Oszillograf an Kollektor T 7 geschaltet werden. Wenn man die Antennen so orientiert, daß beide Sender gleich stark empfangen werden, dann kann die Schwebungsfrequenz (77,5 – 75 = 2,5 kHz) im Oszillogramm (*Bild 8*) dargestellt werden. Mit bedeutend langsamerer Zeitablenkung wurde bei der Aufnahme des Oszillogramms in *Bild 9* gearbeitet. Oben ist das empfangene Hf-Gemisch dargestellt, wobei zu erkennen ist, daß in der Nähe der Minutenmarke (bei DCF wird der 59. Sekundenimpuls weggelassen, HGB sendet einen zusätzlichen Impuls nach Beginn der ersten Sekunde) die beiden Sender nicht immer gleichzeitig aufgetastet werden. Im unten dargestellten Demodulationsprodukt (nach Abnahme von R 6 noch gefiltert, begrenzt und invertiert) fehlt somit der 59. Impuls. Auf die Funktion des nachfolgend beschriebenen Phasenvergleichs hat dies jedoch keinen Einfluß.

Phasenvergleich

Bild 10 erläutert das Funktionsprinzip der zur Nachsteuerung benutzten Phasenvergleichsschaltung. Das Empfangssignal wird zunächst durch Begrenzung in ein angenähertes Rechtecksignal verwandelt. Die so wiedergeformten Zeitzeichenimpulse werden jedoch nicht direkt zum Phasenvergleich herangezogen, da ihre Dauer nur 100 ms beträgt. Der Fangbereich der Phasenregelung wäre dann auch auf 100 ms beschränkt, so daß sich die Uhr auf eine benachbarte Sekunde synchronisieren würde, wenn der Empfang so lange ausfällt, daß die Eigenabweichung mehr als 100 ms beträgt.

Das Zeitzeichensignal wird also nur zur Synchronisation eines Multivibrators benutzt, dessen Periodendauer durch diese Synchronisation von etwa 1,2 s auf 1 s reduziert wird. Im elektromechanischen Werk tritt bei jedem Sekundensprung ein Impuls von etwa 50 ms auf. Dieser wird mit dem Multivibratorsignal verglichen. Wenn er schon stattfindet, bevor die Synchronisation das Kippen des Multivibrators bewirkt (Uhr neigt zum Vorgehen), dann wird die Werksteuerung auf „langsam" geschaltet. Im Gegenfalle (Uhr neigt zum Nachgehen) findet eine Umschaltung auf „schnell" statt.

Bei normalem Empfang beträgt die Schwankungsbreite zwischen Vorderflanke des Zeitzeichensignals und Zeigersprung höchstens einige ms. Die zur Störbefreiung notwendigen Signalfilter bedingen jedoch eine Verzögerung von etwa 50 ms, so daß die Uhr immer rund 1/20 s nachgeht. Bei Ausfall des Empfanges läuft der Multivibrator mit seiner Eigenfrequenz weiter. Die dabei auftretende Schwebung mit den Uhrimpulsen schalten das Werk beispielsweise 5mal hintereinander auf „schnell" dann wieder 5mal hintereinander auf „langsam" usw. so daß es im Mittel mit seiner Eigengenauigkeit weiterläuft.

Schaltung der Vergleichslogik

In der Schaltung in *Bild 11* wird das vom Empfänger kommende Signal zunächst durch R 8, C 13 gefiltert und über R9 an die Basis von T 10 geführt, an dessen Kollektor das in Bild 9 unten gezeigte, amplitudenbegrenzte Signal zur Verfügung steht. Über C 14 wird T 11 so angesteuert, daß er während der Impulse leitet und damit T 13 sättigt. Der logische Ausgangspegel des Multivibrators T 12, T 13 wird somit bei Impulsbeginn immer von 1 auf 0 gehen.

Solange T 14 gesperrt bleibt, wird der sich periodisch während etwa 50 ms schließende Werkkontakt über R 19 das monostabile Flipflop T 15, T 16 auslösen, dessen Schaltdauer (etwa 100 ms) durch C 18, R 21 bestimmt wird. Unmittelbar nach dieser Auslösung wird das Werk durch T 17 solange gespeist, wie der Werkkontakt geschlossen bleibt. Bei Neigung zum Vorgehen beginnt der Uhrenimpuls bereits, wenn T 14 noch gesättigt ist. Der Werkstrom bleibt dann noch solange unterbrochen, bis der Zeitzeichenimpuls beginnt, oder spätestens (bei Ausfall eines Impulses oder bei erheblicher Gangabweichung) bis C 17 sich so weit aufgeladen hat, daß T 15 Strom führen kann. Die Aufladezeit von C 17 läßt sich durch R 24 so einstellen, daß eine Gangabweichung von mehr als ± 1 min am Tag auch bei einer Betriebsspannung von nur 1,3 V noch sicher erreicht werden kann.

Da die beschriebene Verzögerung des Werkimpulses das Werk nur nachgehen lassen kann, muß dieses zunächst mechanisch so eingestellt werden, daß es etwa 60 s am Tag vorgeht. Am besten nimmt man diese Einstellung vor, wenn das Werk bereits an die Schaltung angeschlossen ist, in der man provisorisch Basis und Emitter von T 14 verbindet. Die „langsam"-Einstellung (R 24) kann erfolgen, indem man den Multivibrator durch Basis-Emitter-Kurzschluß an T 13 in die entsprechende Stellung bringt.

Die Werte der Schaltung in Bild 11 wurden durch Versuche mit einem elektromechanischen Werk vom Typ Chrometron

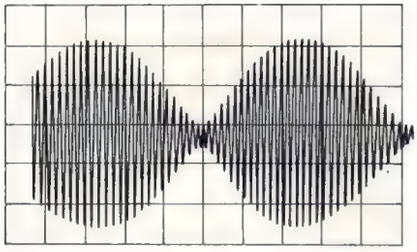


Bild 8. 2,5-kHz-Schwebung bei gleichzeitigem Empfang von DCF und HGB.

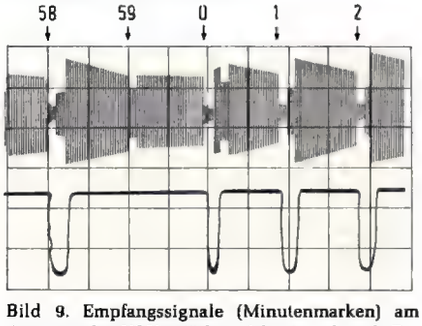
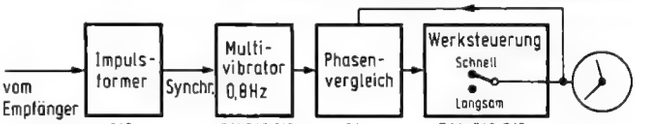


Bild 9. Empfangssignale (Minutenmarken) am Ausgang des Hf-Verstärkers (oben) und nach Demodulation und Begrenzung (unten)

Bild 10. Prinzip der Uhrwerksnachführung



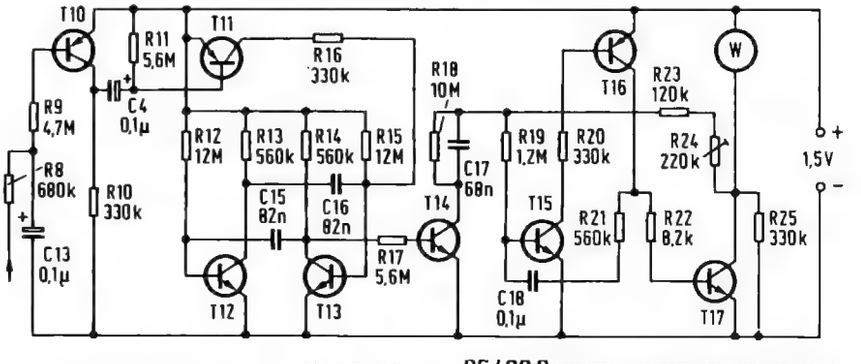
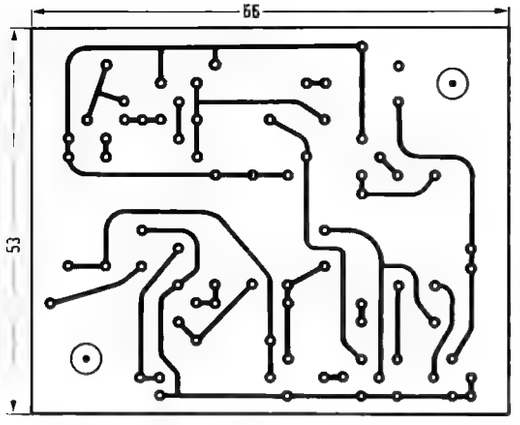


Bild 11. Schaltung des Phasenregelkreises und der Uhrwerksteuerung

T12, T13, T14, T15: BC 408 B (BC 183 B, BC 208 B, BC 238 B, BC 318 B)
T10, T11, T16: BC 418 B (BC 205 B, BC 213 B, BC 308 B, BC 321 B)
T17: BC 238-25 (BC 232 B, 2N 3904)



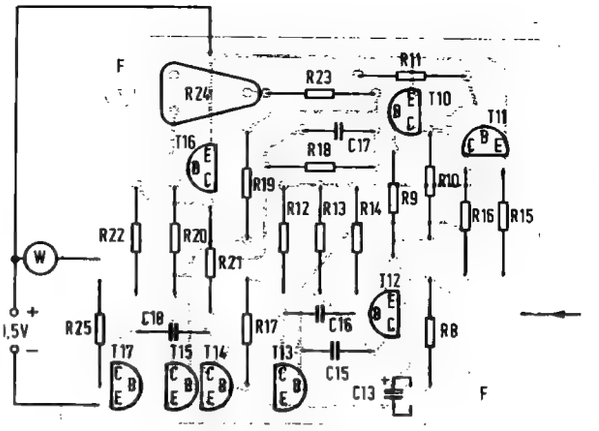


Bild 12.Platine und Bestückungsplan zur Schaltung in Bild 11

(Staiger) ermittelt. Bei normalem Betrieb erreicht dieses Werk eine Ganggenauigkeit, bei der ein Nachstellhub von ± 60 s am Tag übertrieben scheinen mag. Es ist jedoch zu beachten, daß Temperaturschwankungen, die sich normalerweise im Tagesverlauf in ihrer Wirkung ausgleichen, während kurzer Zeit doch erhebliche Gangunterschiede bedingen können, zumal sie auch auf die Basisschwellspannung von T 15 und damit auf die Verzögerungszeit einwirken.

Bild 12 zeigt den Leitungs- und Bestükkungsplan zur Schaltung in Bild 11. Der Aufbau ist keineswegs kritisch, aber auf gute Abschirmung ist auch hier zu achten. Andernfalls induzieren vorbeiführende Netzleitungen in die hochohmig konzipierte Logikschaltung Störungen, die zu einer völligen Unterbrechung des Uhrenimpulses führen können.

Empfangsprüfung

Die Zusatzschaltung in *Bild 13* gestattet es, sich jederzeit vom richtigen Arbeiten des Empfängers zu überzeugen. Sie wird an Emitter und Kollektor von T 10 (Bild 11) angeschlossen und enthält eine Komplementärkaskade, die das Lämpchen A durch die Zeitzeichensignale aufleuchten läßt. Den entsprechenden Leitungs- und Bestükkungsplan zeigt *Bild 14*. Die Schaltung enthält eine eigene Speisebatterie, aber keinen Schalter, da bei ungeschaltetem Eingang der Stromverbrauch nur einige µA beträgt.

Eine regelmäßige Anzeige der Zeitzeichenimpulse liefert das Gerät auf jeden Fall in der Einregelphase nach Anwerfen des Uhrwerks. Wenn Synchronismus zwischen Zeitzeichen und Uhrimpulsen erreicht ist, kann es vorkommen, daß die Uhrimpulse den Empfang stören, besonders wenn die Entfernung zwischen Werk und Antennen weniger als 10 cm beträgt. Das Lämpchen des Anzeigegerätes leuchtet dann nicht mehr regelmäßig auf. Auf den Lauf der Uhr haben diese Störungen keine nennenswerte Wirkung. Denn selbst wenn sie, im ungünstigsten Fall, den Zeitzeichenimpuls ganz verdecken, können sie dies nur solange tun, wie die Uhr richtig läuft. Wenn das nicht mehr der Fall ist, wird der Zeitzeichenimpuls wieder störfrei empfangen und kann dann die Uhr wieder nachstellen.

Betriebsbeobachtungen

Das Betriebsverhalten der Schaltung wurde an zwei Mustergeräten beobachtet. In den ersten Monaten konnte festgestellt werden, daß selbst starke örtliche Gewitter recht harmlose Erscheinungen sind, wenn man ihre Störwirkung mit denen gewisser Heimwerkgeräte vergleicht. Bei Gewitter fallen zwar oft mehrere aufeinanderfolgende Zeitzeichenimpulse aus; die verbleibenden reichen jedoch aus, um das Werk im Tritt zu halten. Elektrische Maschinen ergeben dagegen Dauerstörungen, bei denen der Empfang ganz ausfallen kann. Auch hier wird jedoch die Phasenverriegelung nicht aufgehoben, wenn die Störperioden jeweils nur einige Minuten dauern, wie das ja bei Heimwerkgeräten der Regelfall ist.

An verschiedenen Standorten gemachte Empfangsversuche scheinen zu zeigen, daß bei unterirdisch verlegten Stromversorgungsleitungen, also im Stadtgebiet, die Störanfälligkeit geringer ist als in mit Freileitungen versorgten Vorstädten. Die Orientierung der Antennenstäbe zur Freileitung spielt dabei eine manchmal wichtige Rolle. Das günstigste Verhältnis zwischen Signal- und Störpegel wird in solchen Fällen oft mit einer schrägen (nicht horizontalen) Lage des Antennenstabes erhalten.

In praktisch allen Fällen bewirken die Störungen den Ausfall von Zeitzeichenimpulsen. Das ist für das Betriebsverhalten der Schaltung sehr wichtig, denn zusätzliche, durch Störungen ausgelöste Impulse würden den Multivibrator T 12, T 13 immer auf „null" kippen lassen, und die Uhr würde bei gestörtem Eingang vorgehen. Derartige zusätzliche Impulse können in Empfängern entstehen, die mit Kondensatorkopplung zwischen den einzelnen Stufen arbeiten. Starke Störspitzen können diese Kondensatoren so weit aufladen, daß sie danach den Empfang eine Zeit lang sperren, und der Demodulator erkennt dann eine solche Empfangssperrung als Signalimpuls. Um solche Erscheinungen zu vermeiden, wurde das gesamte Gerät bis zur Signalbegrenzung (T 10) in Direktkopplung ausgeführt.

Da die durch den Werkkontakt hervorgerufenen Störungen belanglos sind, können Werk und Schaltung an derselben Batterie betrieben werden. Da die Schaltung nur 60...75 µW verbraucht, dürfte eine Betriebsdauer von einem Jahr möglich sein, wenn man eine Batterie verwendet, die etwas größer ist als die ursprünglich für das Werk vorgesehene. Ein Betrieb mit getrennten Batterien ist auch möglich.

Bei den ersten Versuchen wurde die Schwankungsbreite der elektronischen Nachführung auf ± 20 s am Tag eingestellt. Eine der in einem zeitweise ungeheizten Raum aufgestellten Uhren ging nach einem Monat eine Sekunde vor. Es konnte festgestellt werden, daß die Schwankungsbreite der Nachführung bei tiefen Temperaturen nicht mehr den Sollwert erreichte. Diese Schwankungsbreite wurde darauf ± 60 s am Tag erweitert. Seitdem laufen beide Mustergeräte einwandfrei.

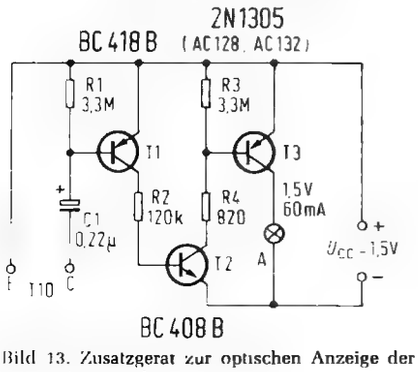


Bild 13. Zusatzgerat zur optischen Anzeige der Zeitzeichenimpulse

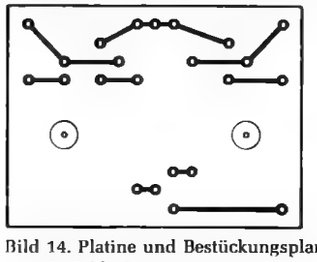
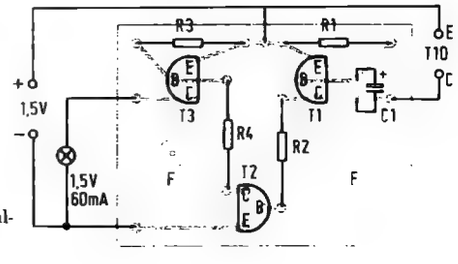


Bild 14. Platine und Bestückungsplan zur Schaltung in Bild 13



Erich Esders

Um sich beim Spiel zu zweit voll auf das Spielgeschehen konzentrieren zu können, ohne den Stand der Fehlerpunkte und den Angabenwechsel im Kopf behalten zu müssen, wurde dieses Gerät entwickelt. Es soll den Schiedsrichter ersetzen, der beim häuslichen Spiel nicht immer anwesend ist.

Elektronische Spielstand- und Ballaufgabeanzeige für Tischtennis

Jeder Spieler bedient einen kleinen Schalter, mit dem er die Fehlerpunkte seines Gegners in das Gerät eingibt. Dieser Schalter befindet sich zweckmäßigerweise in Reichweite der linken Spielerhand, da von den meisten Spielern rechts der Schläger gehalten wird.

Durch den Umleimer des TT-Tisches wurde jeweils links vom Spieler ein Loch gebohrt und dahinter ein Mikroschalter nebst Bedienknopf angeordnet. Diese Schalter wurden mit abgeschirmten Kabeln durch Diodenstecker mit dem Anzeige-Gerät verbunden; dieses Gerät ist etwa 1,5 m weit vom TT-Tisch bei jeweils gleicher Entfernung von den Spielern in Tischhöhe angeordnet.

Während eines bestimmten Zeitraums t_p nach einer Eingabe sind durch eingebaute Verzögerungsschaltungen Doppel- oder Mehrfachbedienungen ausgeschlossen.

Vor Spielbeginn wird die erste Ballaufgabe ausgelost und nach Betätigung der Taste Ta2 (Links gibt auf) oder Ta3 (Reset 0 : 0 und Rechts gibt auf) in das Gerät eingegeben (*Bild 1*). Danach wechselt die Ballaufgabeanzeige automatisch jedesmal dann, wenn die Summe der Anzeige Rechts + Links eine durch 5 ohne Rest teilbare Zahl ergibt. Beim Stand „20 : 20" wird die Anzeige auf „0 : 0" zurückgesetzt, nun wird die Anzeige der Ballaufgabe bei jedem Fehlerpunkt, der eingegeben wird, gewechselt.

Beim Einschalten, das im hier beschriebenen Gerät auf Tastendruck durch ein Stromstoßrelais ausgeführt wird (*Bild 2*), werden durch das R1/C1-Glied und das Gatter G2 die Anzeige auf „0 : 0" und die Steuerlogik in den Ausgangsstatus gesetzt. Wenn erforderlich, wird mit Ta2 die beim Einschalten eingestellte „Aufgabe Rechts" in „Aufgabe Links" gewechselt.

Mit den Schaltern S2 oder S3 werden, entprellt durch die Gatterkombinationen G3/4 und G5/6, die Fehlerpunkte in die Verzögerungsschaltung eingegeben. Diese besteht aus zwei Monoflops SN 74121 (MF I und MF II), die sich gegenseitig nach Eingabe eines Impulses bis zum Abklingen der Zeitkonstante t_p (hier: rd. 1,5 s) durch Benutzung der Eingänge S1/2 und Ausgänge Q verriegeln. Durch Beschaltung der Monoflops mit den R/C-Kombinationen kann der Ausgangsimpuls in der Länge zwischen 0 und $R \cdot C \cdot \ln 2$ Sekunden variiert werden. Eine zweite Eingabe oder die Eingabe durch den Gegner wird also während dieser Zeit t_p verhindert.

Von den Ausgängen $\overline{Q}$' der Monoflops werden die Eingabeimpulse
a) direkt an die betreffenden Zähleinheiten und

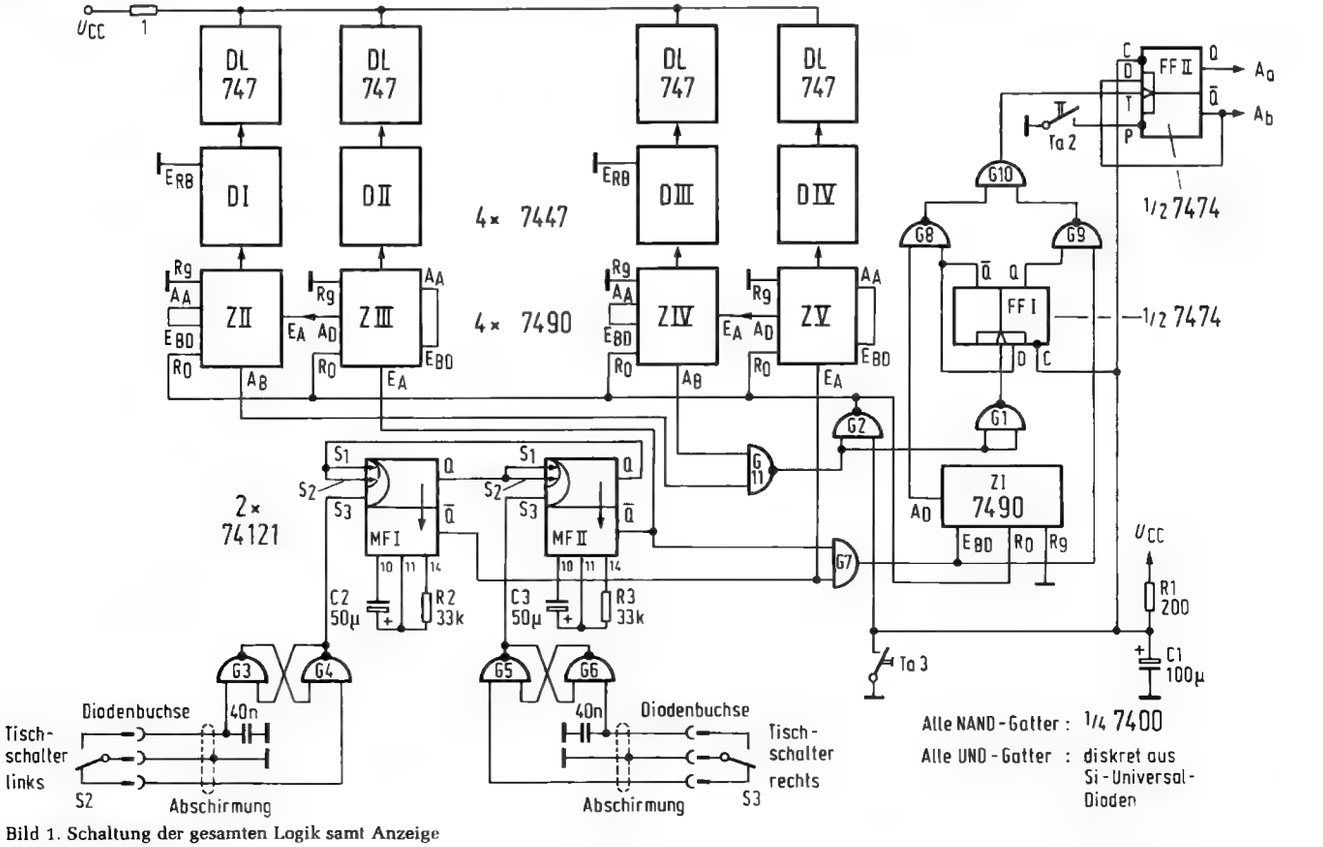


Bild 1. Schaltung der gesamten Logik samt Anzeige

b) verknüpft durch das Gatter G7, an den Eingang E_{BD} des Zählers Z I (SN 7490) gegeben.

Die Zähleinheiten bestehen aus den Dekadenzählern SN 7490, die Decodierung übernehmen vier IS vom Typ SN 7447; bei den Zehnerstellen der Decoder werden die Eingänge E_{RB} an Masse gelegt, um die Anzeige der Null zu unterdrücken; dieses sichert ein besseres Ablesen.

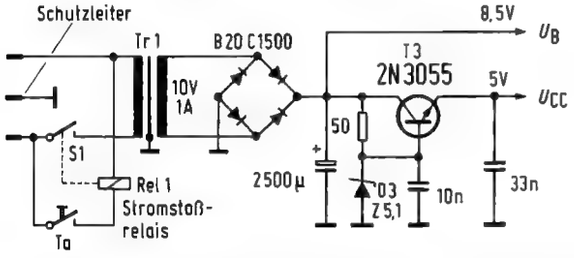


Bild 2. Schaltung des Netzteils

Der Zähler Z I gibt an seinem Ausgang A_D nach jedem 5. Eingangsimpuls einen Ausgangsimpuls ab, der über die Gatter G8 und G10 an den Takteingang T vom Flipflop FF II gelangt, das so bei jeder 5. Eingabe seinen Ausgangszustand und damit die Ballaufgabeanzeige wechselt.

Das Gatter G9 ist noch durch Ausgang Q FF I, der auf Low liegt, gesperrt. Ein sicheres Erfassen der Eingangsimpulse und damit das synchrone Arbeiten der Spielstandanzeige und Ballaufgabeanzeige wird durch die o.a. Verzögerungseinheit gewährleistet.

Beim Stand der Anzeige „20 : 20" gehen die beiden Ausgänge A_B der Zähler Z II / Z IV auf High; das Gatter G11 bringt über G2 die Anzeige auf „0 : 0" und über G1 FF I in den Inversionszustand.

Da der Ausgang Q von FF I jetzt High ist, gelangen die Taktimpulse der Schalter S2/S3 über G7, G9 und G10 an den Takteingang von FF II und kippen dieses nun bei jedem Eingabeimpuls. G8 ist durch ein Low an $\overline{Q}$ von FF I gesperrt.

FF II wurde durch das Einschalten so gesetzt, daß die Anzeige „Links gibt" aufleuchtet; die Taste Ta2 setzt über den Eingang P des Flipflops die Anzeige auf „Rechts gibt".

Die Verbindung Eingang D – Ausgang $\overline{Q}$ der Flipflops SN 7474 ist zum Arbeiten unbedingt erforderlich, siehe *Funktionstabelle*.

Die Anzeige des Standes der Zähler Z II...Z V erfolgt über die Decoder D I...D IV durch die Litronix-Anzeigen DL 747. Die 15 mm hohen Ziffern dieser Displays lassen sich auch auf einige Entfernung noch sicher ablesen.

Das Netzteil (Bild 2) ist nach üblichen Schaltungen aufgebaut. Die einzige Besonderheit ist das Stromstoßrelais. Durch leichten Druck auf Ta zum Anzug oder Abfall gebracht, schaltet es das Gerät ein oder aus. Selbstverständlich kann anstelle der Kombination Taster/Relais auch ein üblicher Schalter verwendet werden.

Die Ballaufgabeanzeige (*Bild 3*) erfolgt über handelsübliche Lampen in Einbaufassungen, die mit Vorwiderstand, geschaltet über die Relais Rel 2/Rel 3, an der 8-V-Versorgungsspannung betrieben werden. Relais wurden deshalb verwendet, weil die Bastelkiste nicht mehr genügend starke Transistoren enthielt. Als Alternative bietet sich eine elegantere Anzeigeschaltung nach *Bild 4* an.

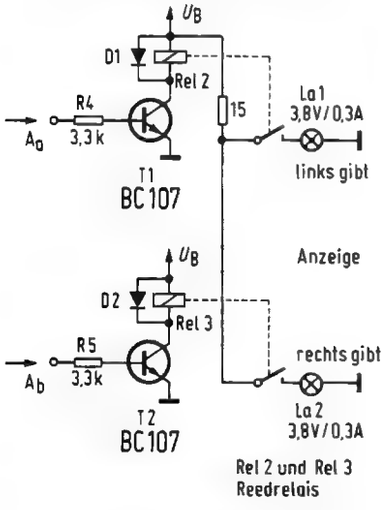


Bild 3. Ballaufgabeanzeige mit Relais

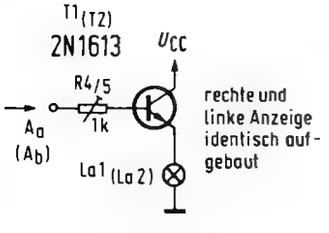


Bild 4. Ballaufgabeanzeige ohne Relais

Funktionstabelle SN 7474

Eingang D
$t = t_n$ $t = t_{n+1}$

D	Q	$\overline{Q}$
L	L	H
H	H	L

Die integrierten Schaltungen wurden auf zwei Platinen übereinander angeordnet; die untere enthält die Zähler und Decoder, die obere die Steuerlogik. Der Aufbau erfolgte auf Lochrasterplatinen mit Cu-Streifen, auf die 14- oder 16polige IS-Fassungen aufgelötet wurden. Ein Auswechseln der IS ist somit wesentlich vereinfacht. Mit kurzen Drähten wurden die entsprechenden Punkte auf der Platine verbunden.

Mit einem Winkel wurde die Platine, auf der sich die Anzeigeeinheit befindet, senkrecht stehend auf der unteren Platine befestigt. Diese Bauweise ermöglicht sehr kurze Drahtführung zu den einzelnen Baugruppen. Die so entstandene Steuer/Zähl/Anzeige-Einheit wurde als Block in das Gehäuse eingebaut und nur noch durch wenige Drähte mit der Stromversorgung, den Tastern, Diodenbuchsen und Relais verbunden.

Das Netzteil ist ebenfalls kompakt aufgebaut; die Elektronik wurde auf eine Lochrasterplatine gelötet und mit dem Gleichrichter auf das Kühlblech des Transistors T 3 geschraubt.

Anstelle der verwendeten diskreten Netzteilschaltung kann natürlich auch eine IS, z.B. LM 309 K etc., benutzt werden; aus Kostengründen wurde die hier beschriebene Schaltung vorgezogen. Die Taster für die Funktionen „Aus/Ein", „Reset 0 : 0/Aufgabe Rechts" und „Aufgabe Links" sind auf der Gehäuseoberseite angeordnet. Besonderheiten irgendwelcher Art sind beim Zusammenbau nicht zu beachten, ebenso entfällt ein Abgleich des Gerätes.

Beim ersten Arbeiten mit dem zusammengebauten Gerät wurden 3-adrige, unabgeschirmte Leitungen vom Zähler zum TT-Tisch geführt. Neben den installierten Leuchtstofflampen befand sich noch ein 2-kW-Heizofen im gleichen Raum; das Ein- oder Ausschalten dieser Apparate hatte ein völlig wirres Umspringen der Anzeige zur Folge. Daraufhin wurden die offenen Eingänge der Entprellgatter mit 40-nF-Kondensatoren nach Masse hin abgeblockt und abgeschirmte Kabel zu den Tisch-Schaltern gelegt. Jetzt arbeitete das Gerät bei allen Möglichkeiten elektrischer Störungen einwandfrei.

Erwin Eisenhardt

Dieser Stereoverstärker ist als Endstufe für einen Digital-UKW-Tuner gedacht, kann aber auch als moderner Stereoverstärker eingesetzt werden. Die gesamte Steuerung erfolgt über Berührungsschalter, bietet also höchsten Bedienungskomfort.

Stereoverstärker mit digitaler Steuerung und Anzeige

Bei dem Mustergerät werden Sieben-Segment-Anzeige-Röhren mit einer Ziffernhöhe von 15 mm verwendet, was dem Gerät ein besonderes Design verlieh. Zudem zeigen vier Leuchtdioden übersichtlich den Schaltzustand des Gerätes an.

Die Steuerung von Bässen und Höhen erfolgt in jeweils zehn Schaltschritten, die der Lautstärke, jeweils für rechts und links, in zwanzig Schaltschritten. Über Berührungsschalter kann das Gerät ein- und ausgeschaltet sowie ein Höhenfilter eingeschaltet werden. Die Umschaltung von Mono auf Stereo und von leise auf laut erfolgt ebenfalls mit Berührungsschaltern.

Bild 1 zeigt eine Blockschaltung des Geräes.

Berührungsschalter

Beim Berühren des Sensors (*Bild 2*), der an der Frontplatte des Verstärkers angebracht wird, gelangt die Körperbrummspannung auf die Basis von T1 und wird verstärkt. Die monostabile Kippstufe 74123 wird mit dieser Rechteckspannung von 50 Hz, die durch das Übersteuern von T2 entsteht, über den Eingang I_B getriggert, solange der Sensor berührt wird. Durch die äußere Beschaltung (*Bild 3*) entsteht am Ausgang Q beim Berühren des Sensors ein H-Signal, beim Loslassen wieder ein L-Signal. Durch die äußere Beschaltung hat die Kippstufe eine Laufzeit von 0,5 s. Dadurch werden Berührungsprellungen unterdrückt.

Wird mit dem Sensor ein Flipflop 7474 geschaltet, muß zwischen Transistorverstärker und den Kippstufeneingang ein Schmitt-Trigger 7414 geschaltet werden. Er dient zur Erhöhung der Flankensteilheit. Der 74123 wird dann über den Eingang I_A angesteuert.

Taktgeber

Der Taktgeber ist aus drei NAND-Gliedern 7400, einem 500-pF-Kondensator und einem 100-Ω-Widerstand aufgebaut. Er steuert einen 74123, der einen Impuls von 100 ns liefert.

Zähler

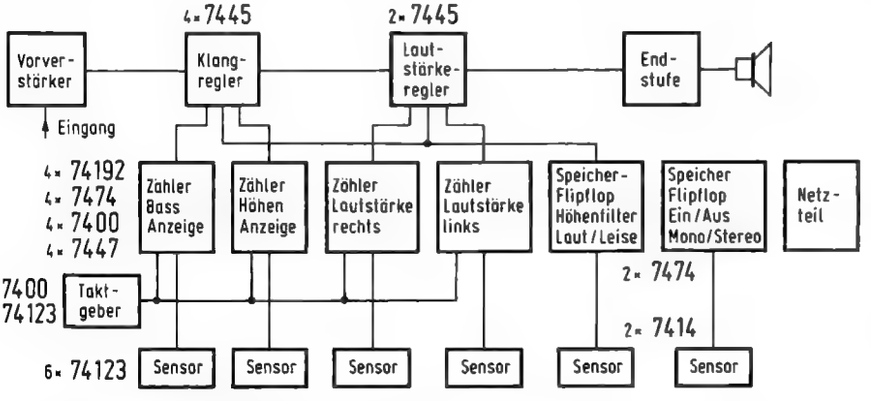
Als Zähler wird der Vor-Rückwärts-Dezimal-Zähler 74192 eingesetzt. Im ausgeschalteten Zustand werden alle vier Zähler, Lautstärke rechts und links, Baß und Höhen, über den Anschluß Cl (14) auf Q_A=L, Q_B=L, Q_C=L, Q_D=L gesetzt. Da der Zähler von 0 auf 9 und von 9 auf 0 zählt, wurde der Flipflop 7474 eingesetzt, um dies zu verhindern. Die Dioden D1,D2 und D3, D4 bilden jeweils eine UND-Verknüpfung.

Beim Einschalten des Geräts wird der Ausgang $\overline{Q}$ (8) des Flipflops über die Diode D6 und den Setzeingang $\overline{S}$ (10) auf L gesetzt. Über die Diode D2 liegt das L-Signal am Eingang (1) der NAND-Verknüpfung. Dadurch gelangen keine Zählimpulse an den Eingang (4) des Dezimalzählers. Durch diese Verriegelung wird verhindert, daß der Zähler von 0 auf 9 springen kann und die Lautstärke voll aufgedreht ist. Über den Rückstelleingang (4) wird $\overline{Q}$ (8) wieder auf H gesetzt, wenn der Zähler vorwärts zählt.

Hat der Zähler bis 9 gezählt, wird über die Diode D5 und den Setzeingang (4) der Ausgang Q (6) (IS 4) auf L gesetzt. Dadurch entsteht am Eingang (13) der NAND-Verknüpfung ein L-Signal, und es gelangen keine Zählimpulse mehr an den Zähler (5). Er kann also auch nicht von 9 auf 0 springen.

Vorverstärker, Höhen- und Tiefenregelung

Die erste Stufe arbeitet in Kollektorschaltung, um einen hohen Eingangswiderstand zu erreichen (*Bild 4*). Ansonsten weist der Vorverstärker keine Besonderheiten auf. Über einen 10-µF-Kondensator wird das Signal ausgekoppelt und in das Klangregelnetzwerk eingespeist. Die BCD-Dezimaldecoder (IS 13, 14) setzen das am Eingang an-



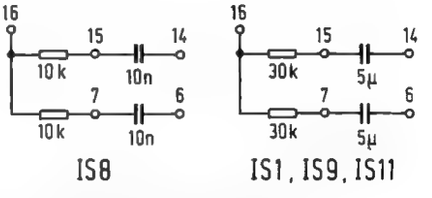


Bild 3. Beschaltung der SN 74123

◀ Bild 1. Blockschaltung der digitalen Bedieneinheit

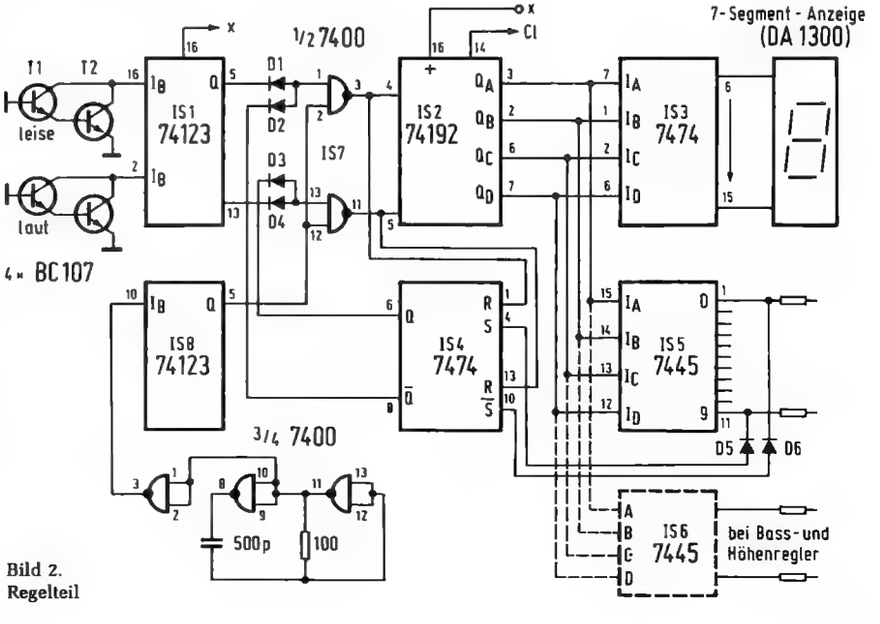


Bild 2. Regelteil

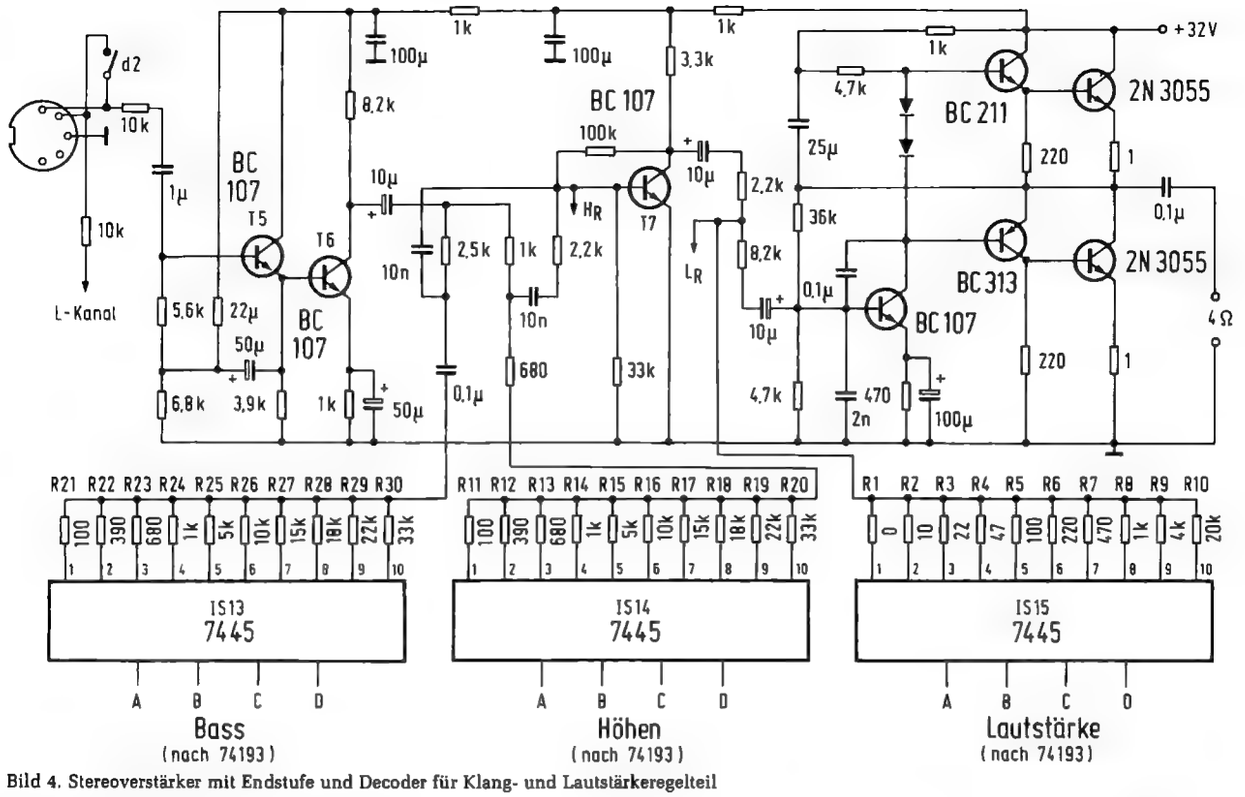


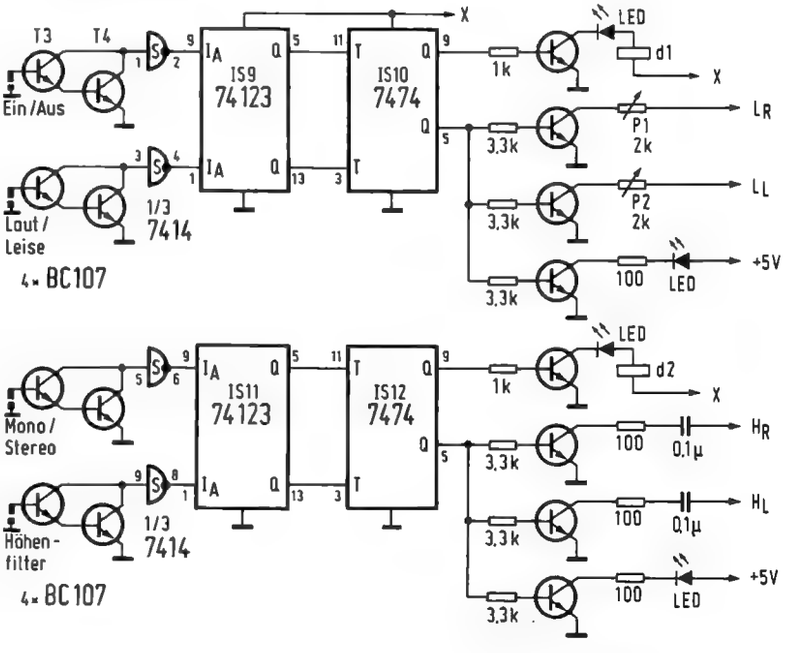
Bild 4. Stereoverstärker mit Endstufe und Decoder für Klang- und Lautstärkeregelteil

liegende BCD-Signal in den Dezimalcode um.

Der Klangregelbereich erstreckt sich bei 15 kHz von +12 dB bis –18 dB und bei 30 Hz von +15 dB bis –10 dB. Die Regelung erfolgt jeweils für Baß (IS 13) und Höhen (IS 14) getrennt. Sie erfolgt in zehn Schaltschritten, je nachdem welcher Ausgang das L-Signal führt. Über den Anschluß H_R bzw. H_L wird das Höhenfilter (*Bild 5*) angeschlossen. Der Transistor T7 gleicht den Verstärkungsrückgang der Klangregelstufe aus. Über einen weiteren 10-µF-Kondensator und die Lautstärkeregelung wird die Endstufe angesteuert. Die Widerstände 2,2 kΩ und 8,2 kΩ bilden mit R 1...R 10 einen Spannungsteiler.

Die Nf-Spannung ist um so niedriger, je kleiner die Widerstände (R 1...R 10) sind, die über den Decoder (IS 15) an Masse (L-Signal) gelegt werden. Der Zähler 74192 (IS 2) steuert über die Ausgänge Q_A...Q_D den Decoder an. Bei Baß und Höhen müssen für rechts und links jeweils 7445 (IS 5/6) eingesetzt werden. Zur Lautstärkeregelung dienen für rechts und links je ein Zähler und Decoder. An L_R bzw. L_L wird die Laut/Leise-Taste angeschlossen. In Stellung Leise entspricht die Lautstärke beim Zählerstand 9 der Zimmerlautstärke. Sie kann mit den Trimmpotis individuell eingestellt werden (P 1, P 2). Bei Stellung Laut gibt die Endstufe die volle Leistung ab. Als Endstufe dient ein eisenloser 10-W-Gegentaktverstärker ohne Besonderheiten. Er muß folglich nicht näher beschrieben werden. Jede andere Endstufe kann selbstverständlich auch verwendet werden.

Die Stereo/Mono-Umschaltung übernimmt das Relais d 2. Es wird über den Sensor Mono/Stereo und das Flipflop IS 12 an-



▲ Bild 5. Berührungsschalter für Ein/Aus, Laut/Leise, Mono/Stereo-Umschaltung, Höhenfilter

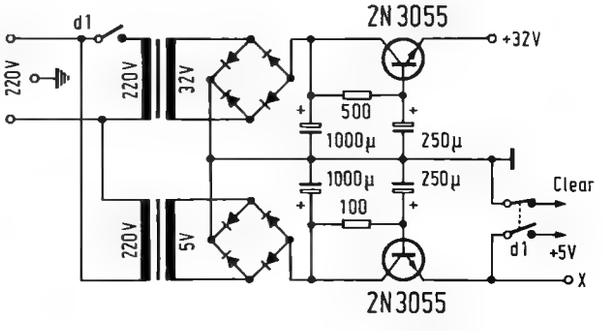


Bild 6. ▶ Netzteil

gesteuert. Der Arbeitskontakt d 2 ist direkt an den Eingang des Vorverstärkers geschaltet (Bild 4).

Netzteil

Bei der Stromversorgung der IS (5 V) müssen auch bei ausgeschaltenem Gerät für IS 9/10 zum Einschalten 5 V zur Verfügung stehen (Bild 6). Der Ausgang X wird mit den bezeichneten IS verbunden. Die restliche Stromversorgung wird über den Schließer d 1 eingeschaltet. Die Spannung steht dann am +5-V-Ausgang zur Verfügung. Sie versorgt sämtliche IS. Der Netztrafo für die Endstufen und Vorverstärker wird wechselstromseitig über d 1 ein- und ausgeschaltet.

Über den Öffner werden die Clear-Eingänge der Zähler beim Ausschalten an Masse gelegt und somit die Zähler auf L gesetzt.

Aufbau

Sämtliche IS wurden auf Lochrasterplatten aufgebaut. Es können auch gedruckte Leiterplatten verwendet werden, doch sollte man schon einige Erfahrung mit gedruckten Schaltungen haben.

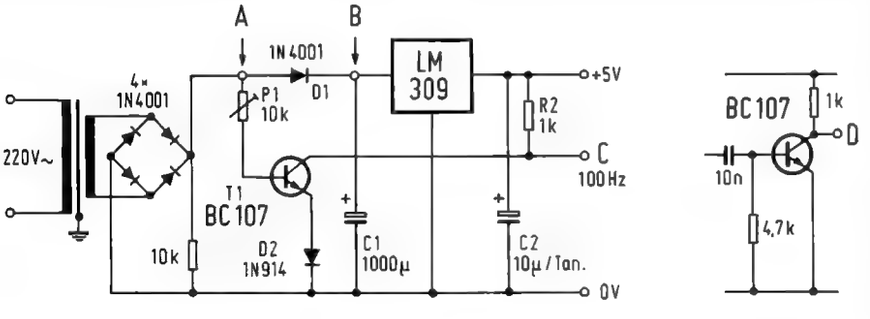
Die Frontplatte sollte aus Hartpapier (Pertinax) bestehen, damit die Berührungsschalter nicht schon vor dem Berühren durchsteuern. Für die Sensoren und den Aufbau der Frontplatte sind der Phantasie keine Grenzen gesetzt.

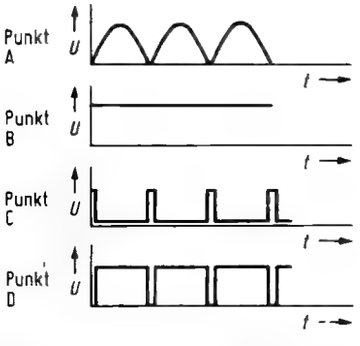
Netzgerät mit 100-Hz-Impulsausgang

Häufig benötigt man für diverse Schaltungen, wie Frequenzmesser, Uhren, Stoppuhren usw., eine Frequenz von 100 Hz, wobei die Genauigkeit der Netzfrequenz völlig ausreicht. Die beschriebene Schaltung ermöglicht es, diese Frequenz direkt an der Stromversorgung abzugreifen, und benötigt keine getrennte Transformatorwicklung und keinen getrennten Brückengleichrichter.

Der Brückengleichrichter (*Bild*) formt aus der sekundären Wechselspannung des Trafos eine pulsierende Gleichspannung von 100 Hz. Über die in Flußrichtung geschaltete Diode D 1 lädt sich der Ladekondensator C 1 auf, und die Regelschaltung arbeitet. Die Ventilwirkung der Diode D 1 verhindert das Rückwirken des Ladekondensators C 1 auf den Punkt A der Schaltung, so daß nach wie vor an Punkt A eine pulsierende Gleichspannung ansteht. Der Trimmer P 1 leitet diese Spannung auf die Basis des Transistors T 1.

Unterschreitet die Eingangsspannung U_{BE} den zum Durchsteuern des Transistors notwendigen Wert, so wird die Emitter-Kollektor-Strecke gesperrt. An dem Arbeitswiderstand R 2 entsteht ein positiver Impuls, der sich bei jeder Halbwelle wiederholt. Die Diode D 2, die in Flußrichtung in die Emitterstrecke eingeschaltet ist, erhöht die Schaltsicherheit des Transistors. Gleichzeitig hebt sie aber auch das Ausgangspotential um den Wert ihrer Flußspannung an. Bei Schaltungen mit TTL-Bausteinen kann eine nachgeschaltete Anpassungsstufe den nötigen Pegel liefern. Reinhard Bergmann





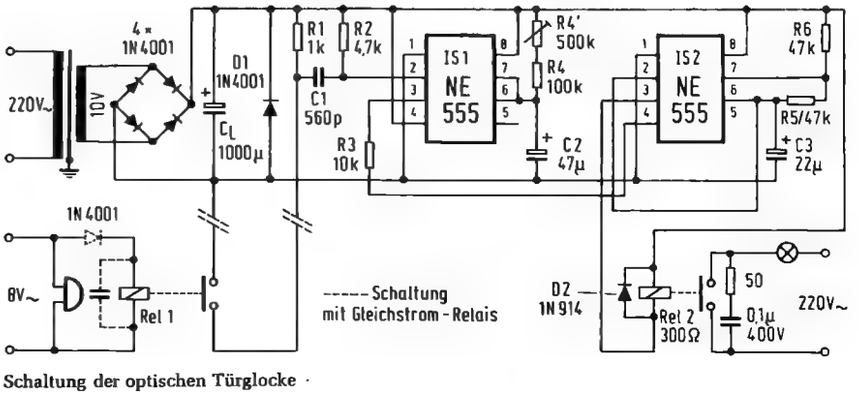
Schaltung des Netzgeräts mit 100-Hz-Ausgang und Anpassungsstufe für TTL

Türklingel für Gehörbehinderte

Diese Schaltung dient als Ersatz bzw. Ergänzung zur Haustürklingel für gehörbehinderte Menschen. Sie schaltet für eine bestimmte Zeit eine Lichtquelle, z.B. Punktstrahler, mehrere Male an und aus. Gehörbehinderte Menschen können in der Regel die Lichtsignale besser aufnehmen.

Der weite Spannungsbereich der verwendeten Timer NE 555 von 5...15 V ermöglicht eine einfache Stromversorgung ohne Stabilisierungsschaltung. Die Diode D 1 schützt die Schaltung vor evtl. auftretenden, kurzen Netzspannungsspitzen *(Bild)*. Netzspannungsschwankungen verursachen nur geringfügige Veränderungen in den eingestellten Zeiten, die bei dieser Schaltung vernachlässigt werden können. Parallel zur Türklingel bzw. Gong wird ein dafür geeignetes Relais Rel 1 – 8-V-Wechselstromrelais oder ein entsprechendes Gleichstromrelais – eingeschaltet. Die Kontakte dienen zur potentialfreien Triggerung des Timers IS 1 IS 1 ist ein Monoflop, dessen Ausgangsimpuls von der Kombination R 4, R 4', und C 2 bestimmt wird. In der gezeichneten Schaltung kann der Impuls mit dem Trimmer R 4', von etwa 3,25 s bis 19,5 s eingestellt werden. Die Werte errechnen sich nach der Formel $t = R \cdot C \cdot 0{,}69$.

Der Ausgangsimpuls gibt für die gewählte Zeit über den Reseteingang des Timers IS 2 diesen frei. IS 2 ist ein Oszillator, der direkt das Relais Rel 2 ansteuert. Zeitbestimmend für die Einschalt- bzw. Ausschaltdauer sind die Widerstände R 5, R 6 und der Kondensator C 3. Mit den gewählten Werten ergeben sich für die Einschaltdauer 0,75 s und die Ausschaltdauer 1,5 s. Fällt das Monoflop IS 1 in den Ausgangszustand zurück, so stoppt es den Oszillator, und der Vorgang kann erneut ausgelöst werden.



Schaltung der optischen Türglocke

Hubert Tuschmann

Mit OP-Verstärkern läßt sich auf einfache Weise eine Schaltung für eine Freisprecheinrichtung aufbauen. Durch logische Auswertung der gleichgerichteten Sprachsignale wird die Übertragungsrichtung des Signals gefunden. Davon abhängig wird die entgegengesetzte Übertragungsrichtung gesperrt und so die Entstehung von Rückkopplungsschwingungen vermieden.

Rückkopplungsfreie Tür-Freisprecheinrichtung

Das Schaltungsprinzip läßt sich bei Wechselsprechanlagen (Vermeidung der Umschaltung) oder für anwählbare Tür-Freisprecheinrichtungen von Haus- oder Nebenstellenanlagen verwenden. Im folgenden soll die Schaltung in Anwendung bei einer Tür-Freisprecheinrichtung betrachtet werden.

Die Schaltung (*Bild 1*) der Tür-Freisprecheinrichtung besteht im wesentlichen aus fünf Schaltungen:

1. Sprachausgabe-Verstärker
2. Sprachaufnahme-Verstärker
3. Umschaltlogik
4. Rufstromerkennung
5. Schleifenschluß-Überwachung

Sprachausgabe-Verstärker

Der Sprachausgabe-Verstärker ist aus zwei Verstärkerstufen, einem Vorverstärker mit großem Verstärkungsfaktor und einem Ausgangsverstärker mit einem Faktor < 1 zur Ansteuerung der Endtransistoren, aufgebaut. Der Verstärkungsfaktor der Vorstufe wurde deshalb groß gewählt, um bei einem schwachen Eingangssignal ein genügend großes gleichgerichtetes, negatives Steuersignal gegenüber dem fiktiven Massepunkt M an Punkt B zu erreichen. Dieses Signal ist ein Eingangssignal für die Umschaltlogik. Der Punkt X der Umschaltlogik ist über eine Entkopplungsdiode mit dem nichtinvertierenden Eingang des Ausgangsverstärkers verbunden. Mit dem Signal logisch L (positiv gegen M) am Punkt X wird der Verstärker stark übersteuert und für die Übertragung des analogen Sprachsignals gesperrt.

Sprachaufnahme-Verstärker

Der Sprachaufnahme-Verstärker ist ähnlich aufgebaut wie der Sprachausgabe-Verstärker. Das Eingangssignal wird kapazitiv auf den hochverstärkenden Vorverstärker gegeben. Am Punkt A kann bereits bei schwachem Eingangssignal ein gegen M negatives Steuersignal abgenommen werden. Der Ausgangsverstärker koppelt mittels des Übertragers das Sprachsignal auf die a- und b-Ader der Anschlußleitung. Der nichtinvertierende Eingang des Ausgangverstärkers ist über die Entkopplungsdiode mit dem Punkt Y der Umschaltlogik verbunden. Ein Signal, logisch L, sperrt den Ausgangsverstärker für ein abgehendes Sprachsignal.

Umschaltlogik

Die Umschaltlogik bildet mit zwei OP-Verstärkern ein Flipflop (*Bild 2*). Die Schaltzustände des FF's lassen nur die Übertragung des Sprachsignals in

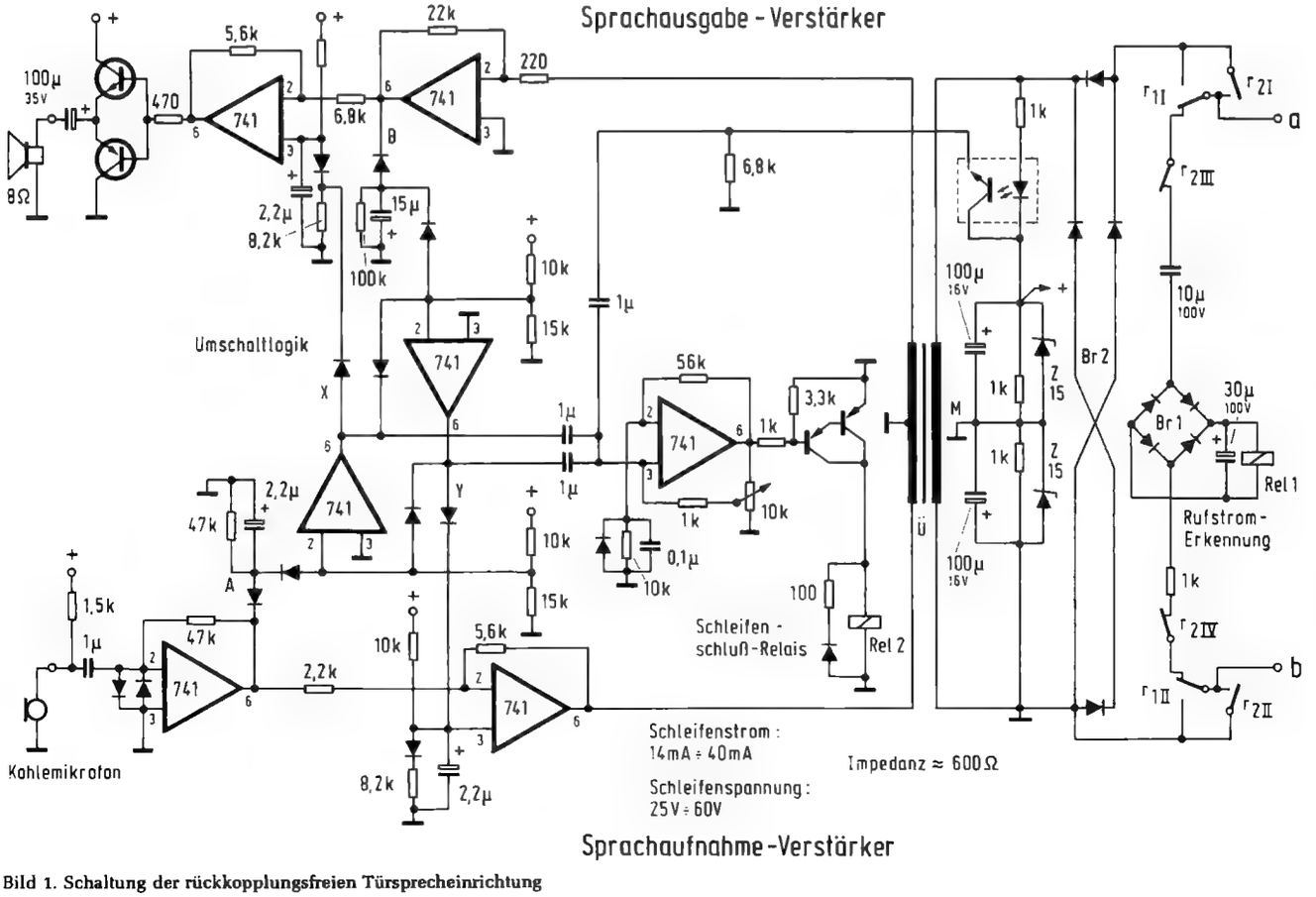


Bild 1. Schaltung der rückkopplungsfreien Türsprecheinrichtung

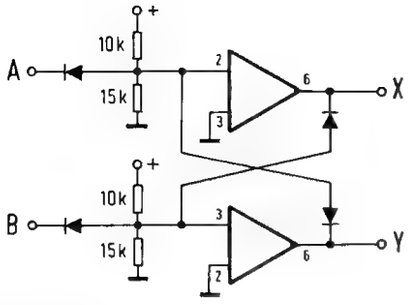


Bild 2. Die Umschaltlogik – RS-Flipflop mit OP-Verstärkern

einer Richtung oder die Sperrung beider Richtungen (siehe *Tabelle*) zu.

Die Wertigkeit der Eingangssignale für die Steuerlogik – Signale A und B – wird bestimmt durch die Polarität gegenüber dem Punkt M; ein positives Signal gegenüber M bedeutet L, negativ bedeutet 0. Durch diese Eigenschaft ist die Arbeitsweise der Schaltung weitgehend unabhängig von der Speisespannung und macht deshalb die Schaltung arbeitsfähig in einem großen Betriebsspannungsbereich.

Rufstromerkennung

Die Tür-Freisprecheinrichtung erkennt eine Belegung durch den Empfang des 50-Hz-Rufstromes der Telefonanlage. Im Ruhezustand ist nur der Empfangskreis für die Rufstromerkennung an der a- und b-Ader kapazitiv angekoppelt. Das ankommende Rufsignal wird mit der Brückenschaltung Br 1 gleichgerichtet und schaltet Relais Rel 1. Mit den Kontakten r_{1II} und r_{1I} wird die Schleifenspannung an die Brückenschaltung Br 2 gelegt. Durch die Brükkenschaltung Br 2 ist die Funktionsfähigkeit der Schaltung auch bei Polaritätsvertauschung an der a- und b-Ader gewährleistet. Die Betriebsspannung wird an dem nachgeschalteten Spannungsteiler von etwa 3 kΩ für die OP-Verstärker abgenommen. Die Schaltungen der Verstärker sind so dimensioniert, daß sie den Spannungsteiler symmetrisch belasten und damit die positive und die negative Spannung gegen M gleich groß sind.

Tabelle der Logikzustände

A	B	X		Y	
0	0	L	Lautspr. ab	L	Mikro ab
L	0	0	Lautspr. an	L	Mikro ab
L	L	0	Lautspr. an	L	Mikro ab
0	L	L	Lautspr. ab	0	Mikro an
L	L	L	Lautspr. ab	0	Mikro an
0	0	L	Lautspr. ab	L	Mikro ab

L ≙ A, B ≧ 0 V gegen Masse
0 ≙ A, B < 0 V gegen Masse

Für die Funktion der Schaltung ist es unkritisch, ob geringfügige Abweichungen in der Symmetrie oder unterschiedliche Betriebsspannungen vorkommen. Bei großen Betriebsspannungen – bedingt durch geringen Schleifenwiderstand – sorgen die Z-Dioden dafür, daß die zulässige Betriebsspannung von ± 15 V für die OP-Verstärker nicht überschritten wird.

Schleifenschluß-Relais

Das Schleifenschluß-Relais Rel 2 dient zum Halten des Schleifenstromes oder zum automatischen Auslösen der Verbindung durch Unterbrechung des Schleifenstromes, wenn nicht innerhalb eines einstellbaren Zeitabschnittes (etwa 30 s) eine Umschaltung in der Umschaltlogik stattfand. Zur Bestimmung dieses Zeitintervalls wird ein als Monoflop geschalteter OP-Verstärker benutzt. Der OP-Verstärker schaltet einen Darlington-Treiber für Rel 2.

Zum Start des Monoflops dient der in den Spannungsteiler eingebaute Opto-Koppler. Wenn durch den Rufstrom bedingt Rel 1 geschaltet hat, wird mit r_{1I} und r_{1II} Spannung an den Spannungsteiler gelegt. Der Opto-Koppler wird durchgeschaltet, und abhängig vom Start des Zeitgliedes wird Rel 2 erregt. Mit den Kontakten des Relais Rel 2, r_{2I} und r_{2II}, wird der Schleifenstrom gehalten. Die Kontakte r_{2III} und r_{2IV} schalten während des Betriebes den Rufstromerkennungskreis ab.

Wenn innerhalb des eingestellten Zeitintervalls keine Umschaltung des Flipflops erfolgte, also nicht gesprochen wurde, fällt Rel 2 ab. Die Verbindung zur Telefonanlage wird durch die Schleifenstromunterbrechung ausgelöst.

Ing. Günther Schellhorn

Feldeffekttransistor-Tester

Für die üblichen bipolaren Transistoren sind verschiedene preiswerte Tester im Handel, nicht jedoch für Feldeffekttransistoren. Die nachfolgende Arbeit bringt die Bauanleitung eines preiswerten und leicht zu bauenden Transistortesters mit gleichwohl hohem praktischem Gebrauchswert für Sperrschicht- und MOS-FET (auch Dual-Gate-FET) sowie Arrays dieser Typen.

Handelsübliche Feldeffekttransistoren besitzen einen verhältnismäßig breiten Streubereich. Bei dem bekannten BF 245 z.B. reicht der Wert des Drain-Gleichstromes I_{Dss} von 2...25 mA und die Vorwärtssteilheit von 3...6,5 mA/V. Für den Praktiker interessieren außer diesen Werten hauptsächlich noch die Drain-Gleichströme bei verschiedenen Gate-Vorspannungen, damit er den für einen vorgesehenen Arbeitspunkt in einer Schaltung erforderlichen Source-Vorwiderstand errechnen kann. Demgemäß hat das Gerät außer einem I_{Dss}-Meßbereich zwei Drainstrombereiche mit verschiedenen Gate-Vorspannungen. Insgesamt sind vier Arbeitspunkte meßbar, so daß eine gute Aussage über die Aussteuerungs- und Steilheitsverhältnisse erhalten wird und auch bei Bedarf eine Kennlinie gezeichnet werden kann.

Die Schaltung (*Bild 1*) ist sehr einfach und in ihrer Funktion leicht zu verstehen. Eine übliche 9-V-Batterie liegt einerseits über das mittels P auf 25 mA Endausschlag einregulierte Meßinstrument und andererseits über den Drucktaster T 1 am N-P-Kanal-Umschalter S. Die Drain-Anschlußklemme für den Prüfling liegt über den Schutzwiderstand R 1 von 68 kΩ an dem einen Anschluß des N-P-Umschalters S. Die Source-Anschlußklemme ist über zwei hintereinandergeschaltete Vorspannungskombinationen mit dem anderen Kontakt des Umschalters S verbunden. An diesem liegt unmittelbar auch die Gate-Anschlußklemme G 1.

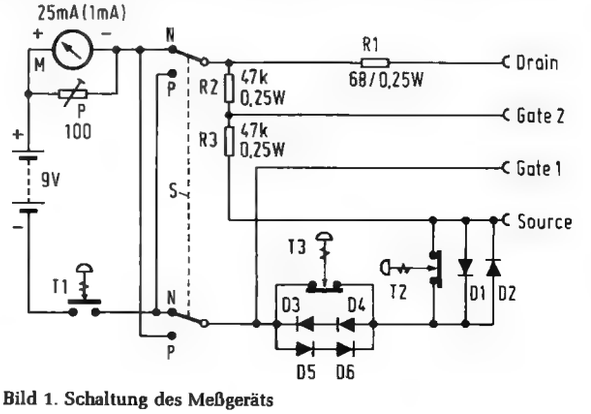


Bild 1. Schaltung des Meßgeräts

Die eine Vorspannungskombination besteht aus zwei gegenparallel geschalteten Siliziumdioden D 1 und D 2 beliebigen Typs, die andere aus gegenparallel geschalteter Serienschaltung zweier Siliziumdioden D 3, D 4 bzw. D 5, D 6. Die Kombination D 1, D 2 ist mit dem Ruhekontakt-Drucktaster T 2 einschaltbar, die andere mit dem Drucktaster T 3. Der Anschluß für das Gate 2 liegt am Abgriff eines Spannungsteilers aus den Widerständen R 2 und R 3 von je 47 kΩ oder mehr (nicht kritisch).

Funktionsprinzip

Es sei angenommen, an die Prüflingsanschlüsse sei ein Dual-Gate-Feldeffekttransistor angeschlossen. Nach Drücken des Tasters T 1 wird nun unmittelbar der Wert I_{Dss} angezeigt, denn Gate 2 erhält eine positive Vorspannung von 4,5 V und Gate 1 wegen der durch T 2 und T 3 überbrückten Diodenkombinationen die Vorspannung Null. Wird nun einer der Taster T 2, T 3 – oder beide – zusätzlich gedrückt, so erhält das Gate 1 gegenwirkende Vorspannungen von –0,75 V, –1,5 V und –2,25 V entsprechend der Schleusenspannung der Siliziumdioden bzw. den doppelten Wert.

Die Verwendung von Siliziumdioden hat den erheblichen Vorteil, daß die Gate-Vorspannungen von den Drainströmen des Prüflings praktisch unabhängig sind, was bei ohmschen Widerständen nicht der Fall wäre. Wenn ein Dual-Gate-Feldeffekttransistor als Single-Gate-Feldeffekttransistor verwendet werden soll, so sind die beiden Gates, welche beim Transistor direkt nebeneinanderliegen, einfach zusammenzuschalten, was mit den verwendeten IS-Clips sehr leicht ist. Die Vorspannung des Gates 2 mit 4,5 V liegt um rd. 10 % über den Werten der Datenbücher. Das wurde hier aber in Kauf genommen, weil man infolge des dadurch ausreichenden einfachen Spannungsteilers R 2, R 3 beim Umschalten von N-Kanal- auf P-Kanal-Feldeffekttransistoren keinen weiteren Kontakt am Schalter S benötigt.

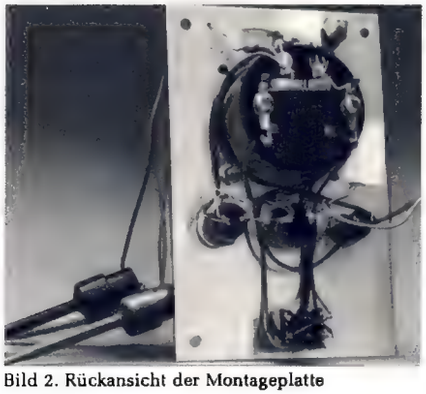


Bild 2. Rückansicht der Montageplatte

Der maximale Drainstromwert von 25 mA beim Instrument M hat den Vorteil, daß man die Skalenstrich-Teilung eines üblichen 1-mA-Meßinstrumentes weiter verwenden kann, was z.B. bei einem Wert von 30 mA nicht möglich wäre. Die Gates von MOS-FET, welche noch keine Schutzdioden haben, können nicht durch statische Aufladungen zerstört werden, solange sie am Gerät angeschlossen sind. Dies wird bei Gate 2 durch den ständig eingeschalteten ohmschen Spannungsteiler R 2/R 3 bewirkt.

An sich könnte der Taster T 1 eingespart werden, wenn als N-P-Umschalter ein Typ mit neutraler Mittelstellung gewählt wird. Die hier verwendete Lösung hat den Vorteil, daß das Gerät nie versehentlich eingeschaltet weggestellt werden kann (Batterie!) und daß die Bedienung ähnlich einfach ist wie die eines üblichen Vielfachmeßgerätes. Sie erinnert übrigens an die der bekannten Funke-Röhrenprüfgeräte: Dort mußte beim Drücken der Taste „Aussteuerung" der Zeigerausschlag zurückgehen, hier geschieht das beim Drücken der Taster T 2 und T 3.

Aufbau und Abgleich

Es werden ausschließlich handelsübliche Bauteile verwendet. Das Instrument ist ein Typ mit 1 mA Vollausschlag, das Gehäuse Teko P 2. Die Dioden D 1...D 6 sind an die Anschlußfahnen der Taster T 2 und T 3 angeschlossen. Die Widerstände R 2, R 3 sind an die nicht benötigten Anschlüsse der Skalenbeleuchtung des Instrumentes als Stützpunkt angelötet. P und R 1 sind freitragend eingelötet. *Bild 2* zeigt eine Rückansicht der Montageplatte.

Der Prüfling wird über sogenannnte IS-Clips verschiedener Farbe angeschlossen: Rot für Drain, Schwarz für Source, Blau für Gate 1, Weiß für Gate 2.

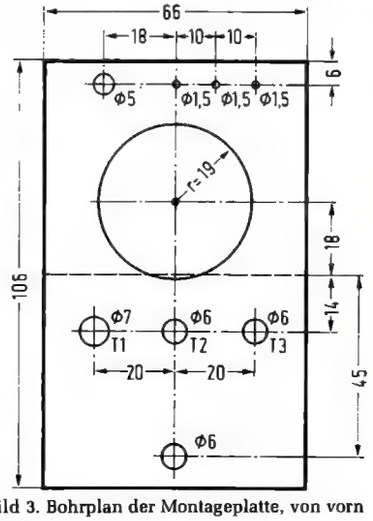


Bild 3. Bohrplan der Montageplatte, von vorn gesehen

Da es nur Clips in Rot und Schwarz gibt, muß man für die Gate-Anschlüsse zwei Stück entsprechend lackieren. Die Clips werden über entsprechend farbige dünne Litzen (ca. 1 mm Ø, 14 cm lang) in das Gerät geführt mit Ausnahme von Gate 2. Für dieses ist eine besondere 2-mm-Steckbuchse vorgesehen, damit man normalerweise nur mit drei Anschlußschnüren hantieren muß. Die Litzen sind in Bastlergeschäften erhältlich (für Spielzeugeisenbahnen). Die Clips haben den besonderen Vorteil, daß man auf einfachste Weise auch die Einzeltransistoren von Transistorarrays anschließen kann.

Beim verwendeten Instrument wird die ursprüngliche Beschriftung mit einer Rasierklinge vorsichtig (!) wegradiert und eine neue Beschriftung 0 – 5 – 10 – 15 – 20 – 25 mit 2-mm-Letraset-Buchstaben angebracht (Skalenblatt abschrauben). Letztere dienen auch zur Beschriftung der Frontplatte.

Bild 3 zeigt die Maße der Frontplatte, von vorn gesehen, *Bild 4* das fertige Gerät.

Abgleich

Falls ein Instrument mit 25 mA Endausschlag verwendet wird, sind keinerlei Einstellungsarbeiten erforderlich. Bei Verwendung eines 1-mA-Instrumentes muß dieses mit einem 100-Ω-Trimmpoti auf 25 mA Endausschlag eingestellt werden. Dazu stellt man zunächst P auf Null Ω, legt ein 1-kΩ-Potentiometer und ein Milliamperemeter (z.B. Vielfachinstrument) in Serie zwischen Drain und Source und stellt mit dem 1-kΩ-Potentiometer bei gedrücktem T 1 einen Wert von 20 mA ein. Danach vergrößert man den Wert von P vorsichtig so lange, bis das Instrument M ebenfalls 20 mA anzeigt. Anstelle des 1-mA-Instrumentes kann auch (wie beim Mustergerät) ein 10-mA-Typ verwendet werden. Dann ist jedoch der Abgleich umständlicher, weil jetzt anstelle des Trimmpotis P Widerstandsdraht verwendet werden muß.

Bild 4. Ansicht des Gerätes

Hans-Joachim Pietsch
DJ 6 HP

Während die Funkamateure, die sich der Funkfernschreibtechnik zugewandt haben, bis in die jüngste Vergangenheit ausschließlich ausgemusterte mechanische Fernschreibmaschinen verwendeten, scheint es, daß sie durch die Nutzung des umfangreichen und preisgünstigen Angebots elektronischer Schaltungen mit ihren kommerziellen „Kollegen", die elektronische Maschinen benutzen, zumindest gleichgezogen haben.

Zum Stand der Technik des Amateur-Funkfernschreibens

Die Hf-Übertragung der Fernschreibsignale findet wie bei den kommerziellen Diensten auch bei den Amateuren in der Modulationsart F 1 statt. Fast durchweg wird hierzu die SSB-Station verwendet, die normalerweise dem Telefonieverkehr dient.

Sendeseitig steuern die seriellen Fernschreib-Gleichstromsignale, die von der Maschine oder einer äquivalenten Elektronik erzeugt werden, einen AFSK (audio frequency shift keyer), der eine Subcarrier-Modulationsstufe darstellt. Dabei werden den beiden Kennzuständen des Fernschreibzeichens zwei Nf-Töne zugeordnet, die im Rhythmus der Fernschreibgleichstromsignale umgetastet werden. Das resultierende Nf-Signal gelangt zum Mikrofoneingang des SSB-Senders, an dessen Hf-Ausgang ein zwischen zwei Hf-Trägern umgetastetes Signal erscheint. Die Differenz beider Träger entspricht dem Frequenzabstand beider Nf-Töne.

Empfangsseitig bereitet man das Hf-Signal in üblicher Weise auf und demoduliert es im Produktdetektor des SSB-Empfängers. Am Nf-Ausgang erscheinen dann wiederum die umgetasteten Töne, deren Folge dem übertragenen Fernschreibzeichen entspricht. Im sogenannten Fernschreib-Nf-Konverter wird das Subcarrier-Signal demoduliert, so daß man schließlich die Fernschreib-Gleichstromsignale zurückerhält.

Diese Übertragungsmethode hat den Vorteil, daß an der Amateurfunkstation keinerlei Eingriffe notwendig sind, um sie für die Betriebsart Funkfernschreiben zu verwenden, da lediglich der Mikrofoneingang und der Lautsprecherausgang zugänglich sein müssen. Die gesamte Aufbereitung findet im Nf-Bereich statt, der mit einfachen Meßmitteln zu erfassen ist.

Elektronische Fernschreib-„Maschinen"

Das wichtigste Glied in der Kette des Fernschreib-Übertragungsweges ist die Fernschreibmaschine. Sie erzeugt einerseits die Fernschreib-Gleichstromzeichen beim Einschreiben in die Tastatur. Andererseits werden hiermit die aufbereiteten Zeichen erkannt, decodiert und auf dem Blatt oder dem Streifen abgedruckt. Die aufwendige Mechanik einer herkömmlichen Maschine erzeugt naturgemäß einen erheblichen Lärm. Viele Amateure waren oft gezwungen, diese technisch hochinteressante Betriebsart wieder aufzugeben, weil die Familie oder die Nachbarn ihre Freude am Hämmern der Typen und Tasten nicht teilen konnten.

Aus diesem Grunde ging das Bestreben der Fernschreibamateure bereits frühzeitig dahin, eine Möglichkeit zu schaffen, ihr Hobby *umweltfreundlicher* zu gestalten. Schrittmacher dieser Entwicklung waren die Terminals moderner Datenverarbeitungsanlagen, die alphanumerische Zeichen auf dem Bildschirm darstellten.

Die erste elektronische Fernschreibanlage für Amateure wurde 1972 von der amerikanischen Firma HAL (RVD 1002) auf den Markt gebracht. Zum Ausschreiben der Zeichen war lediglich ein handelsübliches Fernsehgerät notwendig, auf dessen Schirm maximal 1000 Zeichen abgebildet werden konnten. Die zugehörige Tastatur (RKB 1) war bereits so ausgelegt, daß die typische Umschaltung von Buchstaben auf Ziffern und Zeichen elektronisch erfolgte. Nachteilig an diesem System war das Fehlen eines Pufferspeichers, so daß sich die Tastatur sehr schnell überschreiben ließ.

Der Preis für die komplette Anlage betrug derzeit rund DM 4000, wodurch sie zumindest für die Amateure in unseren Breiten kaum erschwinglich war.

Hierdurch motiviert machten es sich einige deutsche Amateure zur Aufgabe, eine Alternativlösung zu finden, die finanziell auch für den Durchschnittsamateur zugänglich sein sollte.

Das RTTY-TV-Display DJ 6 HP 014 erschien Mitte 1974 [3]. Die Bildschirmkapazität von 512 Zeichen bei einer Organisation von 16 Reihen zu 32 Zeichen hat sich inzwischen für den Amateurfunkbetrieb als völlig ausreichend erwiesen. Auch bei diesem Gerät, dessen timing- und Speicher-Elektronik auf einer Veröffentlichung von Don Lancaster basiert [4], wird ein handelsübliches Fernsehgerät als Anzeige verwendet.

Parallel zu dieser Arbeit entwickelte Hermann Peterhänsel, DC 9 UP, eine Tastatur [5], die eine elektronische Fernschreibanlage für Amateure *made in germany* vervollständigte.

Die zweite Generation elektronischer Fernschreibtastaturen für den Amateurfunk wurde wiederum von der Firma HAL eingeleitet. Die sogenannte DKB-2010 ist eine Tastatur, die sowohl für Fernschreiben als auch für Morse-Telegrafie zu verwenden ist. Völlig neu waren bei dieser Entwicklung die Speicherfunktionen, mit denen das Gerät ausgerüstet ist.

In der Grundausstattung besitzt die Tastatur einen Pufferspeicher von drei Zeichen Kapazität, der allerdings für einen geübten Schreiber nicht ausreicht. Durch Zusatzbausteine kann man die Kapazität aber auf 128 Zeichen ausbauen. Zudem lassen sich Festwert-Programme (Rufzeichen, CQ, 73 de) abrufen, so daß sie bei Bedarf nicht diskret vom Tastenfeld her geschrieben werden müssen.

Mit einer Zeitverzögerung von einem Jahr wurde die deutsche Amateurentwicklung DJ 6 HP 022/023 abgeschlos-

Elektronische Fernschreibanlage nach DJ 6 HP. Hintergrund von l.n.r.: Fernseher als Sichtgerät. Display – Elektronik DJ6HP 014, Tastatur – Elektronik DJ6HP 022/023. Vordergrund: alphanumerisches Tastenfeld mit getrennten Programmwahltasten

sen [6]. Diese Tastatur entspricht dem gegenwärtigen Stand der Amateur-Fernschreibtechnik. Die Umschaltung zwischen BU und ZI erfolgt wie bei den HAL-Tastaturen automatisch, so daß auch hier ein 4reihiges Tastenfeld erforderlich ist, worauf jede Taste einzeln belegt ist.

Der FIFO-Arbeitsspeicher hat eine Kapazität von 256 Zeichen. Er kann in verschiedene Arbeitsprogramme geschaltet werden, die für den flüssigen Betriebsablauf im Amateurfunk vorteilhaft sind, da zumeist von Hand geschrieben wird.

So ist es möglich, den Speicher vollzuschreiben, ohne den Inhalt auszutakten. Schaltet man den Ausgang frei, werden die Zeichen, wie bei einem Lochstreifensender mit Maximalgeschwindigkeit ausgeschrieben, wobei aber gleichzeitig vom Tastenfeld her nachgeschrieben werden kann. Weiterhin besteht die Möglichkeit, den Speichertext in Rotation zu schalten, wodurch die Text-Schleife maximal 256 Zeichen betragen kann. Im ganzen sind fünf Speicher-Programme schaltbar, die zumindest für den Amateurfunk einen Lochstreifen-adäquaten Betrieb erlauben. Um den Arbeitsspeicher bei der Programmierung von Vorschreibtexten oder Schleifen nicht zu überfüllen, dient eine dreistellige 7-Segment-Anzeige zur Überwachung der belegten Speicherplätze

Standard-Texte können aus einem Festwertspeicher durch Tastendruck abgerufen werden. Hierzu lassen sich acht PROMs mit einer Kapazität von je 32 Zeichen frei programmieren. Über acht Programmwahltasten, die zusätzlich auf dem Tastenfeld vorgesehen werden, lassen sich die Texte selektiv anwählen und austakten.

Neben der erwähnten automatischen BU-ZI Umschaltung gibt die Tastatur nach 60 eingeschriebenen Zeichen ein optisches und akustisches Vorwarnsignal für das nahe Zeilenende. Wird dies nicht beachtet, werden nach 66 Zeichen automatisch Wagenrücklauf und Zeilenvorschub in den laufenden Text eingeblendet, so daß beim Partner nie die Gefahr des Überschreibens einer Zeile besteht, obwohl dabei natürlich nicht nach der Vorschrift des Dudens getrennt wird.

Schließlich besteht die Möglichkeit, vor jedem Buchstaben BU und vor jedem Zeichen bzw. jeder Ziffer automatisch ZI einzublenden. Beim Funkfernschreiben ist dies für schlechte Übertragungsbedingungen von großem Vorteil, da die Maschine des Partners vor jedem Zeichen in der richtigen Ebene synchronisiert wird.

Technischer Ausblick

Zwar ist man am Beispiel der beschriebenen Tastatur nicht an der Grenze des technisch realisierbaren Betriebskomforts, doch aber an jener, die der Amateur bei einer elektronischen Fernschreibanlage gerade noch übersehen kann.

Der nächste Entwicklungsschritt wäre sicherlich, den Amateurfunker ganz auszuklammern und die Funkverbindung automatisch über eine entsprechende Software ablaufen zu lassen. Auf vielen Gebieten der Technik ist man bereits soweit gegangen, aber man wird wohl kaum sein eigenes Hobby „wegelektronifizieren".

Also bleibt der Weg der Minimisierung des finanziellen Aufwands für eine solche Anlage durch die Übernahme neuer Technologien.

Mit dem Siegeszug der Mikroprozessoren wird man dieses Ziel in absehbarer Zukunft erreichen. Schrittmacher wird hierbei wiederum die Industrie sein, durch deren Forderung nach höheren Stückzahlen elektronischer Bausteine auch die Funkamateure finanzielle Vorteile zu erwarten haben. Ob die neue Technologie dem Amateurfunk dienlich ist, kann fast als philosophische Frage angesehen werden, denn nur wenige Amateure werden schließlich noch verstehen, wie das verwendete Gerät funktioniert. Sogenannte *Steckdosenamateure* sind gelegentlich noch verschrien, doch wird die fortschreitende Technik auch den Rest der OMs zu diesem Status verurteilen.

Vergleich zur Industrie

Der eingangs angedeutete Vergleich des Standes der Amateurfunktechnik auf dem Gebiet des Fernschreibens zu dem der kommerziellen Hersteller mag auf den ersten Blick anmaßend sein, zumal das Entwicklungspotential großer Firmen um einige Größenordnungen über dem der Amateure liegt. Die Tatsache, daß Amateure auf speziellen Gebieten der Technik an den Entwicklungsstand kommerzieller Großfirmen heranreichen, ist aber durchaus real und läßt sich durch zwei Gründe belegen.

An dem hier dargestellten speziellen Beispiel der elektronischen Fernschreiber ist auf kommerzieller Seite zu berücksichtigen, daß diese Geräte in Großserien gebaut werden und sich die Entwicklungs- und Projektierungszeit über Jahre ausdehnt. Der Stand der Technik solcher Geräte entspricht dadurch immer dem Zeitpunkt, zu dem die letzte Entscheidung für die zu verwendende Technologie getroffen wurde. Bis zur Serienfertigung vergehen dann in den meisten Fällen bei komplexeren Anlagen noch zwei bis drei Jahre.

Bei der Projektierung von Kleinserien, die zudem für den Amateurgebrauch gedacht sind, ist man im Gegensatz hierzu wesentlich mobiler, so daß auch kurzfristige Änderungen zur Anpassung an den neuesten Stand der Technik durchaus möglich sind.

Letztlich ist die Entwicklung auf dem Gebiet der Elektronik so rasant (die Bausteinintegration verdoppelt sich pro Jahr), daß der jeweilige Anwender elektronischer Baugruppen binnen Jahresfrist neue Lösungsmöglichkeiten seitens der Halbleiterhersteller angeboten bekommt. Man müßte somit ein Entwicklungsprojekt größeren Ausmaßes stetig ändern, um bereits während der Projektierung den Stand der Technik zu halten. Auch hier ist der Amateur durch seine Mobilität im Vorteil, der bei Großserien nur selten auszunutzen ist, da die neu auf dem Markt erscheinenden elektronischen Bausteine jedem Verbraucher zugänglich sind.

Im Vergleich zu den Industriegiganten der Elektronik und den kommerziellen Funkdiensten sind die Funkamateure nur eine winzige Minderheit, die nur allzu oft im Interessenkonflikt mit der *Amüsierfunk*-Industrie steht [7]. Doch ist es bei diesem Größenvergleich für den Außenstehenden zumindest erstaunlich, zu welchen Ergebnissen die Kreativität einer Gruppe führen kann, die die Funktechnik lediglich als ihr Hobby betrachtet.

Literatur

[1] *Knauft, G.*: Kurzbeschreibung LO 2000, FUNKSCHAU 5/76 Seite 177

[2] *Knauft, G.*: Kurzbeschreibung Siemens Typ 1000, FUNKSCHAU 8/76, Seite 312

[3] *Pietsch, Ha.-Jo.*, DJ 6 HP: Handbuch RTTY-TV-Display DJ 6 HP 014, Rheinhausen 1975, 2. Auflage, DAFG
Pietsch, Ha.-Jo., DJ 6 HP: Datensichtgerät für Amateur-Funkfernschreiben, FUNKSCHAU 3/75, Seiten 55 bis 57

[4] *Lancaster, D.*: TV – Typewriter, Sonderheft der Radio – Electronics, Radio – El. 45 E. 17 St. New York N.Y. 10003

[5] *Peterhänsel, H.*, DC 9 UP: Handbuch Elektronische Tastatur (Baudot CCITT Nr. 2) DC 9 UP 003, Rheinhausen 1974, DAFG

[6] *Pietsch, H.-Jo.*, DJ 6 HP: Speichertastatur DJ 6 HP 022/023, RTTY B/75, Vereinszeitschrift der DAFG; C7-DL, 11/12/76

[7] *Schalk, H.-J.*, DJ 8 BT: Amateurfunkfernschreiben, FUNKSCHAU 14/73, Seite 789
Koch, Egon, DL 1 HM: Mehr Selektivität bei Fernsehempfängern, FUNKSCHAU 3/75, Seite 3
Koch, E., DL 1 HM: Einstrahlungsfestigkeit „nachgerüstet", FUNKSCHAU 23/75, Seite 73, und 24/75, Seite 83
Pietsch, Ha.-Jo., DJ 6 HP: Handbuch Elektronische Fernschreibanlage 014 – 022/023, Braunschweig 1976, Selbstverlag, (170 Seiten)
Pietsch, Ha.-Jo., DJ 6 HP: Amateur-Funkfernschreibtechnik, Franzis-Verlag München, RPB 25, Erscheinungsdatum: 1/77 (180 Seiten)

Die in Kraftfahrzeugen gebräuchlichen Drehzahlmesser funktionieren fast alle nach dem gleichen Prinzip. Vom Unterbrecher gelieferte Impulse werden in einer monostabilen Kippstufe in Impulse gleicher Spannung und Länge geformt und dann in einem Drehspulinstrument integriert. Der Ausschlag des Instruments ist proportional der Drehzahl des Motors, die Skala ist direkt in U/min geeicht. Ein großer Nachteil haftet dem Drehspulinstrument an. Große Trägheit, Reibungsfehler und Erschütterungsempfindlichkeit machen es zum schwächsten Glied in dieser Meßanordnung.

Peter Ulrich

Drehzahlmesser mit LED-Anzeige

Das Meßprinzip

Seit einiger Zeit bietet die Halbleiterindustrie integrierte Schaltungen an, die eine optische Wiedergabe einer Gleichspannungsgröße über eine Leuchtdiodenzeile ermöglichen. Mit ihnen läßt sich relativ einfach eine optische Anzeige aufbauen, die für eine Erfassung von Richtwerten vollkommen ausreicht. Für den hier beschriebenen Drehzahlmesser wurde die integrierte Schaltung UAA 170 der Firma Siemens gewählt. Die zu messende Größe wird bei dieser IS als Leuchtpunkt auf einer LED-Skala mit maximal 16 Leuchtdioden dargestellt.

Vor der Schaltungsbeschreibung noch etwas Theorie. Bei einem Ottomotor kann die Anzahl der vom Unterbrecherkontakt gelieferten Zündimpulse als Maß für die Drehzahl verwendet werden. Sie hängt ab vom Motortyp (Zweitakter oder Viertakter), von der Anzahl der Zylinder und von der Drehzahl des Motors. Sind die drei Größen bekannt, kann die Anzahl der vom Unterbrecher gelieferten Impulse pro Sekunde bei einer bestimmten Drehzahl errechnet werden. Dabei muß man aber noch wissen, daß bei einem Einzylinder-Zweitaktmotor der Unterbrecher 1 Impuls/U liefert, während der Unterbrecher eines Einzylinder-Viertaktmotors nur bei jeder zweiten Umdrehung einen Impuls abgibt. Ein Viertaktmotor liefert also gegenüber einem Zweitaktmotor bei gleicher Drehzahl nur halb soviele Impulse.

Daraus läßt sich folgende Formel aufstellen:
f = Impulse pro Sekunde

$$f = \frac{n \cdot z}{60 \cdot c}$$

n = Drehzahl U/min
z = Zahl der Zylinder
c = 1 bei Zweitaktmotor
2 bei Viertaktmotor

Mit Hilfe dieser Formel läßt sich eine Tabelle aufstellen, aus der das Verhältnis zwischen Drehzahl in U/min und den vom Unterbrecher gelieferten Impulsen pro Sekunde in Hz entnommen werden kann.

Da in der Praxis die meisten Kraftfahrzeuge mit einem 4-Zylinder-Viertaktmotor mit einer maximalen nutzbaren Drehzahl unter 6000 U/min ausgerüstet sind, wurde der hier vorgestellte Drehzahlmesser für eine maximale Drehzahl von n_{max} = 6000 U/min

FS-Bausatz

≙ 200 Hz ausgelegt. Wenn für je 500 U/min eine Leuchtdiode verwendet wird, ergeben sich dann bei einem Meßbereich II von 0...6000 U/min 13 Leuchtdioden. Für eine genaue Messung der Leerlaufdrehzahl läßt sich der Meßbereich I auf 1200 U/min umschalten. Bei einem fließenden Übergang der Leuchtdioden erhält man dann eine Ablesegenauigkeit von 250 U/min für Meßbereich II und 50 U/min für Meßbereich I, was in den meisten Fällen ausreicht.

Zur Anzeige der Drehzahl dienen rot leuchtende Leuchtdioden. Um das Ablesen zu erleichtern, sind im Meßbereich II alle 1000 U/min durch eine grüne Leuchtdiode gekennzeichnet, im Meßbereich I zwangsläufig alle 200 U/min. Die Helligkeit aller LED paßt sich durch eine in der IS 2 eingebauten Steuerung automatisch an die Umwelthelligkeit an. Um den Nachbau des Drehzahlmessers zu erleichtern, wurde für die Impulsaufbereitung eine integrierte Schaltung SAK 215 von der Firma Intermetall verwendet.

Schaltungsbeschreibung

Die monolithisch integrierte Schaltung SAK 215 enthält im wesentlichen einen monostabilen Multivibrator, der die ankommenden Impulse in Ausgangsstrom-Impulse konstanter Amplitude und Zeit umformt (*Bild 1*). Die ganze Schaltung verhält sich zwischen den Anschlüssen 7 und 1 wie eine Z-Diode mit einer Durchbruchspannung von 7,4...8,2 V. Mit einem Vorwiderstand läßt sich so eine stabile Betriebsspannung herstellen, die die IS unempfindlich gegen Betriebsspannungsschwankungen macht. Genauere Infromationen können aus den Datenbüchern entnommen werden (1).

Die vom Unterbrecher kommenden Impulse gelangen über R 1 zum Eingang von

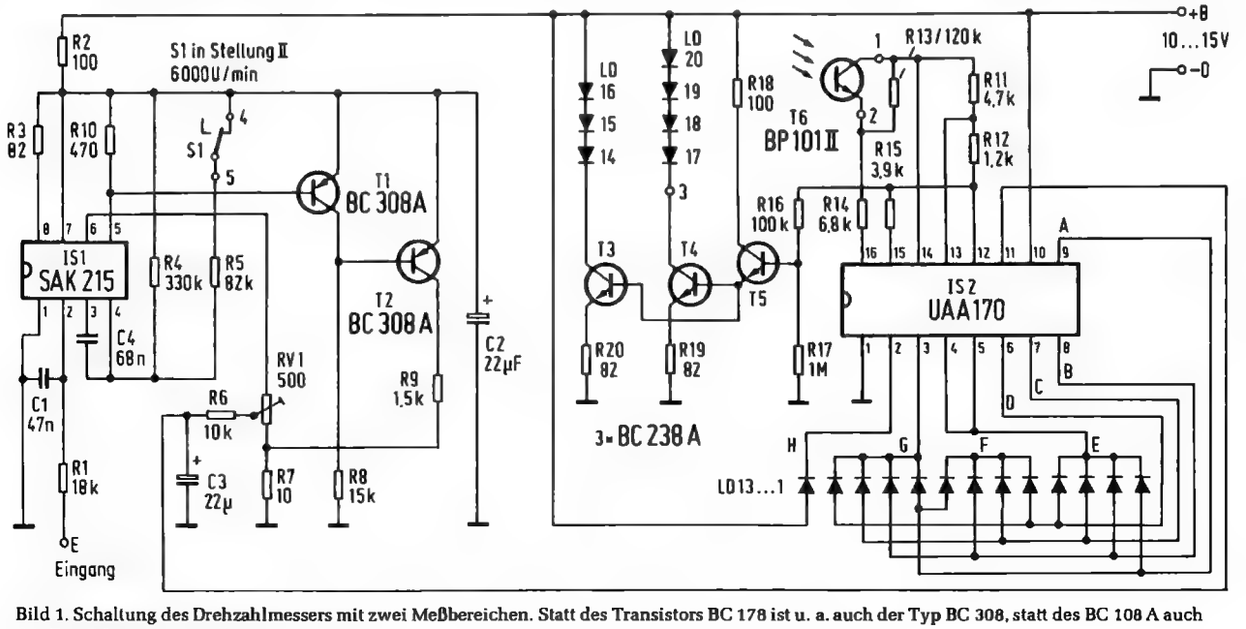


Bild 1. Schaltung des Drehzahlmessers mit zwei Meßbereichen. Statt des Transistors BC 178 ist u. a. auch der Typ BC 308, statt des BC 108 A auch der Typ BC 238 verwendbar

IS 1. Der Kondensator C 1 bildet mit R 1 einen Tiefpaß. R 2 dient als Vorwiderstand zur Stabilisierung der Betriebsspannung von IS 1. R 3 trägt als Bypaß-Widerstand zum einwandfreien Funktionieren der Stabilisierungsschaltung bei. Beide Widerstände sind so bemessen, daß die ganze Schaltung mit einer Versorgungsspannung von 10...15 V einwandfrei arbeitet. Die Dauer des Monoflop-Impulses wird mit dem RC-Netzwerk C 4, R 4 und R 5 eingestellt. Die RC-Kombination C 4/R 4 legt die Impulslänge für den Meßbereich I (1200 U/min) fest. Für den Meßbereich II wird R 5 mit S 1 dem R 4 parallelgeschaltet und damit der Meßbereich auf 6000 U/min erweitert.

Da das RC-Netzwerk C 4, R 4 und R 5 maßgebend am TK des monostabilen Multivibrators beteiligt ist, sollten nur die in der Bauteileliste angegebenen Bauteile verwendet werden. Für C 4 kann auch noch der Wert 82 nF eingesetzt werden.

Den Ausgang des Monoflops bildet ein Transistor, wobei der Kollektor an Pin 5 und der Ermittler an Pin 6 liegt. Durch die interne Verschaltung der IS 1 sind die Spannungsimpulse an Pin 6 auf 2,3...2,6 V festgelegt. Mit den Widerständen RV 1 und R 7 wird der Strom, der durch den Kollektorwiderstand R 10 fließt, bestimmt. Die Spannungsimpulse an RV 1, deren Amplitude einstellbar ist, werden mit dem RC-Glied R 6, C 3 integriert. Die Zeitkonstante ist so gewählt, daß eine Drehzahl von 700 U/min noch flackerfrei angezeigt wird. Am Kondensator C 3 liegt eine Gleichspannung, die proportional der Frequenz der Zündimpulse ist und damit auch proportional der Drehzahl des Motors. Diese Gleichspannung steuert direkt die Anzeigeschaltung mit IS 2.

Die integrierte Schaltung UAA 170 ist bereits ausreichend in der Fachliteratur beschrieben worden [2, 3]. Es sei nur kurz gesagt, daß die IS eine Offsetspannung von 50 mV benötigt, damit die angegebene Anzeigelinearität von < 2 % erreicht wird. Aus diesem Grund muß zur Gleichspannung an C 4 eine Spannung von 50 mV addiert werden. Diese Offsetspannung wird mit den Transistoren T 1, T 2 und den Widerständen R 4, R 7, R 8 und R 9 erzeugt. Befindet sich der Monoflop von IS 1 in seinem Ruhezustand, das bedeutet kein Strom durch R 4, ist T 1 gesperrt und T 2 bekommt einen Basistrom über R 8. Der Transistor T 2 ist leitend und verbindet R 9 mit der stabilisierten Spannung von 7 V. Durch Spannungsteilung am Spannungsteiler R 9, R 7 fällt am R 7 eine Spannung von 50 mV ab. Ist der Monoflop gekippt, fließt durch R 7 der Strom

$$I_E = \frac{2{,}5\ V}{RV\ 1 + R\ 7}$$

der an ihm eine Spannung von 50 mV abfallen läßt. Derselbe Strom erzeugt an R 4 eine Spannung, die T 1 leitend macht. T 1 schließt die Basis-Emitterstrecke von T 2 kurz, die in den stromlosen Zustand übergeht. Damit fließt auch kein Strom über R 9 zum R 7. Es fällt also am Widerstand R 7 immer eine Spannung von 50 mV ab, egal in welchem Betriebszustand sich der Monoflop befindet. Sie addiert sich zur Gleichspannung, die am Integrierglied R 6, C 4 entsteht.

Die Leuchtdiodenzeile besteht aus den Leuchtdioden LD 1 bis LD 13. Für einen fließenden Übergang der Leuchtdioden beträgt die maximale Steuerspannung der IS 2 U_{ST} = 0,975 mV plus 50 mV Offsetspannung. Die Referenzspannung zwischen Pin 12 und Pin 13 muß deshalb U_{Ref} = 1,025 mV betragen. Sie wird mit einem Spannungsteiler R 11, R 12 von einer stabilisierten Spannung $U_{stab} \approx$ 5,4 V Pin 14 abgeleitet. Mit den Widerständen R 13 und R 14 und dem Fototransistor T 6 wird die Leuchtstärke der Leuchtdiodenzeile von der Umgebungshelligkeit gesteuert. Bei wenig Helligkeit ist T 6 gesperrt und R 13 + R 14 bestimmen die minimale Leuchtstärke. Bei großer Helligkeit wird R 13 von T 6 überbrückt und R 13 begrenzt die maximale Leuchtstärke. Der Widerstand R 15 bestimmt die Steilheit der Steuerung. Eine Verkleinerung des Wertes ergibt eine flachere Steuersteilheit und umgekehrt.

Am Emitter von T 6 liegt eine Gleichspannung, deren Größe von der Umgebungshelligkeit abhängt. Sie gelangt über den Spannungsteiler R 16, R 17 an T 5, der als Emitterfolger arbeitet und den Steuerstrom für die Konstantstromquellen, bestehend aus T 3 und T 4, liefert. Die Widerstände R 20 und R 19 stellen den richtigen Arbeitspunkt ein. Die Leuchtdioden LD 14 bis LD 20 haben die Funktion der Skaleneinteilung.

Aufbau

Die ganze Schaltung ist auf zwei Leiterplatten untergebracht (*Bild 2*). Auf der waagerechten Platine befinden sich die IS mit ihrer Beschaltung, auf der senkrechten die Leuchtdiodenzeile, die Markierungsdioden und der Fototransistor. Beide Leiterplatten sind durch die LED-Anschlußdrähte miteinander verbunden.

Die Bestückung der großen Platine ist unkritisch (*Bild 3*). Als erstes werden die drei Lötstifte Ø 1,3 mm in die Leiterplatte gedrückt. Danach wird am besten in der Reihenfolge Widerstände, Kondensatoren, Transistoren, IS bestückt (*Tabelle 1*). Die drei Brücken bestehen aus verzinntem Kupferdraht Ø 0,5 mm und entsprechend abgelängtem Isolierschlauch (*Bild 4*).

Vor der Bestückung der kleinen Platine mit den Leuchtdioden hier noch zwei Hinweise. Der erste Hinweis betrifft die Leuchtdioden. Da bei den billigen Leuchtdioden die Leuchtintensität bei konstantem Strom schwankt, ist es ratsam, sie nach ihrer Helligkeit zu sortieren. Man schaltet alle Leuchtdioden gleicher Farbe in Reihe und legt sie über einen Vorwiderstand an eine Gleichspannung. Auf richtige Polung ist zu achten! Der Vorwiderstand soll so groß sein, daß etwa ein Strom von 10 mA durch die Leuchtdioden fließt. Zu dunkle Dioden sind, wenn möglich, durch andere zu ersetzen. Schwach leuchtende, rote LEDs lassen sich auch für die Anzeige der niedrigen Drehzahlen einsetzen, da sie selten zum Leuchten kommen.

Der zweite Hinweis betrifft die grünen Leuchtdioden. Um beim Ablesen des

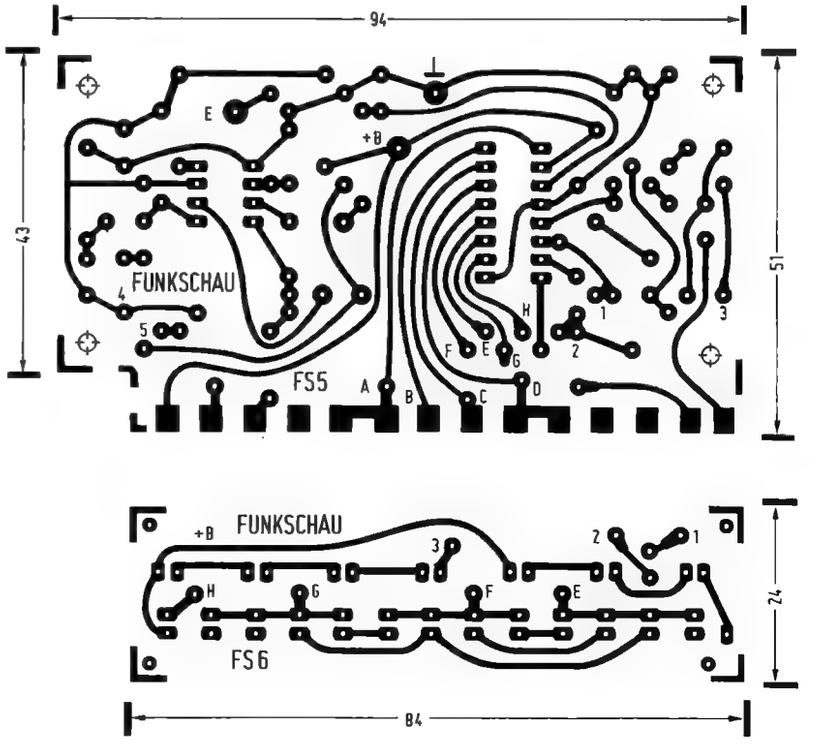


Bild 2. Die beiden Leiterplatten für Schaltung und Anzeige

Leuchtpunktes die Zuordnung zur Skaleneinteilung besser zu finden, sollten die Leuchtdioden, die die Drehzahlen 0, 3000 und 6000 U/min (LD 14, 17, 20) markieren, in ihrer Leuchtstärke etwas hervorgehoben werden. Dies geschieht am einfachsten dadurch, daß man die Helligkeit der restlichen LED (LD 15, 16, 18, 19) abschwächt, indem man die Linse mit feinem Schleifpapier etwas abschleift.

Stückliste für Drehzahlmesser FS 5/6

Halbleiter:	IS 1	SAK 215	(Intermetall)
	IS 2	UAA 170	(Siemens)
	T 1	BC 308 A	
	T 2	BC 308 A	
	T 3	BC 238 A	
	T 4	BC 238 A	
	T 5	BC 238 A	
	T 6	BP 101 II	(Siemens)
	LED 1... LED 13	LED „PA-1" rot Ø 5 mm	
	LED 14 LED 15 LED 16... LED 20	LED „PA-2" grün Ø 5 mm	
Kondensatoren:	C 1	47 nF	MKM (Siemens)
	C 2	22 µF	Tantal
	C 3	22 µF	Tantal
	C 4	68 nF	MKM 5 %

Widerstände:
0,2...0,25 W ± 10 % Kohleschichtwiderstände

R 1	18	kΩ	R 11	4,7	kΩ
R 2	100	Ω	R 12	1,2	kΩ
R 3	82	Ω	R 13	120	kΩ
R 4	330	kΩ 2 %	R 14	6,8	kΩ
R 5	82	kΩ ± 2 %	R 15	3,9	kΩ
R 6	10	kΩ	R 16	100	kΩ
R 7	10	Ω	R 17	1	MΩ
R 8	15	kΩ	R 18	100	Ω
R 9	1,5	kΩ	R 19	82	Ω
R 10	470	Ω	R 20	82	Ω

RV 1 500 Ω lin. 0.5 W Keramik Dralowid Typ 70 WTD-K bzw. Piher

Sonstiges Material:
S 1 1 x Ein Kippschalter (Knitter)
Gehäuse 3/A
Kabeleinführungsstifte für Ø 4 mm
Schrauben

Bei der Bestückung der kleinen Leiterplatten ist etwas Vorsicht notwendig. Als erstes werden die vorsortierten roten Leuchtdioden soweit in die Platine gesteckt, bis der Absatz des Katodenanschlußdrahtes auf der Leiterplatte ansteht. Damit ist für den richtigen Abstand von 4,5 mm zwischen LED und Platine gesorgt. Auf richtige Polung achten! Der Katodenanschluß ist erkenntlich am dickeren Anschlußdraht und an einer Abflachung am Gehäuse. Dann wird die Platine mit den vorbereiteten grünen LED bestückt. Die Basis des Fototransistors T 6 wird abgezwickt und dieser ebenfalls in die Platine gesteckt.

Auf dieser bestückten Leiterplatte befestigt man mit vier Abstandsbolzen Ø 4 mm x 8 mm, acht Schrauben M 2 x 5 DIN 84 und acht Beilagscheiben die Abdeckplatte (*Bild 5*), mit der alle Leuchtdioden und der Fototransistor auf die richtige Position gebracht werden. Anschließend kann mit dem Verlöten der Bauteile begonnen werden.

Am besten verlötet man zuerst die grünen Leuchtdioden. Dann wird der Fototransistor T 6 soweit aus der Platine gezogen, bis seine Frontlinse über die Abdeckplatte schaut und ebenfalls verlötet. Bei den roten Leuchtdioden werden nur die Katodenschlüsse gelötet. Die Anodenanschlüsse werden auf 3 mm gekürzt, die restlichen überstehenden Drähte ganz abgezwickt.

Beide so vorbereiteten Leiterplatten verlötet man nun miteinander (*Bild 6*). Dazu werden sie rechtwinklig zusammengesteckt,

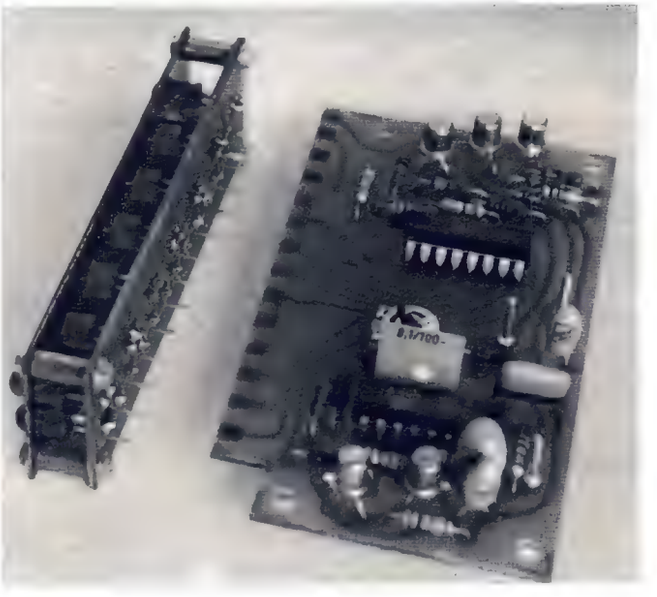
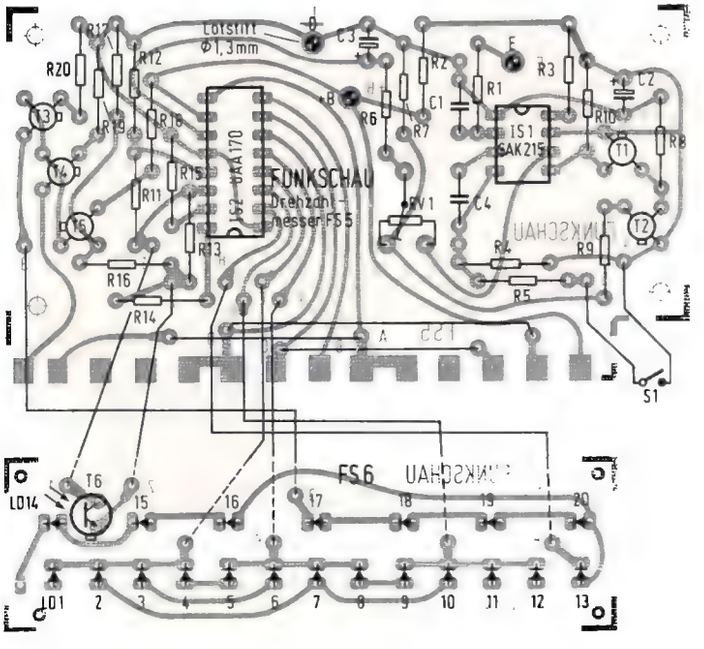


Bild 4. Zuerst werden alle Bauelemente montiert. Hier eine Version mit der IS SAK 140

▼ Bild 3. Bestückungsplan der beiden Platinen



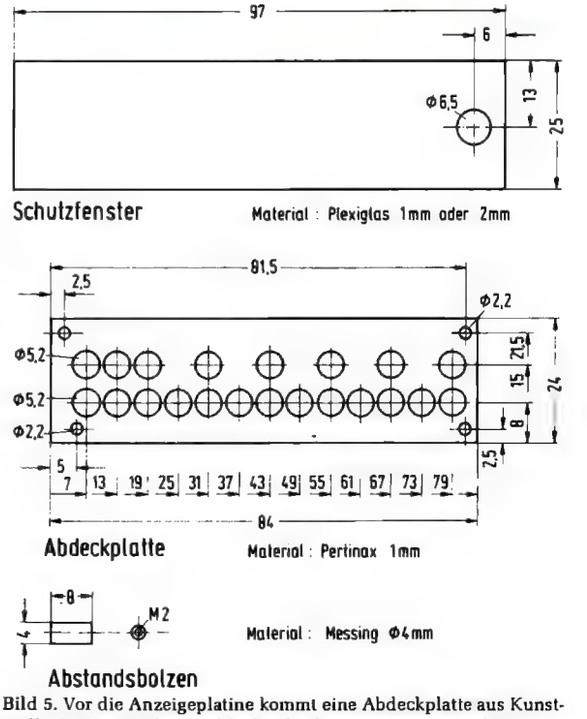


Bild 5. Vor die Anzeigeplatine kommt eine Abdeckplatte aus Kunststoff oder Pappe, die anschließend schwarz gespritzt wird

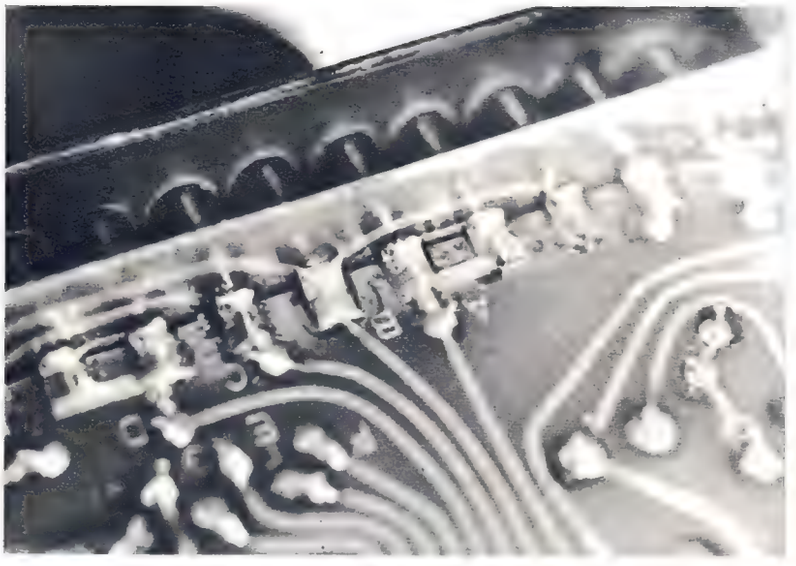


Bild 6. Beim Verlöten der beiden Platinen ist unbedingt die Bauanleitung zu beachten

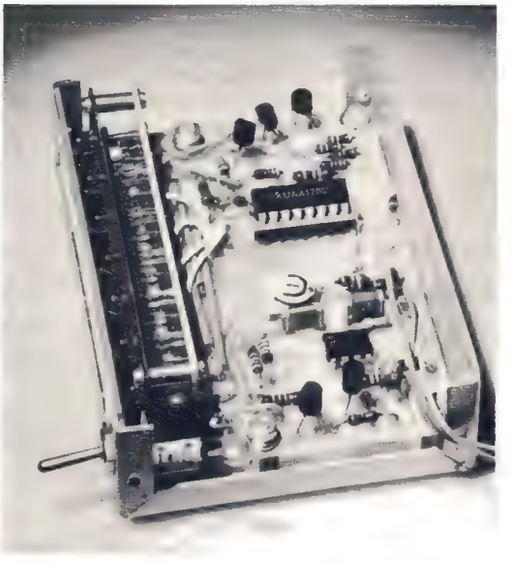


Bild 7. Jetzt sind die Drahtverbindungen eingelötet

daß die noch nicht verlöteten Anodenanschlußdrähte der roten Leuchtdioden auf den Lötaugen der großen Leiterplatte liegen. Die Platinen werden fest aneinander gedrückt und durch zwei Lötstellen provisorisch miteinander verbunden. Nach dem Überprüfen des rechtwinkeligen Sitzes verlötet man die Platinen endgültig. Es ist auf eine gute Verbindung des Anodenanschlußdrahtes mit den Lötaugen der beiden Platinen zu achten, da sonst die Festigkeit dieser Verbindung stark geschwächt ist und später durch Vibrationen Leitungsunterbrechungen auftreten können.

Als vorletzten Schritt werden die Drahtverbindungen zwischen beiden Leiterplatten verlegt (*Bild 7*). Die Verbindungen sind numeriert, die Nummern sind mit denen im Stromlaufplan identisch. Mit dem Anschluß des Schalters S 1 ist der Drehzahlmesser fertig.

Inbetriebnahme

Nach Anlegen der Betriebsspannung von 12 V müssen alle grünen und die erste rote Leuchtdiode leuchten. Die Stromaufnahme beträgt je nach Helligkeit der Umgebung 30...150 mA. Beleuchtet man den Fototransistor mit einer Lampe, muß die Helligkeit der Leuchtdioden und die Stromaufnahme steigen. Deckt man den Fototransistor mit dem Finger ab, muß die Helligkeit und der Strom zurückgehen. Damit ist die Überprüfung der Helligkeitssteuerung abgeschlossen.

Eichung

Die Eichung kann mit verschiedenen Methoden erfolgen. Am einfachsten geht es mit einem genauen Rechteckgenerator mit einer Amplitude von mindestens 10 V. Wird die relativ hohe Ausgangsspannung nicht erreicht, kann sie mit Hilfe der Schaltung nach *Bild 8* vergrößert werden. Mit ihr lassen sich auch sinusförmige Spannungen in rechteckige umformen. Die wichtigsten Frequenzen

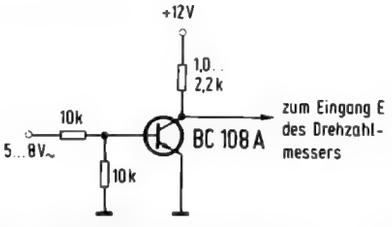


Bild 8. Hilfsschaltung zum Erzeugen der zur Eichung notwendigen Rechteckspannung

für die Eichung sind aus *Tabelle 2* zu entnehmen. Sie gilt nur für 4-Zylinder-Viertakt-Motoren.

Bei der Eichung speist man 100 Hz ein, legt S 1 in Stellung 6000 U/min und stellt mit RV 1 die Anzeige auf die zugehörige Drehzahl von 3000 U/min ein. Damit ist der Drehzahlmesser schon grob geeicht. Um die Unlinearität der Anzeigeschaltung auszugleichen, speist man nun 33,33 Hz, das entspricht einer Drehzahl von 1000 U/min und korrigiert mit RV 1 falls nötig etwas nach. Dann schaltet man auf den Meßbereich 1200 U/min um. Es muß jetzt LD 11 leuchten. Ändert man die Frequenz des Steuergenerators auf 16,67 Hz, muß der Drehzahlmesser 500 U/min anzeigen. Schaltet man wieder den Meßbereich 6000 U/min ein, muß LD 2 leuchten. Zeigt der Drehzahlmesser jetzt zu wenig oder zu viel an, liegt das an einer abweichenden Offsetspannung des UAA 170. Bei zu kleiner Anzeige muß R 7 von 10Ω auf 12 Ω vergrößert werden. Ist die Anzeige zu groß, wird R 7 auf 8,2 Ω verkleinert. Anschließend ist der Abgleich mit RV 1 zu wiederholen.

Tabelle 2

n [U/min]	f [Hz]
500	16,67
1000	33,33
1500	50,00
3000	100,00
6000	200,00

Steht kein Steuergenerator zur Verfügung, kann der Drehzahlmesser auch mit der Netzfrequenz von 50 Hz geeicht werden. Die benötigte Spannung von 5...8 V entnimmt man einem Klingel- oder Heiztrafo. Da sie einen sinusförmigen Verlauf aufweist, muß die Eichspannung mit Hilfe der Schaltung nach Bild 7 in eine Rechteckspannung umgewandelt werden. Mit RV 1 stellt man dann die Anzeige auf 1500 U/min ein.

Gehäuse

Die Abmessungen der Leiterplatten sind auf ein Teko-Fertiggehäuse 3/A abgestimmt. Die Maße für die Bearbeitung des Gehäuses und des Plexiglasfensters sind aus Bild 4 zu entnehmen. Für den Einbau ins Auto müssen die Befestigungsbohrungen entsprechend der Befestigungsart gebohrt werden. Die Bohrung von Ø 6,0 mm auf der Rückseite des Gehäuses ist für eine Kabeldurchführungstülle für Ø 4 mm vorgesehen. Das Plexiglasfenster klebt man am besten mit einem Kontaktkleber ins Gehäuse. Der Einbau der Leiterplatte erfolgt mit Distanzhülsen Ø 6 mm x 1 mm x 8 mm und Schrauben M 3 x 12. Wegen der auftretenden Vibrationen müssen die Schrauben mit Federringen gesichert werden.

Bild 9. Der Drehzahlmesser im Teko-Gehäuse 3/A eingebaut

Einbau

Für den Betrieb des Drehzahlmessers benötigt man drei Anschlußleitungen. + B wird an die über das Zündschloß geschalteten 12 V angeschlossen. – 0 verbindet man gut leitend mit dem Wagenchassis. Den Eingang E schließt man direkt am Unterbrecher an. Am besten schließt man die Leitungen auf der Drehzahlmesserseite über Steckschuhe an, dann kann der Drehzahlmesser, falls einmal nötig, ohne zu löten ausgebaut werden. Damit ist der Drehzahlmesser betriebsfertig (*Bild 11*).

Literatur

[1] Datenbuch Intermetall semiconductors „Integrierte Schaltungen für die Konsumelektronik" 75/76.

[2] Elektronische Linearskala. FUNKSCHAU, H. 14/74, Seite 543.

[3] UAA 170 – Integrierte Schaltungen zur Ansteuerung von LED-Zeilen. Techn. Mitteilung aus dem Bereich Bauelemente, Siemens AG.

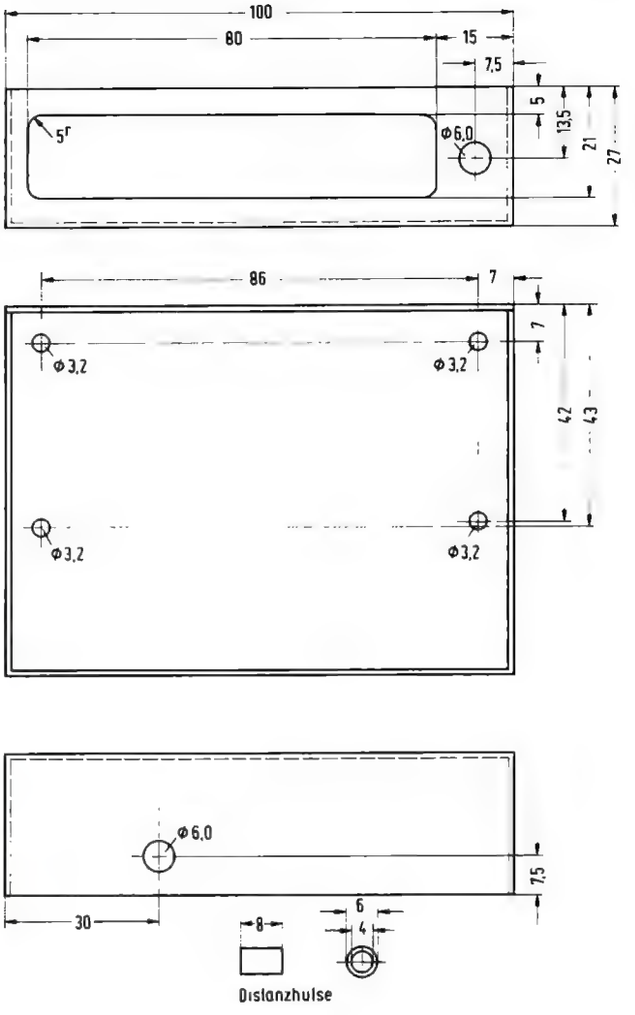


Bild 10. ▶ Bearbeitungsmaße für das Gehäuse und das Plexiglasfenster

▼ Bild 11. Der Drehzahlmesser, im Auto montiert

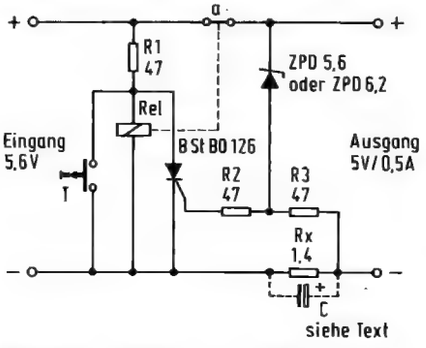
Meinard Arlowski

Kombinierte Überstrom- und Überspannungssicherung

Die nachstehend beschriebene Schaltung wurde entwickelt, um Schaltungen mit TTL-IS über ein Netzteil 0 bis 24 V zu betreiben. Ihre Aufgabe ist es, die Verbraucher vor zu großen Strömen und zu großen Spannungen zu schützen. Ein Eingriff in das vorgeschaltete Netzgerät ist nicht erforderlich.

Schaltungsbeschreibung

Nach dem Anlegen der Eingangsspannung fließt ein Strom durch R 1 und die Relaisspule (*Bild*). Das Relais zieht an, und der Arbeitskontakt schaltet die Spannung zum Ausgang der Schaltung durch. Wenn der Strom so weit ansteigt, daß der Spannungsabfall an Rx den Wert 0,7 V übersteigt, zündet der Thyristor. Da jetzt fast die gesamte Betriebsspannung über R 1 liegt, fällt das Relais ab und der Verbraucher ist vom Netzteil getrennt. R 2 und R 3 begrenzen im Kurzschlußfall den Gatestrom des Thyristors. R 1 begrenzt den Strom durch den Thyristor. Ein Druck auf die Taste „T" löscht den Thyristor, nach Loslassen der Taste zieht das Relais wieder an. Sollte die Ursache für das Abschalten der Sicherung immer noch vorliegen, löst die Sicherung sofort wieder aus.



Kombinierte Überstrom- und Überspannungssicherung

Übersteigt die Ausgangsspannung des vorgeschalteten Netzgerätes bedingt durch einen Einstellfehler oder Defekt einen durch die Z-Diode festgelegten Wert, wird diese leitend, der Thyristor zündet und das Relais fällt ab. R 2 begrenzt jetzt den Gatestrom, während R 3 den Strom durch die Z-Diode begrenzt. Wiedereinschalten erfolgt auch jetzt durch Drücken der Taste „T". Auch bei Überspannung schaltet die Sicherung sofort wieder ab, wenn der Fehler, der zum Abschalten führte, noch vorliegt.

Wichtig: Hinter der Sicherung dürfen sich keine Lade- oder Siebkonsensatoren mehr befinden. Der Ladestrom bringt sonst die Sicherung, die sehr schnell anspricht, zum Auslösen. Eine

Verlängerung der Ansprechzeit erreicht man durch Parallelschaltung eines Elkos zu Rx, der, abhängig von Rx, einen Wert von 100 ... 1000 µF haben muß.

Aufbau

Wert und Belastbarkeit von Rx ergeben sich durch den Strom I_{max}. Es gilt: $Rx = \frac{0,7}{I_{MAX}}$. Die Durchbruchsspannung der Z-Diode richtet sich nach der Spannung, bei der die Sicherung abschalten soll. Die Eingangsspannung ist um U_{Rx} höher zu wählen als die gewünschte Ausgangsspannung. Alle Angaben im Schaltbild beziehen sich auf 5 V/0,5 A. R 1 ist so groß zu bemessen, daß der I_{max} des Thyristors (0,8 A) nicht überschritten wird und so klein, daß das Relais noch sicher anzieht.

Der Aufbau der Schaltung ist völlig unkritisch. Wer mit größeren Strömen arbeitet, sollte auf eine möglichst kurze Leitungsführung zwischen Eingang und Ausgang achten, um den Spannungsabfall in der Schaltung so gering wie möglich zu halten.

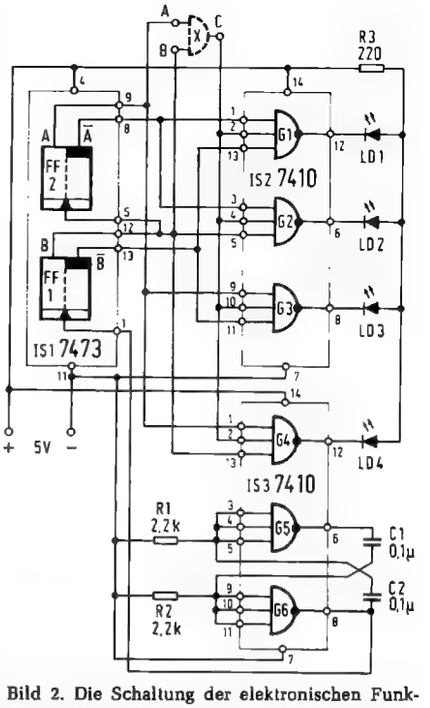


Bild 2. Die Schaltung der elektronischen Funktionstafel enthält drei integrierte Schaltungen: 1 x SN 7473, 2 x SN 7410

Hans A. Dauch

Elektronische Funktionstafel

Wer sich mit digitaler Elektronik befaßt, lernt zunächst die verschiedenen Gatterarten kennen, mit denen binäre (= zweiwertige) Signale miteinander verknüpft werden. Die Regeln, nach denen die Verknüpfungen erfolgen, werden gewöhnlich mit Hilfe von Funktionstafeln dargestellt.

Die *Tabelle* zeigt die Funktionstafeln für sechs gebräuchliche Gatterarten mit je zwei Eingängen A und B.

Der vorliegende Beitrag beschreibt ein Gerät, das die Funktionstafel eines beliebigen, an das Gerät angeschlossenen Gatters automatisch anzeigt. An der Frontplatte (*Bild 1*) sind die Anschlußpunkte A, B (= Eingänge) und C (= Ausgang) für das zu untersuchende Gatter X vorhanden. Darunter befindet sich die Funktionstafel. Die Ausgangssignale von X (Spalte C) werden durch die Leuchtdioden LD 1 bis LD 4 angezeigt. Eine brennende Leuchtdiode bedeutet dabei ein H-Signal, eine dunkle Leuchtdiode ein L-Signal.

Funktionstafel der Gatterarten

A	B	UND	Nicht-UND	ODER	Nicht-ODER	Äquivalenz	Antivalenz
0	0	0	1	0	1	1	0
0	1	0	1	1	0	0	1
1	0	0	1	1	0	0	1
1	1	1	0	1	0	1	0

Andere Bezeichnungen: UND = AND, Nicht-UND = NAND, ODER = OR, Nicht-ODER = NOR, Äquivalenz = Koinzidenz, Antivalenz = exklusives ODER.

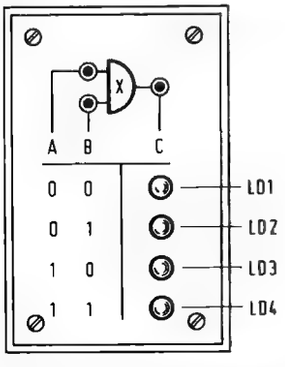


Bild 1. Auf der Frontplatte befinden sich die Anschlüsse für das zu untersuchende Gatter X und eine Funktionstafel mit vier Leuchtdioden LD 1 bis LD 4 (0 = L-Pegel, 1 = H-Pegel)

Schaltungsbeschreibung

Das Prinzip der Schaltung (*Bild 2*) besteht darin, daß die vier Eingangszustände der Funktionstafel fortlaufend in schneller Folge in das zu untersuchende Gatter X eingetastet werden. Die Tastfrequenz wird von einem Multivibrator geliefert, der aus den Gattern G 5 und G 6 besteht und die Flipflop-Kette FF 1, FF 2 steuert. Die Gatter G 1 bis G 4 verteilen die Ausgangssignale des Gatters X auf die vier Leuchtdioden LD 1 bis LD 4. Die Tastfrequenz liegt so hoch (≈ 500 Hz), daß das schnelle Aufleuchten und Verlöschen der Leuchtdioden vom Auge als stetiger Lichteindruck empfunden wird.

Die Arbeitsweise der Schaltung erläutert der Signal-Zeitplan (*Bild 3*) näher. Die Zeilen des Planes sind mit 1 bis 11 durchnumeriert. Zeile 1 zeigt das Ausgangssignal des Multivibrators (Ausgang von G 6), das den Flipflop FF 1 steuert. Das Umtasten von FF 1 erfolgt jeweils durch die fallenden Kanten des Rechtecksignals (verstärkt gezeichnet). Der Ausgang B von FF 1 (Zeile 2) tastet

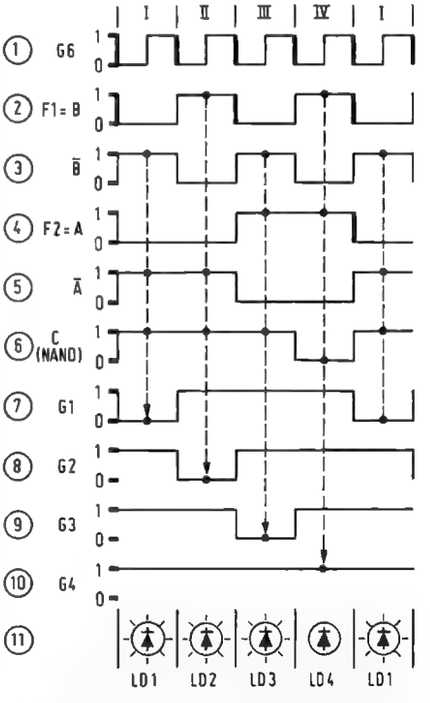


Bild 3. Signal-Zeitplan zur Schaltung Bild 2 (0 = L-Pegel, 1 = H-Pegel)

den Flipflop FF 2, das Gatter X und die Gatter G 2 und G 4. Der negierte Ausgang $\bar{B}$ von FF 1 (Zeile 3) tastet die Gatter G 1 und G 3. Der Ausgang A von FF 2 (Zeile 4) tastet das Gatter X und die Gatter G 3 und G 4, während der negierte Ausgang $\bar{A}$ von FF 2 (Zeile 5) die Gatter G 1 und G 2 ansteuert.

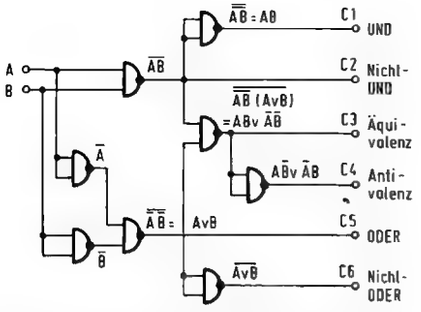


Bild 4. Mit dieser Zusatzschaltung können die wichtigsten Booleschen Funktionen erzeugt werden

Im Signal-Zeitplan ist ein NAND-Gatter als Beispiel für das zu untersuchende Gatter X gewählt worden. Das Ausgangssignal C von X (Zeile 6) liegt an den Mitteleingängen der Gatter G 1 bis G 4. Eine Leuchtdiode zeigt an, wenn das Ausgangssignal ihres zugeordneten Gatters in irgendeinem der vier Takte I bis IV auf L-Pegel fällt. Das ist nur dann der Fall, wenn jeweils alle drei Eingangssignale des betreffenden Gatters einen H-Pegel haben. Im Takt I – entspricht der ersten Zeile der Funktionstafel – sind zum Beispiel die Eingangssignale $\overline{B}$, $\overline{A}$ und C des Gatters G 1 auf H-Pegel. An seinem Ausgang erscheint deshalb ein L-Pegel (Zeile 7) und die Leuchtdiode LD 1 brennt.

Zur besseren Übersicht sind die Ein- und Ausgangssignale der Gatter G 1 bis G 4 mit Punkten markiert, die durch eine senkrechte, gestrichelte Linie miteinander verbunden sind. Auch während der Takte II und III, die der zweiten und dritten Zeile der Funktionstafel entsprechen, brennen die zugeordneten Leuchtdioden LD 2 und LD 3. Im Takt IV sind wegen C = L nicht alle drei Eingangssignale des Gatters G 4 auf H-Pegel, und die zugeordnete Leuchtdiode LD 4 bleibt dunkel (Zeile 11).

Der Aufbau ist unkritisch und kann auf einem 2,5-mm-Lötpunktraster erfolgen. Als Spannungsquelle kann ein 5-V-Netzgerät, aber auch eine 4,5-V-Flachbatterie verwendet werden. Bei externer Spannungsversorgung genügt ein Gehäuse Typ Teko P/1; soll die Flachbatterie mit eingebaut werden, so wählt man die nächste Größe P/2. Zum Anschließen des zu untersuchenden Gatters X lassen sich Buchsen, Laborklemmen usw. verwenden. Für die Leuchtdioden eignen sich fast alle Ausführungen. Für die Widerstände genügen 0,25-W-Typen.

Anwendungen

Für die Anwendung des Gerätes lassen sich drei Fälle unterscheiden:

1 Naheliegend ist die Verwendung zu Lehr- und Übungszwecken.

2 Die Funktion eines unbekannten oder fehlerverdächtigen Gatters kann überprüft werden.

3 Wird eine Gatterschaltung verändert oder beeinflußt, z.B. durch Verkleinern der Versorgungsspannung, so läßt sich die Wirkung jeder Maßnahme sofort und laufend an der elektronischen Funktionstafel ablesen.

Für Lehr- und Übungszwecke ist die Schaltung *Bild 4* geeignet, die alle in der Tabelle aufgeführten Funktionen erzeugt. Sie besteht aus zwei SN 7400 und kann leicht aufgebaut werden.

Der Anwendungsbereich der elektronischen Funktionstafel erweitert sich beträchtlich, wenn sie auf Gatter bzw. Gatterschaltungen mit mehr als zwei Eingängen ausgedehnt wird. Für Gatterschaltungen mit vier Eingängen umfaßt die Funktionstafel zum Beispiel 16 Zeilen. Die Flipflop-Kette vergrößert sich auf vier Flipflops FF 1 bis FF 4. Als Demultiplexer wird vorteilhaft ein spezieller Baustein, z.B. der SN 74154, verwendet. Die 16 Leuchtdioden können in Form einer Karnaugh-Tafel angeordnet werden. Diese Anordnung ist platzsparend und erlaubt neben der Analyse auch die Synthese von Gatterschaltungen.

Dipl. Ing. Manfred Pausch

Allbereich-Lichtorgel mit Flüssigkristall

Viele Menschen empfinden das ständige Flackern der farbigen Glühlampen bei herkömmlichen Mehrkanal-Lichtorgeln als störend. Deshalb hat der Verfasser eine Lichtorgel entwickelt, die zwar ihre Farbe, nicht aber ihre Helligkeit ändert. Der Nachbau ist auch vom weniger Erfahrenen zu bewältigen, wegen der zur Anwendung kommenden neuartigen Prinzipien dürfte er aber auch für die erfahrenen Profis unter den Bastlern ausgesprochen interessant sein.

Wegen des einfachen Aufbaus, der geringen Störanfälligkeit und der hohen Lebensdauer in Verbindung mit einem extrem niedrigen Leistungsbedarf und geringen Kosten ergeben sich für das Gerät vielfältige Anwendungsmöglichkeiten als elektro-optischer Wandler. Außer der generellen Verwendung in der dynamischen Lichtwerbung bietet sich der Einsatz im Showgeschäft und bei Parties geradezu an.

Grundlagen

Seit einiger Zeit verwendet man zur Herstellung elektronischer Anzeigen chemische Substanzen, die wegen ihres besonderen Verhaltens Flüssigkristalle genannt werden. Ihre Lichtdurchlässigkeit und ihre Farben hängen in hohem Maße von der angelegten elektrischen Spannung oder der Temperatur ab.

Anzeigeeinheiten die mit solchen Flüssigkristallen aufgebaut sind, nehmen in der modernen Elektronik bereits einen festen Platz ein. Außer durch ihren extrem geringen Leistungsbedarf zeichnen sie sich dadurch aus, daß ihr Kontrast um so größer wird, je heller die Umgebung ist.

Die Moleküle einiger Flüssigkristalle haben eine schraubenförmige Gestalt, die man Helix nennt. Sie sehen also wie Wendeltreppen aus. Trifft Licht auf ein solches Molekül, so läßt es vorzugsweise eine bestimmte Schwingungsrichtung des Lichts passieren. Da sich bei Anlegen einer elektrischen Spannung die Steigung des Helix ändert, ändert sich ebenfalls die Schwingungsrichtung des durchgelassenen Lichts. Durch geeignete Anordnung von Polarisationsfiltern kann dabei ein brillantes Farbenspiel erzeugt werden, das sämtliche Spektralfarben enthält.

Wird die Steigung des Helix durch ein Nf-Tonsignal (z.B. Musik) verändert, so ändern sich auch die Farben des Flüssigkristalls im Rhythmus der Musik. Dabei ändert die Flüssigkristall-Zelle im Durchlicht zwar ihre Farbe, aber nicht ihre Helligkeit. Ein weiterer Vorteil ist, daß sämtliche Spektralfarben nur über einen einzigen Kanal angesteuert werden, der alle Frequenzen des Hörbereichs umfaßt. Die bisher üblichen Frequenzweichen entfallen damit vollständig.

Aufbau des Gerätes

Herstellung der Flüssigkristall-Zelle

Hierzu benötigt man transparentes leitfähig beschichtetes Glas (Zinnoxid) und den Flüssigkristall. Ein Bezugsquellen-Nachweis befindet sich am Schluß.

Nach dem Größenzuschnitt der Gläser werden die Oberflächen gründlich mit Waschbenzin gereinigt. Es wurde festgestellt, daß diese Maßnahmen trotz höherer Reinheitsanforderungen des Herstellers ausreichend ist. Danach wird an jede Leitschicht am Rande der Glasplatte ein Anschlußdraht angelötet. Nach erneuter Reinigung mit Waschbenzin werden beide Platten

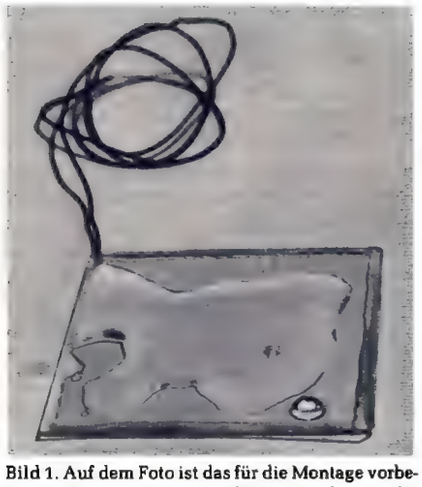


Bild 1. Auf dem Foto ist das für die Montage vorbereitete Glas zu sehen. Deutlich erkennbar ist der Elektrodenanschluß, der auf die strukturierte Leitschicht aufgelötet wurde. Am Rand des Glases wurde bereits ein schmaler Streifen Epoxidkleber aufgetragen. In das so entstandene Fensterfeld wurden einige Tropfen des flüssigen Kristalls eingegeben. Die Scheiben werden anschließend so aufeinander gepreßt, daß der entstehende Hohlraum vollständig blasenfrei mit Flüssigkristall ausgefüllt wird

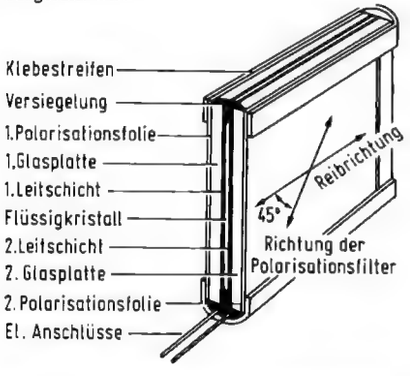


Bild 2. Prinzipieller Aufbau der Lichtorgelzelle

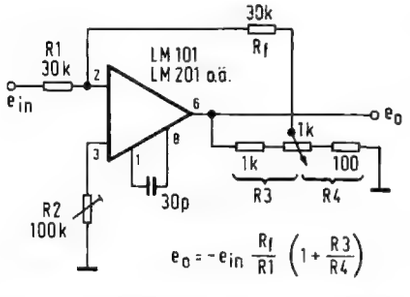


Bild 3. Schaltung des Verstärkers für die Ansteuerung der Flüssigkristall-Zelle. Da ein monolithischer Operationsverstärker verwendet wurde, konnte die geringe Zahl der zusätzlichen diskreten Bauteile auf einer kleinen Rasterplatte untergebracht werden

mit einem Styroporstück kräftig abgerieben. Dabei ist unbedingt darauf zu achten, daß die Bewegungen gleichsinnig sind. Dadurch bekommt die Zinnoxidschicht eine gleichsinnige Oberflächenstruktur, so daß sich die Moleküle des Flüssigkristalls später auch gleichsinnig ausrichten können.

Nun wird eine der Platten am Rand dünn mit einem Epoxid-Kleber (z.B. UHU-Plus)

Bild 4. Das Foto zeigt das fertige Mustergerät. Die eigentliche farbgebende Zelle mit dem Flüssigkristall (links) wird über den Verstärker mit variabler Verstärkung angesteuert. Dieser befindet sich mit der Batterie in einem kleinen Gehäuse, an dem die Farbbrillanz (Verstärkung) eingestellt werden kann

bestrichen (*Bild 1*). In die in der Mitte entstandene Mulde wird darauf etwas von dem Flüssigkristall eingetropft. Dann wird die andere Glasplatte so aufgedrückt, daß keine Luftblasen eingeschlossen werden. Es ist darauf zu achten, daß die leitfähigen Schichten zueinander angeordnet sind. Beide Platten werden aufeinander gepreßt, bis der Abstand etwa 0,1...0,2 mm beträgt. Die herausgedrückte Flüssigkeit wird vorsichtig abgetupft.

Nach einer angemessenen Trocknungszeit werden die Randflächen mit UHU-Plus hermetisch abgedichtet (*Bild 2*). Zum Schluß klebt man vor und hinter die Platten jeweils in einem Winkel von 45° zur Reibrichtung eine Polarisationsfolie.

Das Display ist nun betriebsbereit. Legt man an die Elektroden eine Wechselspannung von ca. 5...8 V an, so erscheint das Display farbig, wobei die Farbe sich mit der Amplitude ändert. Im Durchlicht sind die Farben besonders brillant.

Ansteuerung der Flüssigkristall-Zelle

Der geringe Leistungsbedarf von Flüssigkristall-Anzeigen wurde bereits erwähnt. Er hängt außer von der Fläche der Glasplatten von deren Abstand zueinander ab. Bei den angegebenen Werten liegt er in der Größenordnung von ca. 50 µW/cm². Da das vorgestellte Gerät im Durchlicht eines normalen Diaprojektors betrieben wird, ist für die Vollaussteuerung eine Leistung von ca. 1.25 mW nötig. Bei einer Betriebsspannung von 8 V fließt also ein Strom von ca. 150 µA.

Die Daten zeigen, daß praktisch alle üblichen Operationsverstärker verwendet werden können. Da das Gerät universell eingesetzt werden soll, wurde im Mustergerät eine veränderbare Verstärkung vorgesehen. Obwohl die Anforderungen an die Güte des Verstärkers sehr gering sind, sollte eine Verstimmung des Ausgleiches des Offsetstromes, wie sie durch eine Änderung der Verstärkung über einen Gegenkopplungswiderstand hervorgerufen wird, vermieden werden.

Mit der Schaltung nach *Bild 3* lassen sich die Abweichungen in engen Grenzen halten. Der Gegenkopplungswiderstand R_f wird dabei nicht direkt an den Ausgang des Verstärkers gelegt, sondern an einen Spannungsteiler. Je kleiner der Teilerwiderstand R4 ist, desto größer wird die Ausgangsspannung des Verstärkers, um über R_f den erforderlichen Gegenkopplungsstrom zu treiben. Dadurch wird auch die Verstärkung größer.

Als Energiequelle kann eine handelsübliche 9-V-Batterie verwendet werden. Wegen der geringen Leistung kann eine so große Zahl gängiger Operationsverstärker und integrierter Nf-Verstärker eingesetzt werden, daß auf die Angabe von Typenbezeichnungen verzichtet werden kann.

Tips für den Nachbau

Beim Abreiben der Zinnoxidschicht auf den Glasplatten muß man darauf achten, daß der Styroporklotz immer parallel hin und her geführt wird (wie beim Schmirgeln). Zur Erkennung der 45°-Richtung der Polarisationsfolien verfahre man folgendermaßen: Man bringe eine Schlüssel mit Wasser zwischen sich und eine Lichtquelle (Sonne, Lampe). Schaut man nun durch die Folie unter einem flachen Winkel auf die Wasserfläche und dreht dabei die Folie, so ist das Bild in einer Stellung besonders hell bzw. wenn man 90° weiterdreht besonders dunkel. Man markiere beide Richtungen. So lassen sich die Folien später leicht um 45° verdreht einbauen. *Bild 4* zeigt das vollständige Gerät.

Bezugsquellen

Flüssigkristall:

Die Firma E. Merck in Darmstadt hat einen besonders geeigneten Flüssigkristall herausgebracht. Der Kristall unter der Bezeichnung „Versuchsprodukt ZLI – 575" ist im Chemikaliengroßhandel erhältlich. Hersteller:
E. Merck
Beratung und Anwendungstechnik
Frankfurter Straße 250
6100 Darmstadt

Leitfähig beschichtete Gläser:
Balzers AG für Hochvakuumtechnik und dünne Schichten
FL-9496 Balzers
Fürstentum Liechtenstein

Minna-Hütte
Maschinelle Glasbearbeitung
Wachtelpforte 21
3380 Goslar

Betzelt GmbH
Trogerstraße 32
8000 München 80

Die 74XX-TTL-Serie ist für Ansteuerung im BCD-Code ausgelegt. Während entsprechend codierte Drehschalter recht preiswert zur Verfügung stehen, sind BCD-codierte Tastenfelder für den Elektronik-Amateur zu teuer. Normale Tastenfelder mit Dezimalausgang werden daher verwendet, deren Ausgangsinformation dann mit mehreren Einzelgattern auf BCD umgesetzt. Der Beitrag beschreibt den Einsatz eines Prioritäts-Coders 74147 als Code-Umsetzer für 10, max. 20 Tasten. Er ermöglicht eine Reduzierung des Aufwandes für BCD-Tastenfelder.

Wolfgang Ziegenhagen

Selbstbau von Tastenfeldern

Üblicher BCD-Coder

Bild 1 zeigt die konventionelle Schaltung eines Dezimal-BCD-Umsetzers. BCD (binary coded decimal), publiziert in [3], hat inzwischen den Grad einer Standardschaltung erreicht. Ihr Prinzip ist leicht erkennbar: Sämtliche Eingänge liegen – unaktiviert – an H, nur der jeweils aktivierte Eingang wird an L gelegt. Im Ruhezustand – d. h. kein Eingang aktiviert – haben die Ausgänge A,B,C,D Potential L, dies entspricht gleichzeitig der Null im BCD-Code. Der Ausgang des 4931 ist ebenfalls L. Die Aktivierung eines dezimalen Einganges schaltet gemäß der Wahrheitstabelle (*Tabelle 1*) die entsprechenden Ausgänge auf H. Über die Inverter 7404 gehen einer oder mehrere Eingänge des 4931 auf L, und dieser schaltet seinen Ausgang gemäß $Y = \overline{ABCDE}$ auf H. Dieses Signal steht während der Dauer der Tastenbetätigung an. Seine erste positive Flanke wird gemeinhin als Triggersignal für nachgeschaltete Entprelleinrichtungen benützt.

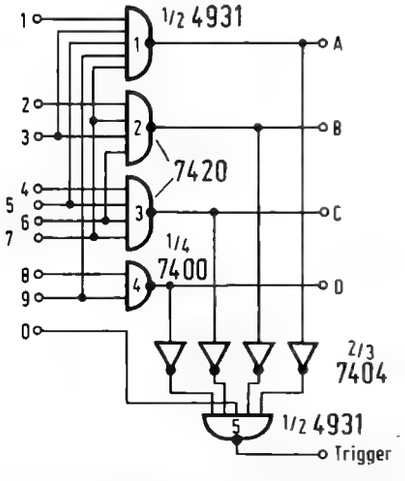


Bild 1. Üblicher BCD-Coder nach (3). Der jeweils betätigte Eingang wird niederohmig (< 390 Ω, üblicherweise Kurzschluß) an Masse gelegt. Je ein Widerstand von ca. 5...10 kΩ pro Eingang gegen die Versorgungsspannung erhöht die Störsicherheit

Moderner BCD-Coder

Bild 2 zeigt einen BCD-Coder unter Einsatz des Prioritäts-Coders 74147. Die in Bild 1 zur Codierung erforderlichen acht Gatter und Inverter werden ersetzt durch den 74147. Der Vorteil liegt auf der Hand: Die Verdrahterei der Ein- und Ausgänge reduziert sich erheblich, die Zahl der IS und Fassungen sinkt. Insbesondere profitiert die bei Elektronik-Amateuren verbreitete freie Verdrahtung nach dem Drahtverhau-Prinzip.

Zu beachten ist, daß die Schaltung Bild 2 das negierte Eingangssignal zu einem $\overline{BCD}$-Signal verarbeitet, während die Schaltung Bild 1 ein BCD-Signal liefert. Dieser Umstand erscheint auf den ersten Blick als erheblicher Nachteil, die Praxis indessen zeigt, daß er leicht umgangen werden kann (Bild 6 und 7), zuweilen sogar Vorteile bietet (z. B. bei erzwungener Blockierung der Ausgänge, siehe Bild 4). Auch die nachfolgende Schaltung verlangt zuweilen ein negiertes BCD-Eingangssignal. Wie in Schaltung Bild 1 erzeugt der 4931 das Triggersignal, die Ausgänge des 74147 sind nicht entprellt!

Tabelle 1: Gegenüberstellung Dezimal- und BCD-Code

Dezimal-Code	BCD-Code D	C	B	A
0	L	L	L	L
1	L	L	L	H
2	L	L	H	L
3	L	L	H	H
4	L	H	L	L
5	L	H	L	H
6	L	H	H	L
7	L	H	H	H
8	H	L	L	L
9	H	L	L	H

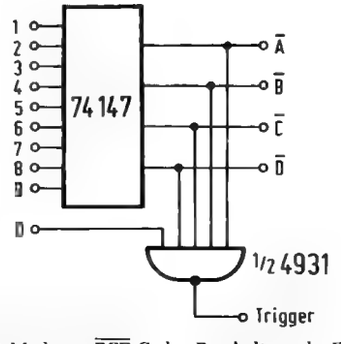


Bild 2. Moderner $\overline{BCD}$-Coder. Beschaltung der Eingänge gem. Bild 1

Die Anschlußbelegung des 74147 zeigt *Bild 3*, *Tabelle 2* seine Wahrheitstabelle. Auf die Darstellung der Innenschaltung wurde verzichtet, da sie zum Verständnis der Funktion nicht erforderlich ist.

Gemäß der Wahrheitstabelle nimmt der Ausgang A,B,C,D des 74147 einen Status an, dessen Wertigkeit als BCD-Zahl identisch ist mit der Wertigkeit des aktivierten Dezimal-Einganges. Der Ausgang ist zwar invertiert, jedoch

Tabelle 2. Wahrheitstabelle des 74147 (X = H oder L)

Eingänge 1	2	3	4	5	6	7	8	9	Ausgänge D	C	B	A
H	H	H	H	H	H	H	H	H	H	H	H	H
X	X	X	X	X	X	X	X	L	L	H	H	L
X	X	X	X	X	X	X	L	H	L	H	H	H
X	X	X	X	X	X	L	H	H	H	L	L	L
X	X	X	X	X	L	H	H	H	H	L	L	H
X	X	X	X	L	H	H	H	H	H	L	H	L
X	X	X	L	H	H	H	H	H	H	L	H	H
X	X	L	H	H	H	H	H	H	H	H	L	L
X	L	H	H	H	H	H	H	H	H	H	L	H
L	H	H	H	H	H	H	H	H	H	H	H	L

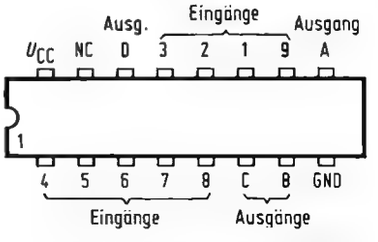


Bild 3. Anschlußbelegung des Prioritäts-Coders 74147. Siehe auch Tabelle 2

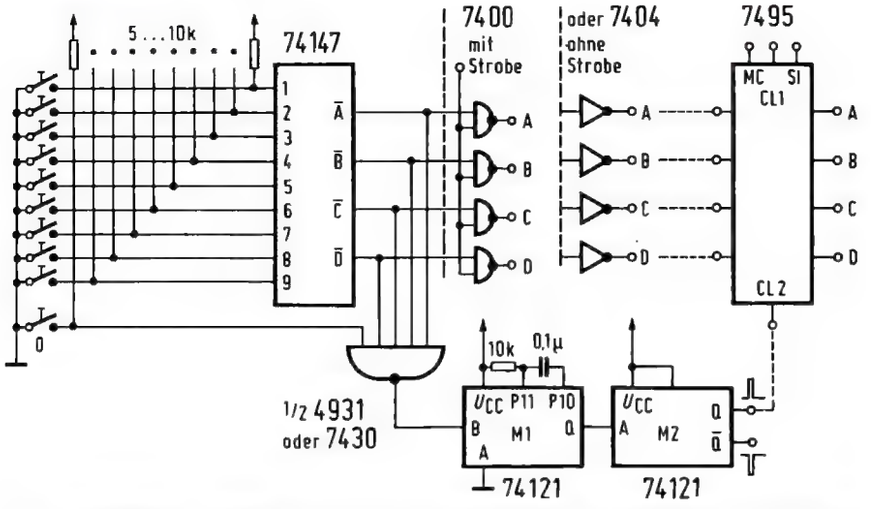


Bild 4. BCD-Coder für 10er-Tastatur mit Entpreller, wahlweise mit und ohne STROBE und Auffangregister

auch das Eingangssignal. Die Behauptung stimmt also: $\overline{4} \triangleq \overline{LHLH}$ 5 ≙ HLHL (D,C,B,A). Der 74147 enthält jedoch noch eine Spezialität: Er bewertet die Eingänge gemäß ihrer Wertigkeit und reagiert entsprechend vorrangig auf hohe Werte. Werden gleichzeitig zwei oder mehrere der Eingänge aktiviert, so folgt der Ausgang dem Eingang mit der höchsten Wertigkeit. Werden also gleichzeitig „1", „4" und „8" gedrückt, zeigt der Ausgang die „8" als $\overline{BCD}$-Zahl; wird die „8" losgelassen, geht der Ausgang auf die $\overline{BCD}$-„4". Daher auch der Name „Prioritäts-Coder".

Die unten beschriebene Anwendung des 74147 ist überzeugend. Eine andere Applikation: Rangreihenfolge von Alarmleitungen. Boshaft: Die Sekretärin mehrerer Herren könnte deren Wünsche gemäß ihrer Wertigkeit besser erkennen. Auch Mehrfach-Gegensprechanlagen bzw. Rundsprecheinrichtungen seien genannt. Auch die Dezimalstellen-Anwahl verschiedener Rechnerbausteine kann auf vier Verbindungsleitungen reduziert werden (Vorteil besonders bei längeren Verbindungsleitungen!).

10er-BCD-Tastenfeld

Die Schaltung eines Standard-Tastenfeldes für die Ziffern 0-9 zeigt *Bild 4*. Die Eingänge des 74147 reagieren unbeschaltet, als wären sie nach H geschaltet. Die gezeichneten Widerstände 5...10 kΩ sind nicht unbedingt erforderlich, erhöhen jedoch die Störsicherheit, insbesondere bei längeren Verbindungsleitungen zwischen Tastatur und IS.

Der jeweils aktivierte Eingang wird durch den korrespondierenden Taster nach L kurzgeschlossen, der Ausgang folgt mit der $\overline{BCD}$-Zahl, die nachgeschalteten Gatter bilden die BCD-Zahl. Mit L auf der STROBE-Leitung der Gatter können diese blockiert werden, alle Ausgänge werden H. Ist die STROBE-Funktion entbehrlich, können die Gatter 7400 durch Inverter, z. B. 7404, ersetzt werden.

Der 4931 bildet aus den Ausgängen $\overline{A},\overline{B},\overline{C},\overline{D}$ oder dem Eingang „0" das Triggersignal, dessen positive Flanke den monostabilen Multivibrator MV 1 startet. Nach der mit R/C eingestellten Verzögerungszeit triggert die fallende Flanke des Ausgangs Q des MV 1 den MV 2 über dessen Eingang A, welcher seinerseits nun einen schmalen Impuls von ca. 30 ns erzeugt. Dieser Impuls veranlaßt den Speicher 7495 oder ein anderes nachgeschaltetes Auffangregister, das an seinen Eingängen 1-4 anliegende Signal zu übernehmen und zu speichern; seine Ausgänge folgen dann entsprechend. Nach dem Abfallen des Triggerimpulses des MV 2 sind die Eingänge des 7495 wieder blockiert.

Die als Monoflops eingesetzten 74121 reagieren auf die positive Flanke des ersten Startimpulses mit Auslösung der durch R/C eingestellten Verzögerungszeit. Weitere, durch Kontaktprellen verursachte Impulse bleiben während der metastabilen Phase wirkungslos. Der 74121 arbeitet sehr zuverlässig, das mit R/C eingestellte Intervall bleibt innerhalb 1 %.

Die Schaltung Bild 4 benötigt zwei Monoflops 74121. Die neue IS 74221 nun enthält in einem 16poligen DIP-Gehäuse zwei der IS 74121 äquivalente Schaltungen, also zwei Monoflops auf einem Chip (ähnlich auch der 74123). *Bild 5a* und *b* zeigt Anschlußbelegung und Innenschaltung des 74221, *Tabelle 3* seine Wahrheitstabelle. Die in Bild 5a gezeichnete Außenbeschaltung ist für alle beschriebenen Tasten-Coder gültig. Jedes der beiden Monoflops hat jedoch nur einen A-Eingang, was meistens und auch im vorliegenden Fall keine Einschränkung bedeutet. Im Gegensatz zum 74121 verfügt *jedes* Monoflop des 74221 über einen dominierenden CLEAR-Eingang, über den die metastabile Phase vor Ablauf der eingestellten Verzögerungszeit durch einen L-Impuls abgebrochen werden kann. Auch eine STROBE-Funktion kann dadurch leicht realisiert werden. Zwei IS 74121 können im Normalfall also ohne Einschränkung durch eine IS 74221 ersetzt werden. Im Zweifelsfall greife man zum Datenblatt, enthalten in [2].

Die Standard-IS 7400 und 7404 enthalten 4 bzw. 6 Gatter bzw. Inverter. Bei der Realisierung einer Schaltung blei-

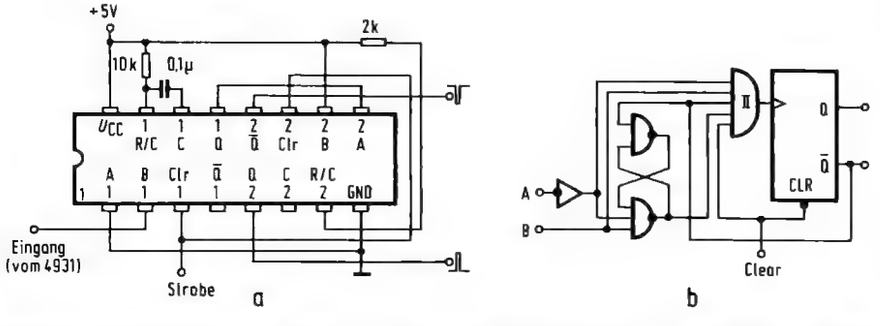


Bild 5. Doppel-Monoflop 74221 enthält zwei zu 74121 äquivalente Schaltungen: a) Anschlußbelegung des 74221 mit für diesen Beitrag gültiger Außenbeschaltung; b) Innenschaltung des 74221 (ein Monoflop)

Tabelle 3. Wahrheitstabelle des 74221 (ein Monoflop)

Eingänge			Ausgänge	
Clear	A	B	Q	$\overline{Q}$
L	X	X	L	H
X	H	X	L	H
X	X	L	L	H
H	L	↑		
H	↓	H		

ben meist einzelne Gatter unbenützt. Für diesen Fall zeigt *Bild 6* eine elegante Lösung eines BCD-Coders unter Einsparung einer IS: Die vier NANDs bzw. Inverter der Schaltung Bild 4 werden ersetzt durch einen NAND aus 7400 und zwei Dioden! Es mag allerdings verwirren, daß die Ausgänge $\overline{A},\overline{B},\overline{C},\overline{D}$ des 74147 plötzlich als Ausgänge A,B,C des Coders bezeichnet sind.

Die Erklärung ist einfach bei einem Blick auf Tabelle 2: Betrachtet man nur die Ausgänge $\overline{A},\overline{B},\overline{C}$ des 74147, so zeigt sich, daß die der Dezimal-„5" äquivalente $\overline{BCD}$-Zahl LHL (C,B,A) identisch ist mit dem BCD-Äquivalent der Dezimal-„2"! Verbindet man also die Taste mit dem Dezimal-Wert „2" mit dem Eingang Dezimal-„5" des 74147, so zeigt der Ausgang $\overline{A},\overline{B},\overline{C}$ des 74147 das zu der Taste „2" richtige BCD-Äquivalent LHL (C,B,A). Dieser Sachverhalt trifft auch übertragen auf die Dezimal-Ziffern „0" bis „6" korrekt zu (siehe Tabelle 2). Die Stelle „D" des BCD-Codes muß bei den Zahlen „0" bis „7" den Zustand L, nur bei „8" und „9" den Zustand H zeigen (siehe Tabelle 1). Das NAND aus 7400 realisiert diese Forderung: Wird durch Schließen einer der Tasten „8" oder „9" einer seiner Eingänge L, geht sein Ausgang auf H – also den an „D" gewünschten Wert. Über Koppeldioden wird gleichzeitig jeweils derjenige Eingang „1" bis „7" des 74147 aktiviert – E7 für Taste „8", E6 für Taste „9" –, dessen Ausgangssignal $\overline{A},\overline{B},\overline{C}$ zusammen mit D die zu Dezimal-„8" und -„9" äquivalente BCD-Zahl ergibt.

Wird keine Taste gedrückt, zeigt der Ausgang LHHH (D,C,B,A), dies entspricht der dezimalen „7". Soll eine „7" nun eingetastet werden, muß – analog der „0" in Bild 4 – nur ein Triggersignal über 4931 erzeugt werden. Als Entpreller ist in Bild 6 der oben besprochene 74221 gezeichnet.

Zwei Eigenheiten der Schaltung Bild 6 seien betont, wiewohl diese meist belanglos sind: 1. Die Wertigkeit der Dezimal-Tasten ist *verschieden* von jener der Eingänge des 74147! Beim Aufbau einer Schaltung ist also erhöhte Aufmerksamkeit geboten. 2. Im inaktiven Zustand, d. h. keine Taste betätigt, zeigt der Ausgang A,B,C,D nicht die BCD-„0", sondern die BCD-„7"! Da meist ein Pufferspeicher gemäß Schaltung Bild 4 nachgeschaltet ist, ist dies ebenfalls belanglos. Gegebenenfalls muß die Verwendbarkeit jedoch geprüft werden.

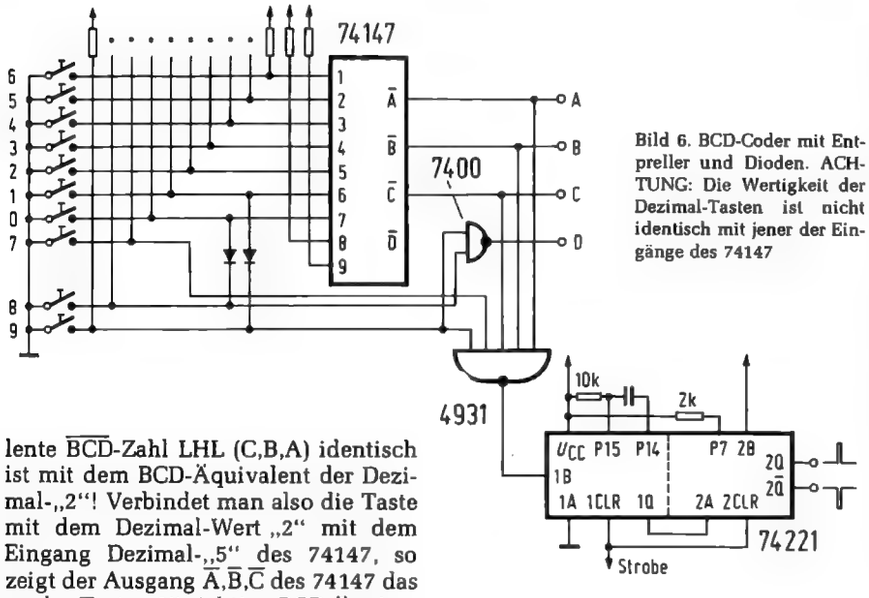


Bild 6. BCD-Coder mit Entpreller und Dioden. ACHTUNG: Die Wertigkeit der Dezimal-Tasten ist nicht identisch mit jener der Eingänge des 74147

Als Dioden seien Germanium-Typen empfohlen wegen ihrer geringeren Schwellenspannung. Während in den vorherigen Schaltungen die an $+U_B$ liegenden Widerstände auch entfallen konnten, sind sie bei den mit Dioden beschalteten Eingängen zur Sicherstellung eindeutiger Potentialverhältnisse unentbehrlich.

Die Verwendung der Speicher-IS 7475 erlaubt gemäß *Bild 7* eine besonders elegante Variante eines BCD-Coders. Der 7475 enthält vier, je paarweise triggerbare D-Flipflops. Sie werden über Cl 1, Cl 2 gemeinsam getriggert. Da von jedem FF nicht nur der Q-Ausgang, sondern auch $\overline{Q}$ herausgeführt ist, kann die an den Eingängen 1 bis 4 anstehende $\overline{BCD}$-Zahl an den Ausgängen $\overline{Q}1$ bis $\overline{Q}4$ als BCD-Zahl abgenommen werden; die Gatter/Inverter aus Bild 4 können völlig entfallen! Bedingung dieser eleganten Lösung ist allerdings, daß die nachfolgende Schaltung den Einsatz des 7475 erlaubt. Die Beschaltung der Eingänge des 74147

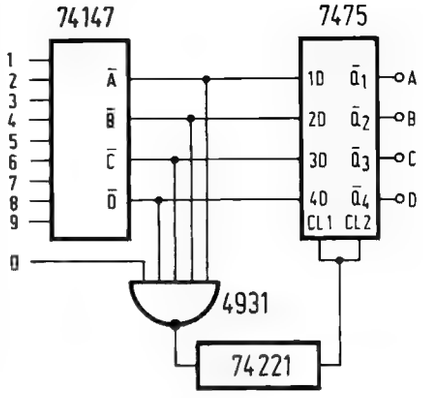


Bild 7. BCD-Coder für 10er-Tastatur mit 7475. Besonders einfache Schaltung

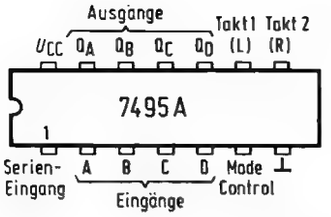
bzw. des 74221 ist identisch mit der in Bild 4 bzw. 5a angegebenen.

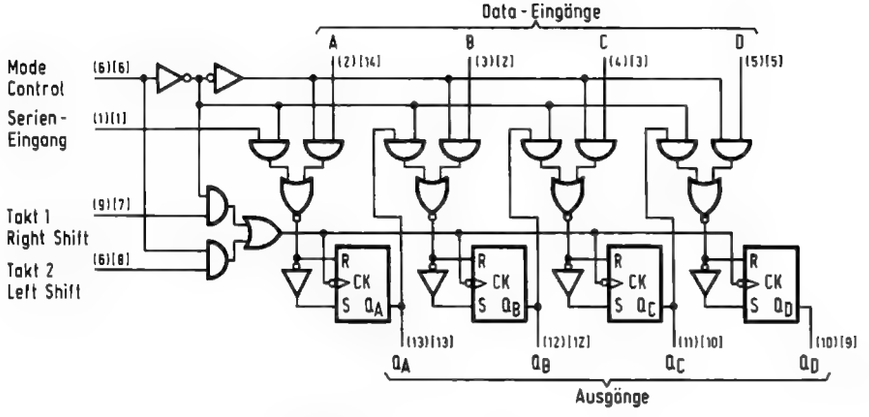
Bild 8a zeigt Anschlußbelegung, Innenschaltung und Wahrheitstabelle des in Bild 4 als Pufferspeicher verwendeten Schieberegisters 7495. Die Eingänge CLOCK 1, SERIAL INPUT und MODE CONTROL sind im Beispiel über Schutzwiderstände an $+U_B$ zu legen. Für nähere Informationen siehe Datenblatt in [1]. Ein u. U. wesentlicher Nachteil des 7495 ist das Fehlen einer CLEAR-Funktion, mit der das SR zurückgesetzt bzw. blockiert werden kann. Ist eine solche Funktion gefordert, sei das SR 74195 empfohlen. *Bild 8b* gibt die wichtigsten Informationen. Ein L-Impuls am CLEAR-Eingang setzt die Ausgänge Q_{a-d} auf L, $\overline{Q}_d$ auf H. Auch hierzu das Datenblatt in [1].

20er-BCD-Tastenfeld

Manche Schaltungen erfordern ein 20er-Tastenfeld mit BCD-codierter Ausgangsinformation. So werden z. B. bei manchen Rechner-IS auch die Befehle BCD-codiert; ein zusätzliches 5. Bit gibt an, ob die anstehende BCD-Zahl als Ziffer oder als Befehl aufzufassen ist. Allgemein zu nennen wäre die parallele (!) Übermittlung von max. 20 Befehlen über hier 5 Leitungen. Die angesprochene Darstellung entspricht jener von BCD-Zahlen im Bereich 0 bis 20. *Bild 9* zeigt einen Schaltungs-Vorschlag für ein 20er-BCD-Tastenfeld.

Die beiden 74147 erzeugen analog Bild 4 aus den Eingangssignalen 0 bis 9 die Ausgangssignale $\overline{A}$ bis $\overline{D}$, aus 10 bis 19 die $\overline{A}'$ bis $\overline{D}'$. Die Gatter 7400 vereinigen die jeweils korrespondierenden Ausgänge, invertieren diese und bilden die Ausgangssignale 1A bis 1D. Das 5. Bit – 2A – wird durch einen 4931 gebildet, dessen Ausgang dann und nur dann H ist, wenn der untere 74147 oder die Taste 10 betätigt wird. Die invertier-

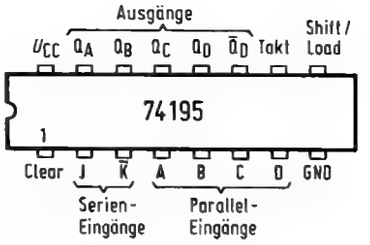


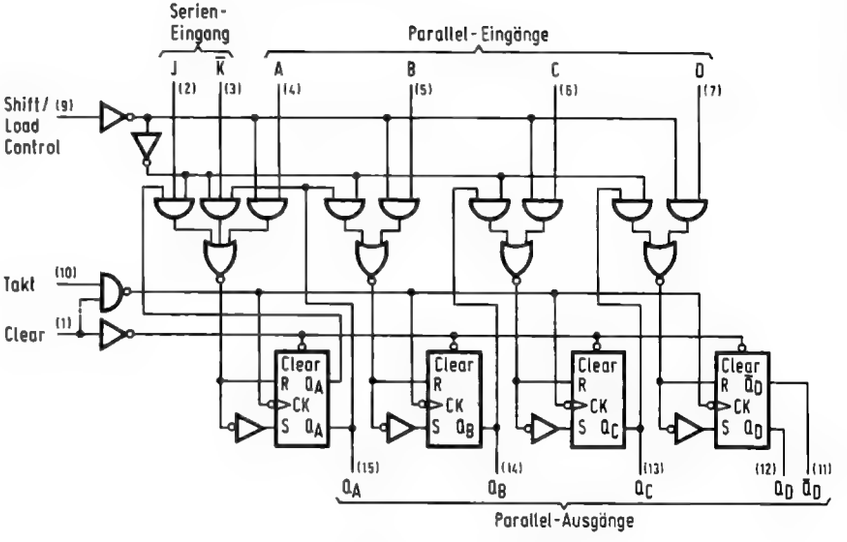


Funktionstabelle

Eingänge								Ausgänge			
Mode Control	Takt Z(L)	Takt 1(R)	Serien	Parallel A	B	C	D	Q_A	Q_B	Q_C	Q_D
H	H	X	X	X	X	X	X	Q_{A0}	Q_{B0}	Q_{C0}	Q_{D0}
H	↓	X	X	a	b	c	d	a	b	c	d
H	↓	X	X	Q_{Bt}	Q_{Ct}	Q_{Dt}	d	Q_{Bn}	Q_{Cn}	Q_{Dn}	d
L	L	H	X	X	X	X	X	Q_{A0}	Q_{B0}	Q_{C0}	Q_{D0}
L	X	↓	H	X	X	X	X	H	Q_{An}	Q_{Bn}	Q_{Cn}
L	X	↓	L	X	X	X	X	L	Q_{An}	Q_{Bn}	Q_{Cn}
↑	L	L	X	X	X	X	X	Q_{A0}	Q_{B0}	Q_{C0}	Q_{D0}
↑	L	L	X	X	X	X	X	Q_{A0}	Q_{B0}	Q_{C0}	Q_{D0}
↑	L	H	X	X	X	X	X	Q_{A0}	Q_{B0}	Q_{C0}	Q_{D0}
↑	H	L	X	X	X	X	X	Q_{A0}	Q_{B0}	Q_{C0}	Q_{D0}
↑	H	H	X	X	X	X	X	Q_{A0}	Q_{B0}	Q_{C0}	Q_{D0}

Bild 8. Anschlußbelegung, Innenschaltung und Wahrheitstabelle der Speicher-IS 7495 74195, passend zu Schaltung Bild 4 und 6





Funktionstabelle

Eingänge									Ausgänge				
Clear	Shift/Load	Takt	Serien J	$\bar{K}$	Parallel A	B	C	D	Q_A	Q_B	Q_C	Q_D	$\bar{Q}_D$
L	X	X	X	X	X	X	X	X	L	L	L	L	H
H	L	↓	X	X	a	b	c	d	a	b	c	d	$\bar{d}$
H	H	L	X	X	X	X	X	X	Q_{A0}	Q_{B0}	Q_{C0}	Q_{D0}	$\bar{Q}_{D0}$
H	H	↓	L	H	X	X	X	X	Q_{A0}	Q_{A0}	Q_{Bn}	Q_{Cn}	$\bar{Q}_{Cn}$
H	H	↓	L	L	X	X	X	X	L	Q_{An}	Q_{Bn}	Q_{Cn}	$\bar{Q}_{Cn}$
H	H	↑	H	H	X	X	X	X	H	Q_{An}	Q_{Bn}	Q_{Cn}	$\bar{Q}_{Cn}$
H	H	↑	H	L	X	X	X	X	$\bar{Q}_{An}$	Q_{An}	Q_{Bn}	Q_{Cn}	$\bar{Q}_{Cn}$

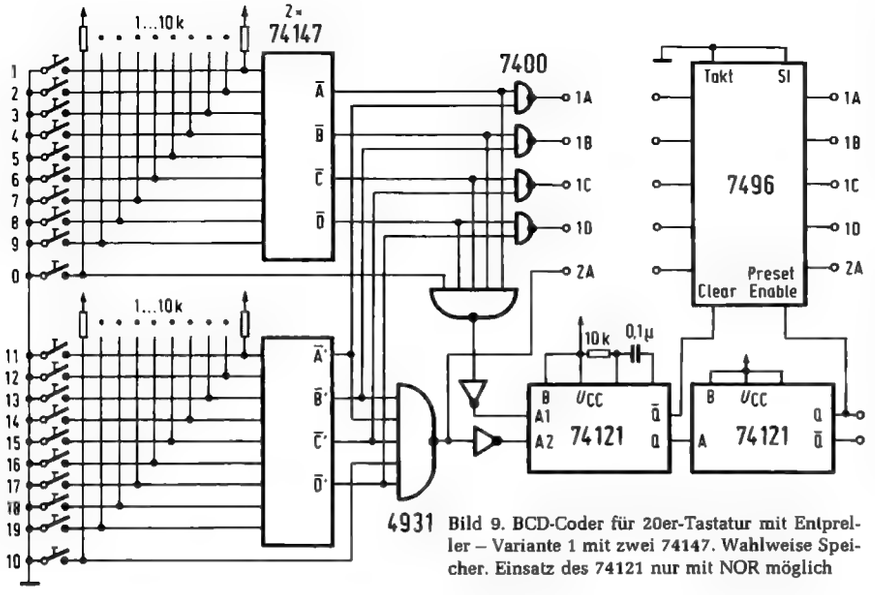


Bild 9. BCD-Coder für 20er-Tastatur mit Entpreller – Variante 1 mit zwei 74147. Wahlweise Speicher. Einsatz des 74121 nur mit NOR möglich

werden können. Als Pufferspeicher ist – falls erforderlich – ebenfalls der Typ 7496 geeignet (s. Bild 9). Die freien Eingänge des 74S133 werden über Schutzwiderstände an $+U_B$ gelegt. Die Widerstände an den Eingängen der 74147 können im Interesse eindeutiger Potentialverhältnisse nicht entfallen.

Eine Erweiterung auf mehr als 20 Tasten ist bis 23 Tasten relativ einfach, bis 32 Tasten etwas kompliziert möglich. Allerdings werden dann erstens zusätzliche NANDs mit 3 und 4 Eingängen benötigt, zweitens der reine BCD-Code verlassen. Anwendung findet dann ein Gemisch aus BCD- und Dual-Code je nach den Erfordernissen.

Bild 11 zeigt noch die Anschlußbelegung des in Bild 10 verwendeten Vielfach-NAND 74S133.

ten Ausgangssignale der beiden 4931 lösen über die A-Eingänge des ersten 74121 den Entpreller aus. Da die Monoflops des 74221 jeweils nur einen A-Eingang aufweisen, ist diese IS hier so nicht verwendbar. Soll sie dennoch verwendet werden, so müssen die Ausgänge der 4931 auf ein NOR-Gatter geschaltet werden, dessen Ausgang dann den B-Eingang des 74221 triggert; dessen A-Eingang muß an L liegen. Als Pufferspeicher sei das 5-Bit-Parallel-Schieberegister 7496 vorgeschlagen. Bild 12 zeigt seine Anschlußbelegung, Innenschaltung und Wahrheitstabelle, das Datenblatt ist in (1) enthalten. Bei jeder Tastenbetätigung setzt der negative Impuls an Q des ersten Monoflops den 7496 zurück. Der folgende positive Impuls an Q des zweiten Monoflops veranlaßt den 7496, die am Eingang anstehende Information zu übernehmen.

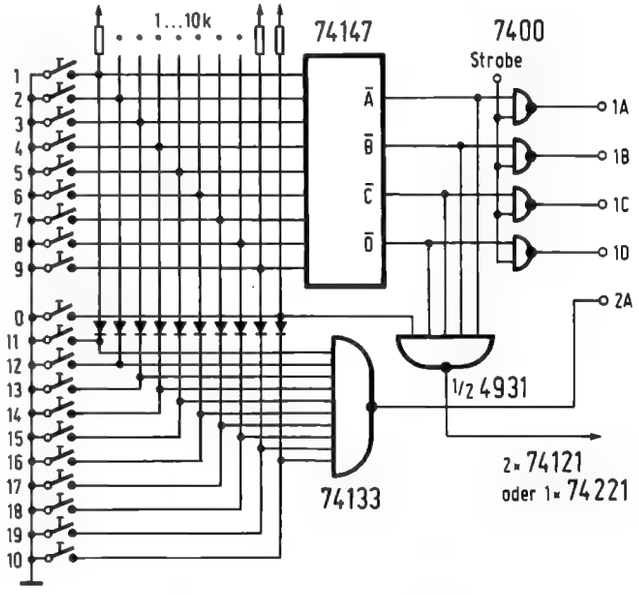
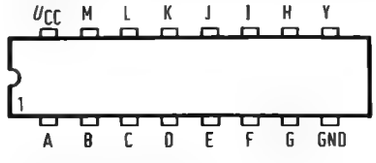


Bild 10. BCD-Coder für 20er-Tastatur – Variante zwei mit Koppeldioden und 13fach-NAND 74133

Die Schaltung *Bild 9* empfiehlt sich, wenn die Tasten 0-9 einerseits und 10-19 andererseits nicht unmittelbar benachbart, sondern als zwei je komplette Tastenfelder an verschiedenen Stellen einer Frontplatte montiert sind. Falls alle Tasten jedoch beieinander liegen, eventuell bei Einlöttastern (Minitast) gar auf einer Platine, wird Schaltung *Bild 10* vorteilhaft. Die an der ersten Stelle identischen Zahl-Tasten 00 bis 09 bzw. 10 bis 19 liegen, nur durch Ge-Dioden entkoppelt, parallel. Die Ausgänge A bis D des 74147 geben nach Inversion durch 7400 (oder 7404) den äquivalenten BCD-Wert der ersten Dezimalstelle an. Das Multi-NAND 74S133 mit 13 Eingängen detektiert das Potential an den Tasten 10 bis 19. Sein Ausgang ist dann und nur dann L, wenn alle Eingänge H sind. In Schaltung 10 ist dies immer dann und nur dann der Fall, wenn eine der Tasten 0 bis 9 oder garkeine Taste gedrückt wird. Wird dagegen eine der Tasten 10 bis 19 gedrückt, so schaltet sein Ausgang Y auf H, dies ist die am Ausgang 2A erforderliche und richtige Information.

Der Ausgang des 4931 triggert wie oben den Entpreller, wobei hier die beiden 74121 wieder durch 74221 ersetzt

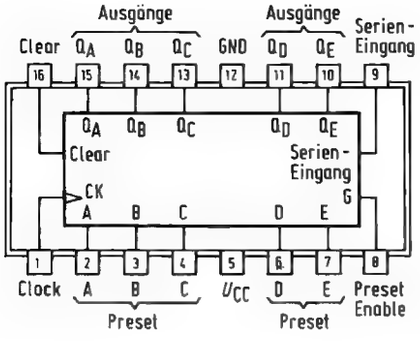


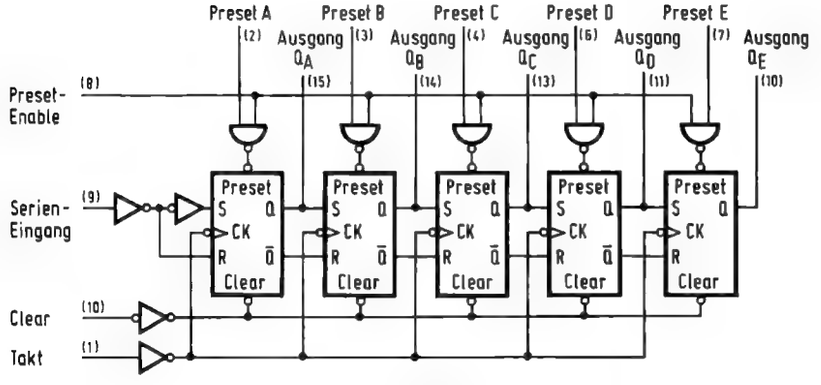
$Y = \overline{ABCDEFGHIJKLM}$

Bild 11. Anschlußbelegung des 74133

Nachbau

Ein Teil der angegebenen IS wurden in für Elektronik-Amateure entwickelten Schaltungen bislang noch nicht eingesetzt. Dennoch sei das nun zu erwartende Argument, diese IS seien schlecht zu beschaffen, der Nachbau also gefährdet, von vornherein zurückgewiesen. Bei den angegebenen IS handelt es sich um Produkte der Standard-TTL-Serie 74. Sie wurden vom Autor bereits mehrfach beschafft. Beschaffungsschwierigkeiten traten bislang noch nicht auf, wenn man berücksichtigt, daß gerade in der Industrie Lieferzeiten von einigen Wochen bei Kleinaufträgen durchaus üblich sind. Auf Wunsch ist der Autor gerne bereit, Lieferanten nachzuweisen.





Funktionstabelle

Eingänge								Ausgänge				
Clear	Preset Enable	Preset A	Preset B	Preset C	Preset D	Preset E	Takt	Serien	Q_A	Q_B	Q_C	Q_D	Q_E
L	L	X	X	X	X	X	X	X	L	L	L	L	L
L	X	L	L	L	L	L	X	X	L	L	L	L	L
H	H	H	H	H	H	H	X	X	H	H	H	H	H
H	H	L	L	L	L	L	L	X	Q_{A0}	Q_{B0}	Q_{C0}	Q_{D0}	Q_{E0}
H	H	H	L	H	L	H	L	X	H	Q_{B0}	H	Q_{D0}	H
H	L	X	X	X	X	X	L	X	Q_{A0}	Q_{B0}	Q_{C0}	Q_{D0}	Q_{E0}
H	L	X	X	X	X	X	↑	H	H	Q_{An}	Q_{Bn}	Q_{Cn}	Q_{Dn}
H	L	X	X	X	X	X	↑	L	L	Q_{An}	Q_{Bn}	Q_{Cn}	Q_{Dn}

Bild 12. Anschlußbelegung, Innenschaltung und Wahrheitstabelle des 7496 aus Bild 9 und 10

Stellt man alle Faktoren – Nachbausicherheit, Preis, Zahl der Sockel, Verdrahtungsaufwand, Verlustleistung bzw. Strombedarf, sowie Raumausnutzung – in Rechnung, so stellen sich die vorgeschlagenen Schaltungen erheblich günstiger als die konventionelle Schaltung Bild 1.

Literatur:

[1] The TTL-Data Book for Design Engineers, CC 411, Texas Instruments 1973

[2] Supplement to the TTL-Data Book, CC 416 C, Texas Instruments 1974

[3] Halbleiter-Schaltbeispiele mit IS, 1971/72, S. 27/28, Siemens AG.

Handlicher „Störspannungsgenerator"

Digitalschaltungen, besonders Eigenbauten, haben gelegentlich die Neigung, sich selbständig zu machen. Das heißt, daß ohne erkennbare äußere Ursache Flipflops kippen, Zähler weiterspringen oder Schieberegister gelöscht werden usw. Geht man den Ursachen gezielt nach, sind es häufig Schaltknackse aus dem Lichtnetz (Leuchtstoffröhren!) die über das Netzteil oder auch direkt induktiv auf die Schaltung übertragen werden.

Bei der Prüfung von Gegenmaßnahmen (wie Abschirmen oder Abändern von Datenleitungen, Abblocken von Speiseleitungen oder offenen Eingängen) auf ihre Wirksamkeit hat sich eine piezoelektrische Gasanzündepistole (ca. 15 DM) bewährt. In der Nähe der Netzzuleitung abgefeuert, simuliert sie ausgezeichnet die obenerwähnten Netzstörungen. Man kann auch die Schaltung selbst auf besonders empfindliche Punkte untersuchen; einige Zentimeter Sicherheitsabstand, besonders bei MOS-Schaltungen sollte man allerdings einhalten.

Eine Schaltung, die diese Prozedur gelassen hinnimmt ohne zu „spinnen", darf als genügend „gewitterfest" gelten.

Dr. Klaus Kohl

Arno Ruff

Magische Kreise

Der nachfolgende Aufsatz beschreibt ein elektronisches Unterhaltungsspiel, an dem beliebig viele Personen teilnehmen können. Es wird hierzu ein normaler Spielwürfel benötigt.

Spielregel

Nach dem Einschalten des Gerätes drückt man jede der drei Eingabetasten Ta 1...3 dreimal, um eventuelle Mehrfachimpulse aus den Schieberegistern zu entfernen. Danach wird kurz die Reset-Taste Ta 4 betätigt, damit ist das Gerät spielbereit, alle LED sind ausgeschaltet. Der ausgeloste Spieler beginnt mit dem Würfeln, er wählt eine der drei Tasten 1...3 und tippt die gewürfelte Zahl ein. Dann kommt der nächste Spieler an die Reihe. Leuchtet bei einem Mitspieler nach dem vollständigen Eintasten der gewürfelten Zahl ein Kreis (= vier LED) auf, so erhält er 10 Punkte, bei zwei Kreisen = 30 Punkte, bei drei Kreisen = 50 Punkte. Anschließend drückt man wieder Ta 4 (Reset) und eine neue Spielrunde beginnt.

Da die Schieberegister jeweils leuchtende LED ausschalten, bzw. nicht leuchtende einschalten, erfordert das Spiel einen gewissen Vorausblick, um die richtige Taste zu wählen. Es ist sehr von Vorteil, wenn sich die Spieler den letzten Stand der drei Schieberegister merken. Eine gewisse Taktik dieses Spieles (für Fortgeschrittene) liegt darin, seinen Gegenspielern eine möglichst ungünstige Position anzubieten, wenn man feststellt, daß im Moment kein Vollkreis zu erreichen ist.

Schaltung

Mit den Tastern Ta 1...3 werden die 4-Bit-Schieberegister IS 6...8 (7495) weitergeschaltet (*Bild 1*). Da normale Drucktaster prellen, sind sie für diesen Zweck ungeeignet. Aus diesem Grund wurde je ein RC-Glied nachgeschaltet, um die Störimpulse zu unterdrücken. Der Kondensator ist im Ruhezustand über den NAND-Schmitt-Trigger aufgeladen, am Ausgang des Gatters liegt L-Potential. Wird die Taste gedrückt, entlädt sich der Elektrolyt-Kondensator über den 330-Ω-Widerstand. Sobald die Entladespannung einen Wert von 0,9 V erreicht, kippt der Schmitt-Trigger. Sein Ausgang liefert einen positiven Einzelimpuls, der das Schieberegister um eine Stelle weiterschaltet.

Die Dreifach-NOR-Gatter N 13...15 sorgen dafür, daß immer nur ein einzelnes H-Signal hindurchgeschoben werden kann, denn solange an den Ausgängen Q1...Q3 logisch H liegt, bleibt der Eingang für weitere Impulse gesperrt. Die jeweiligen Ausgänge Q1 und Q2 der drei Register führen über die Inverter direkt an je ein Master-Slave-Flipflop, welches bei jedem positiven Ausgangsimpuls der Schieberegister kippt. Dadurch wird die angeschlossene Leuchtdiode ständig aus- und eingeschaltet. Die Ausgänge Q3 und Q4 der Register setzen bei jedem Impuls zunächst ein aus zwei NAND's aufgebautes Monoflop. Die Ausgänge dieser Monoflops wurden über Dioden entkoppelt. Dies bewirkt, daß die angeschlossenen Master-Slave-Flipflops wahlweise vom einen oder anderen Monoflop gekippt werden können.

Als Taster Ta 1...3 eignen sich besonders gut die Digitasten. Ta 4 kann ein normaler Miniatur-Drucktaster sein. Zum Betrieb wird eine stabilisierte Spannung von 5 V benötigt, der Stromverbrauch liegt bei max. 325 mA.

Bild 2 zeigt einen Entwurf einer passenden Leiterplatte, *Bild 3* die Bestükkung der Platine. *Bild 4* stellt einen Vorschlag zur Gestaltung der Frontplatte dar.

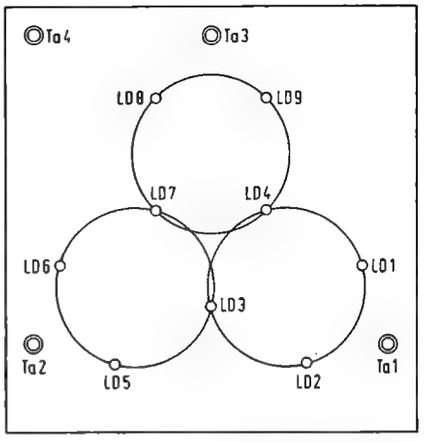


Bild 4. Vorschlag zur Gestaltung des Spielfeldes

Stückliste

5 IS 7473 = IS 1...5	6 Dioden 1 N 914 o. ähnl.
3 IS 7495 = IS 6...8	3 Digitasten
3 IS 7400 = N 1...12	1 Miniatur-Drucktaster
2 IS 7404 = J 1...12	9 Widerstände 220 Ω
1 IS 7427 = N 13...15	3 Widerstände 330 Ω
1 IS 74132= N 16...18	6 Widerstände 1 kΩ
	6 Kondensatoren 470 pF
9 LED	3 Elektrolyt-Kondensatoren 1 µF

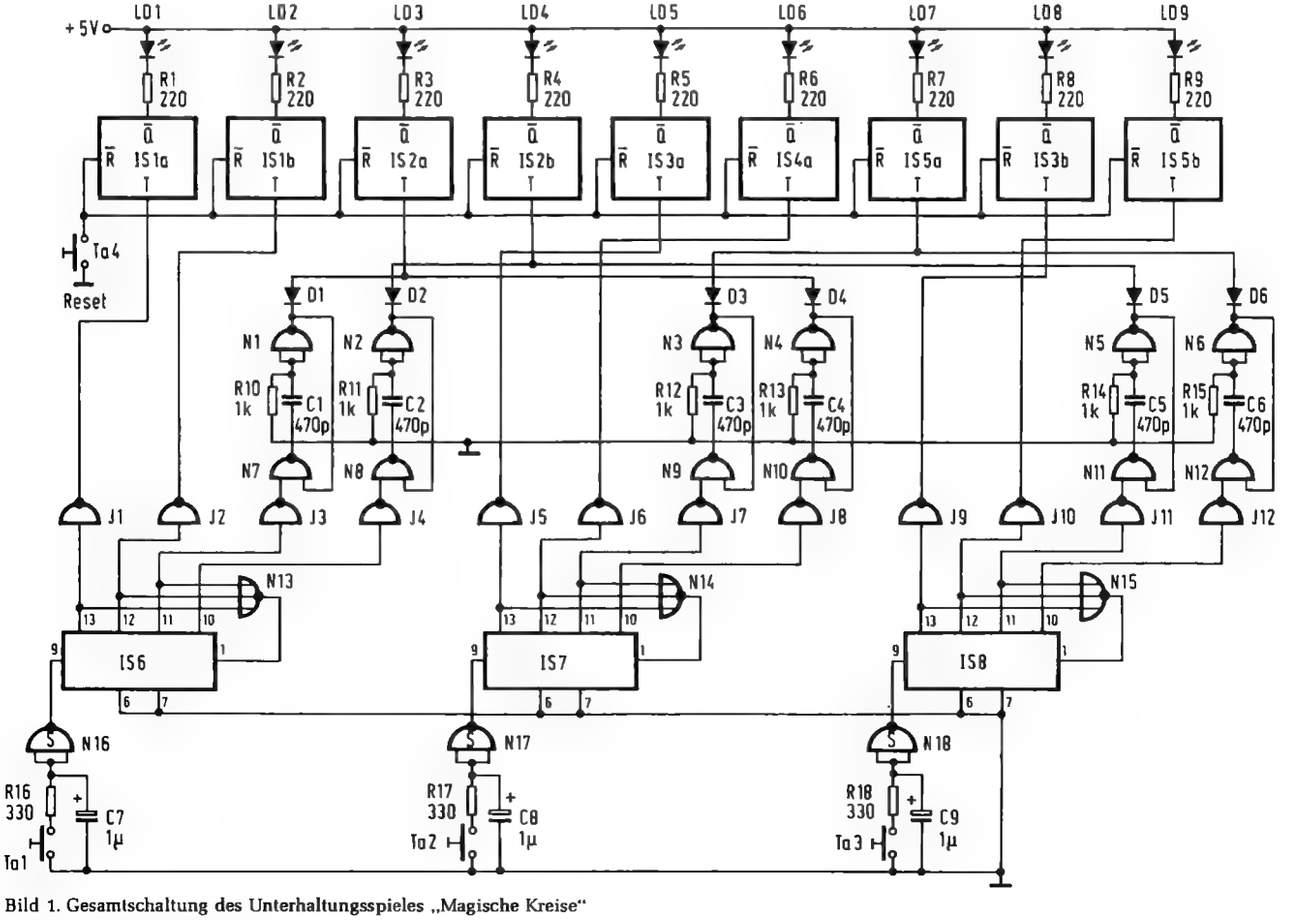


Bild 1. Gesamtschaltung des Unterhaltungsspieles „Magische Kreise"

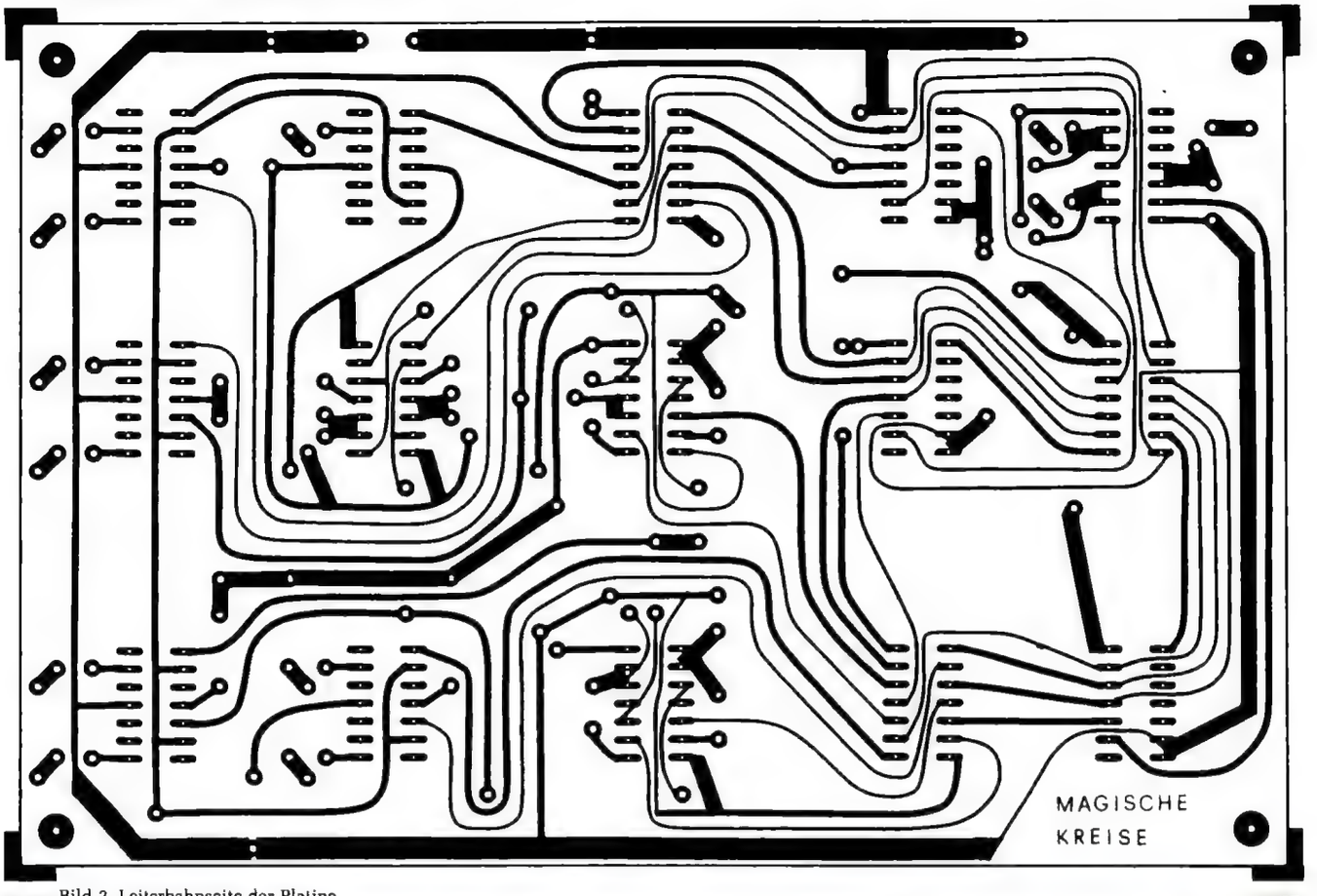


Bild 2. Leiterbahnseite der Platine

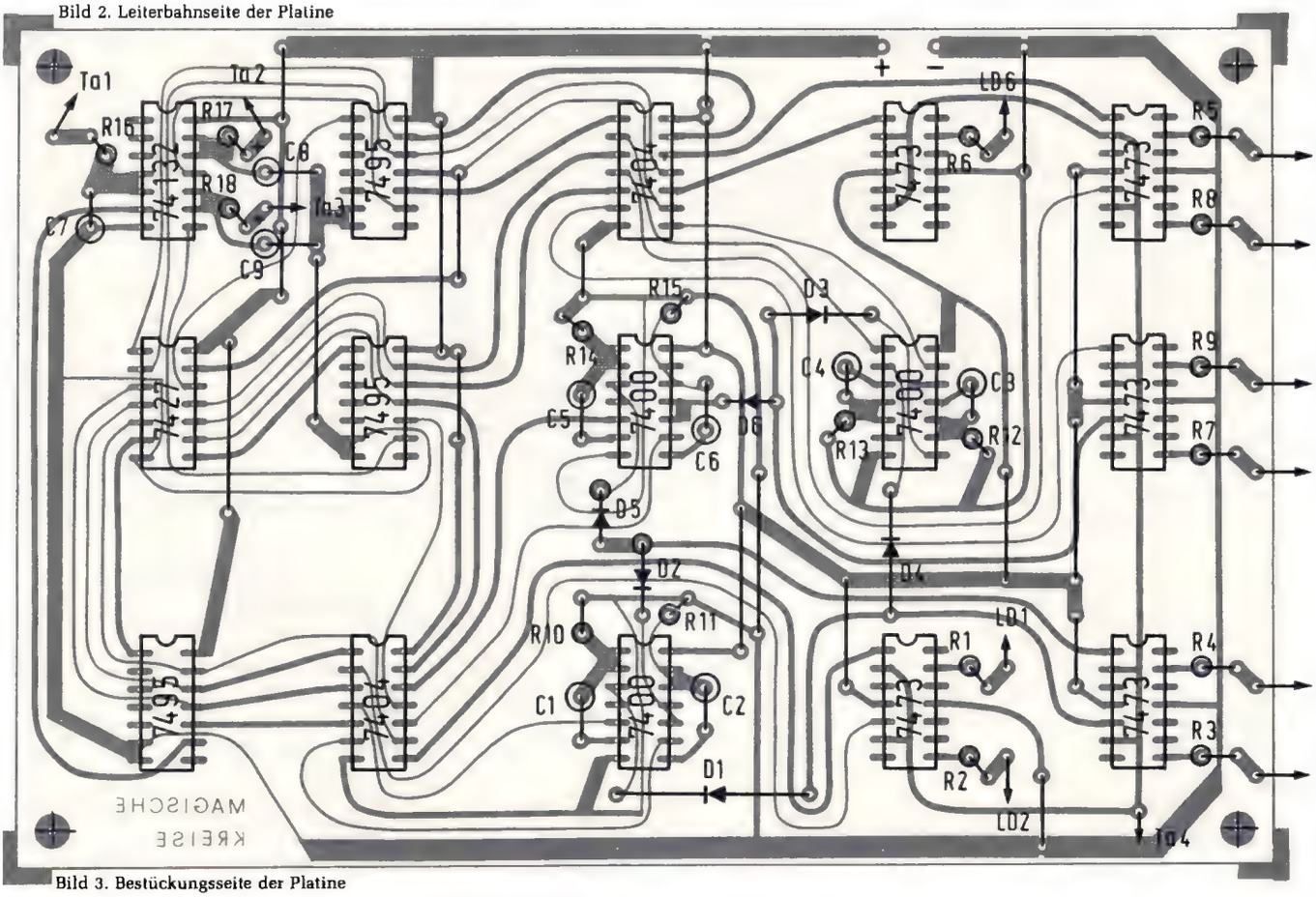


Bild 3. Bestückungsseite der Platine

Dipl.-Ing.
Reinhard Gößler

Seit der Vorstellung des FUNKSCHAU-Mini-Zählers vor genau einem Jahr [1] sind die Anfragen unserer Leser nach einem schnellen Vorteiler und einem empfindlichen Vorverstärker nicht abgerissen. Im folgenden Beitrag beschreiben wir eine solche Schaltung, für die im Rahmen der FUNKSCHAU-Mini-Serie in allen einschlägigen Fachgeschäften wiederum ein Komplettbausatz erhältlich ist.

Schneller Teiler und Vorverstärker für 500 mHz...500 MHz

Schaltungsauslegung

Ziel der Entwicklung war es, eine Schaltung mit nur einem Eingang und einem einzigen Ausgang zu schaffen, die gleichzeitig extrem breitbandig, empfindlich und hochhohmig ist. Natürlich sollte der Aufwand möglichst niedrig sein, damit ein handliches und vor allen Dingen preiswertes Gerät entsteht. Das Ergebnis umfassender Grundlagenuntersuchungen und zahlreicher Laboraufbauten liegt nun in Form einer Schaltung vor, die alle oben genannten Eigenschaften vereint und in einem Frequenzbereich von neun Dekaden (!) arbeitet. Damit bilden der FUNKSCHAU-Mini-Teiler und -Zähler eine leistungsfähige Gerätekombination zur Erfassung von Frequenzen kleiner 1 Hz bis hinein in das 70-cm-Amateurband (*Bild 1*).

Bei Eingangsfrequenzen unter 5 MHz ist nur der interne Vorverstärker wirksam, während bei höheren Frequenzen dem Vorverstärker noch ein Teiler durch hundert nachgeschaltet ist. In jedem Fall erscheint am Ausgang ein TTL-Signal, und die Umschaltung zwischen Hf- und Lf-Mode (f_e größer bzw. kleiner 5 MHz) ist mit dem Ein-/Aus-Schalter gekoppelt. Die Grenze zwischen reinem Verstärker- und Verstärker/Teiler-Betrieb liegt deshalb gerade bei 5 MHz, weil dies die obere Grenzfrequenz des FUNKSCHAU-Mini-Zählers ist (*Tabelle*).

Tabelle der technischen Daten

Betriebsarten
Lf- Mode von 0,5 Hz...5 MHz (nur Vorverstärker)
Hf- Mode von 5 MHz...500 MHz (Vorverstärker und Teiler durch hundert)

Eingangsempfindlichkeit
Lf-Mode ≦ 10 mV
Hf-Mode ≦ 100 MHz: ≦ 20 mV
≦ 500 MHz: ≦ 100 mV

Ausgangspegel
TTL, fan-out 10
Versorgungsspannung +5,0 V
Stromaufnahme 275 mA
Zulässiger Spitzenwert der Eingangsspannung: ±5 V (keine Eingangsschutzschaltung vorgesehen!)

Blockschaltung

In *Bild 2* ist die Blockschaltung des Mini-Teilers dargestellt. Der Lf-Zweig besteht aus einem breitbandigen Niederfrequenz-Verstärker mit nachfolgendem schnellen Schalttransistor und einer Schmitt-Trigger-Stufe zur Impulsformung. Eingangsseitig erfolgt die Kopplung kapazitiv, und als Schmitt-Trigger wird ein Standard-TTL-Baustein eingesetzt. Bei Eingangsfrequenzen von etwa 800 kHz...1 MHz tritt beim Lf-Verstärker ein deutlicher Verstärkungsabfall ein; dieser wird dadurch kompensiert, daß das Eingangssignal nicht mehr direkt, sondern über die Vorstufe an den Lf-Verstärker gelangt. Dadurch konnte das gewählte Konzept beibehalten werden, mit nur einem Eingang auszukommen und mit dem Arbeitsbereich des Lf-Zweiges Frequenzen bis 5 MHz abzudecken.

Ein Hf-Transistor mit extern einstellbarem Arbeitspunkt bildet die Vorstufe. Durch diese Maßnahme läßt sich für jede Eingangsfrequenz über 5 MHz die maximale Empfindlichkeit finden. Das geschieht durch Betätigung eines von außen zugänglichen Potentiometers und ersetzt in der Wirkung eine automatische Arbeitspunkteinstellung, wie sie für eine solche Anwendung beispielsweise in [11] beschrieben ist. Eine derart komfortable Lösung scheidet hier selbstverständlich schon aus Kostengründen aus.

Im anschließenden Hf-Verstärker wird der Signalpegel so weit angehoben, daß er zur Ansteuerung des ECL-Teilers (IS 1) ausreicht. Eine ausführliche Beschreibung der Arbeitsweise dieses Bausteins folgt im nächsten Abschnitt. In IS 1 ist ein Pegelumsetzer von ECL- auf TTL-Pegel enthalten, der die nachfolgende Teilerstufe (IS 2) ansteuert. Durch die beiden in diesem Zweig liegenden Zehnerteiler wird erreicht, daß ausgangsseitig maximal 5 MHz anstehen, wenn am Eingang die obere Grenzfrequenz von 500 MHz eingespeist wird. In diesem Fall ist die Zähleranzeige mit 100 zu multiplizieren, um den Wert der Eingangsfrequenz zu erhalten.

Die Ausgangsbuchse des Gerätes wird zwischen dem internen Hf- und Lf-Teil umgeschaltet, obwohl der jeweils aktivierte Zweig für den Frequenzbereich des anderen unempfindlich ist. Der hauptsächliche Grund hierfür liegt in der Schwingneigung des schnellen ECL-Teilers begründet: Wenn bei sehr tiefen Frequenzen die Vorstufe und der Hf-Verstärker aufgrund ihrer Dimensionierung längst kein Ansteuersignal für IS 1 mehr liefern, erscheint dennoch am Teilerausgang ein Signal, das von „wilden Schwingungen" dieses Bausteins herrührt. Die Beseitigung dieser Schwingneigung wäre nur auf Kosten der Gesamtempfindlichkeit möglich, so daß der optimale Ausweg hierfür in der ausgangsseitigen Umschaltung besteht.

Problematik schneller Logiken

Der Aufbau schneller digitaler Teiler stieß bisher immer deshalb auf große Schwierigkeiten, weil die entsprechenden integrierten Schaltungen entweder gar nicht oder nur zu unerschwinglichen Preisen erhältlich wa-

Bild 1. Der FUNKSCHAU-Mini-Teiler ist speziell als Erweiterungsvorsatz für den Mini-Zähler vorgesehen

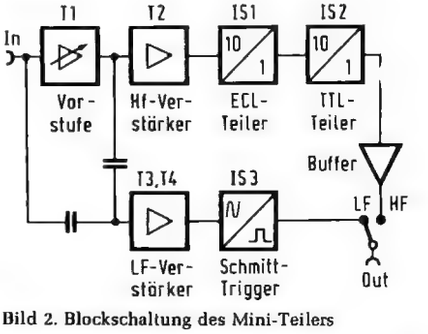


Bild 2. Blockschaltung des Mini-Teilers

ren. Das kommt daher, daß die obere Grenzfrequenz der herkömmlichen Logikfamilien nicht beliebig weit nach oben getrieben werden kann, obwohl gerade hierbei im Laufe der Jahre beträchtliche Fortschritte erzielt worden sind. Standard-TTL-Bausteine besitzen Gatter-Durchlaufzeiten von etwa 6 ns und lassen sich bis etwa 15 MHz einsetzen. Diese Grenze ergibt sich durch physikalische Wirkungsweise und Geometrie der internen Transistoren, die während ihres Schaltbetriebes immer in die Sättigung gelangen. Das bedeutet, daß im leitenden Zustand des Transistors sowohl die Emitter-Basis- als auch die Kollektor-Basis-Sperrschicht in Durchlaßrichtung gepolt sind, was zu einer Ansammlung von Ladungsträgern in der Basiszone führt.

Beim Ausschalten des Transistors muß diese Ladung erst über den Kollektor abfließen, ehe der Transistor vollständig sperrt. Die für den Abtransport der Ladung erforderliche Zeit („Speicherzeit") verursacht eine Ausschaltverzögerung, die prinzipieller Bestandteil aller gesättigten Logikfamilien ist.

Eine Verkürzung der Speicherzeit und die damit verbundene Erhöhung der Arbeitsgeschwindigkeit ist schon dadurch möglich, daß man die internen Transistoren nicht in die Sättigung bringt. Kennzeichen für einen gesättigten Silizium-Kleinsignal-Transistor sind eine Basis-Emitter-Spannung von ca. 0,7 V und eine Kollektor-Emitter-Spannung von ca. 0,1 V. Das heißt, daß der Transistor ausgangsseitig ein wesentlich niedrigeres Potential aufweist als es am Steuereingang, der Basis-Emitter-Strecke, anliegt. Verhindert man nun ein Absinken des Kollektorpotentials auf einen derart niedrigen Wert, kann der Transistor nicht mehr in die Sättigung gelangen und wird dadurch bedeutend „schneller".

Aufgrund des physikalischen Prinzips der Metall/Halbleiter-Sperrschicht besitzen Schottky-Dioden eine Durchlaßspannung von nur ca. 0,3 V. Wenn eine solche Diode über der Basis-Kollektor-Strecke eines Siliziumtransistors liegt, kann bei leitendem Transistor das Kollektorpotential nur noch um 0,3 V unter das Basispotential absinken; das ist genau der Betrag der Schottky-Dioden-Durchlaßspannung weniger als die Basis-Emitter-Spannung. Für die Kollektor-Emitter-Spannung ergibt sich demzufolge ein resultierender Betrag von ca. 0,4 V, was ein Kennzeichen dafür ist, daß sich der Transistor sicher außerhalb des gesättigten Zustandes befindet.

In dieser Weise sind die internen Transistoren der Schottky- und Low-Power-Schottky-TTL-Familien aufgebaut. Es werden damit Gatterlaufzeiten bis herab zu 3 ns und Arbeitsfrequenzen bis zu 80 MHz erreicht. Die theoretische Leistungsgrenze in dieser Technologie liegt bei etwa 110 MHz, resultierend aus den parasitären Kapazitäten, die während des Schaltens umgeladen werden müssen, und den dazu zur Verfügung stehenden Strömen.

Emittergekoppelte Logik

Eine weitere Erhöhung der Arbeitsgeschwindigkeit ist nur durch eine prinzipiell anders aufgebaute Logik erreichbar. Zur Erfüllung dieser Anforderungen ist die emittergekoppelte Logik (ECL = *emitter coupled logic*) entwikkelt worden, bei der die Gatterlaufzeiten in die Größenordnung von unter 1 ns kommen und Frequenzen bis 1 GHz und darüber verarbeitet werden können; das sind bereits Frequenzen aus dem UHF-Bereich mit Wellenlängen bis hinab zu einem Dezimeter.

Um eine Vorstellung dieser Größenordnungen zu bekommen: Die international übliche Einteilung der Frequenzbereiche sieht über dem UHF- nur noch den SHF- und EHF-Bereich (*super high* bzw. *extremly high frequencies*) vor; das sind die Zentimeter- bzw. Millimeterwellen mit Frequenzen bis 30 GHz bzw. 300 GHz. Zum Vergleich: Die Wellenlängen von infrarotem Licht beginnen bei 1 µm, der Bereich des sichtbaren Lichts umfaßt Wellenlängen von 0,7...0,4 µm. Und noch eine andere Überlegung ist in diesem Zusammenhang interessant: Die Fortpflanzungsgeschwindigkeit des elektrischen Stromes, die in den gängigen Frequenzbereichen des „technischen Wechselstroms" nie eine markante Rolle spielt, muß hier bereits in die entsprechenden Überlegungen mit eingezogen werden; um in einem elektrischen Leiter, also beispielsweise auf der Platine, eine Strecke von 10 cm zurückzulegen, braucht der Strom eine Zeit von etwa 0,3 ns – und diese Zeitspanne kann bei Gatterlaufzeiten mit weniger als 1 ns längst nicht mehr vernachlässigt werden!

Interner Aufbau

Die interne Struktur eines ECL-Gatters zeigt *Bild 3* am Beispiel eines ODER-Gatters mit drei Eingängen. Am Schaltungssymbol (im Bild links oben) fällt auf, daß es nicht nur einen Ausgang, sondern auch noch einen zweiten, inversen Gatter-Ausgang gibt. Das liegt am Aufbau der ECL-Bausteine, durch den ohne zusätzlichen Inverter ausgangsseitig sowohl Implement als auch Komplement abgenommen werden können. Das „Herz" eines jeden Gatters bildet ein Differenzverstärker, von dem ein Eingang auf einer festen, temperaturkompensierten Vorspannung V_{BB} liegt. Betreibt man den hier eingesetzten Zehnerteiler an einer Versorgungsspannung von +5,0 V, stellt sich für V_{BB} ein typischer Wert von 3,77 V ein.

Den anderen Teil des Differenzverstärkers bilden parallel liegende Transistoren, denen die Logiksignale zur Ansteuerung des Gatters zugeführt werden. Durch die Basis-Ableitwiderstände gegen Masse sperren die in Bild 3 gezeichneten Eingangstransistoren, wenn kein Eingangssignal anliegt oder LOW-Pegel angeboten wird. Der rechte Transistor im Differenzverstärker leitet demzufolge, und an seinem Kollektor-Arbeitswiderstand tritt ein Spannungsabfall auf, der als LOW-Pegel am Ausgang erscheint.

Die Signalauskopplung erfolgt über Emitterfolger, deren Arbeitswiderstände bei der schnellsten ECL-Familie extern angeschlossen werden. Dadurch erreicht man die optimale Anpassung an den jeweiligen Anwendungsfall. Gleichzeitig wird deutlich, daß man am Differenzverstärker selbst das komplementäre Ausgangssignal abnehmen kann, wenn man einen weiteren Emitterfolger am anderen Zweig anschließt. Steuert man nun einen der drei Ein-

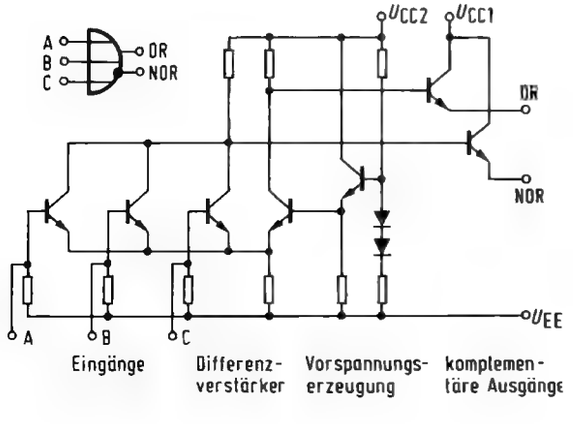


Bild 3. Innenschaltung eines ECL-OR/NOR-Gatters

gangstransistoren derart an, daß man sein Basispotential über den Wert der Vorspannung V_{BB} anhebt, leitet dieser Transistor, und die Pegelverhältnisse am Ausgang kehren sich um.

Zwei wesentliche Eigenschaften kennzeichnen diesen Betrieb: Erstens sind zur Ansteuerung bereits geringe Pegelunterschiede ausreichend; entsprechend der geschilderten Funktion liegen diese in der ECL-Technik bei etwa 0,8 V zwischen LOW- und HIGH-Pegel. Und zweitens kommt vom Prinzip her keiner der Transistoren je in die Sättigung; und gerade dieses Verhalten war die entscheidende Grundvoraussetzung für die Realisierung einer schnellen Logik.

Im *Bild 4* ist das Übertragungsverhalten eines ECL-Gatters dargestellt. Dabei wurde eine Versorgungsspannung von +5,00 V angenommen, und die eingetragenen Spannungswerte sind diejenigen, die für den hier verwendeten Zehnerteiler gültig sind [9].

Aus der Grafik geht beispielsweise hervor, daß bei Eingangspegeln zwischen 3,07...3,50 V (LOW-Zustand) der Ausgang garantiert im Bereich zwischen 3,11...3,41 V liegt; der maximal zulässige Wert für L-Pegel ist mit 3,43 V eingetragen. Eingangspegel zwischen 3,79...4,11 V werden als H-Pegel interpretiert, was ausgangsseitig zu Spannungswerten im Bereich von 4,00 bis 4,19 V führt.

Wahl der Versorgungsspannung

Die Dimensionierung der internen Kompenenten von ECL-Bausteinen erfolgt derart, daß die optimale Arbeitsgeschwindigkeit bei einer Versorgungsspannung von –5,20 V erreicht wird. Das bedeutet, daß die Anschlüsse V_{CC1} und V_{CC2} (Bild 3) auf Nullpotential, und der Anschluß V_{EE} auf –5,20 V liegen müßten. Diese Maßnahme erscheint auf den ersten Blick unverständlich, wenn man an den gewohnten Betrieb der vertrauten TTL-Bausteine denkt. Doch hier sind die Verhältnisse durch die interne Struktur wesentlich anders: Unterstellt man beispielsweise Störspitzen auf der Versorgungsspannung, dann erscheinen diese bei negativer Versorgung für den internen Differenzverstärker als Gleichtaktsignal und werden unterdrückt. Im anderen Fall, wenn V_{EE} auf Masse liegt, arbeitet die Schaltung selbstverständlich auch noch, aber ohne die eben geschilderte Wirkung der Gleichtaktunterdrückung.

Bei Betrieb an negativer Versorgungsspannung wäre außerdem diese zusätzliche Spannungserzeugung notwendig geworden, so daß trotz der erwähnten Einschränkungen die Standard-5-V-Versorgung ein Optimum für den gegebenen Anwendungsfall darstellt.

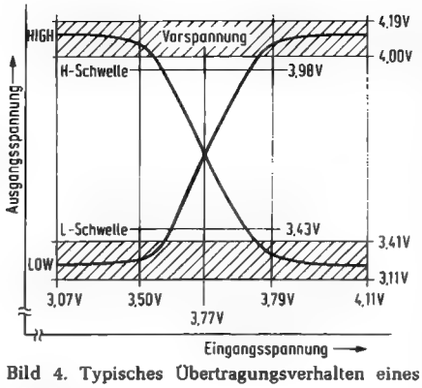


Bild 4. Typisches Übertragungsverhalten eines ECL-Gatters

Detailschaltung

Bild 5 zeigt die gesamte Schaltung des FUNKSCHAU-Mini-Teilers. Den Lf-Verstärker bildet T 3, dessen Gleichspannungsgegenkopplung im Emitterzweig kapazitiv überbrückt ist. Niedrige Eingangsfrequenzen bis zum eingangs erwähnten Wert von ca. 800 kHz gelangen über die beiden 100-µF-Koppelelkos direkt an den Transistor. Höhere Frequenzen bis 5 MHz werden erst vom Vorstufentransistor T 1 verstärkt und dann der Basis von T 3 zugeführt. Hierbei fällt auf, daß an der Basis von T 3 sowohl das Eingangssignal selbst als auch das von T 1 verstärkte und phasengedrehte Signal zusammengeführt werden. Diese ungewöhnliche Maßnahme ist deshalb möglich, weil Elektrolytkondensatoren bei höheren Frequenzen nicht mehr als Kondensator wirken, sondern durch die parasitären Induktivitäten und den hohen Verlustwinkel für Hochfrequenz nahezu undurchlässig sind. Das ist auch der Grund dafür, daß der Emitterwiderstand von T 3 nicht nur mit einem Elko überbrückt wurde, sondern daß für den Kurzschluß hochfrequenter Anteile ein weiterer Kondensator mit guten Hf-Eigenschaften parallel liegt.

T 3 steuert den schnellen Schalttransistor T 4 an, dessen Basiswiderstand zur Verbesserung des Frequenzganges wiederum zweifach kapazitiv überbrückt ist. Das Kollektorsignal von T 4 gelangt an ein Gatter mit Schmitt-Trigger Eigenschaften (IS 3), und an dessen Ausgang steht die Frequenzinformation im TTL-Pegel zur Verfügung.

Die beiden Hf-Transistoren im Hochfrequenz-Zweig arbeiten auf Ferrit-Breitband-Drosseln, die ein sehr lineares Verhalten über einen weiten Frequenzbereich aufweisen. Alle Stufen sind kapazitiv gekoppelt, und auch die Ankopplung an den ECL-Teiler MC 12013 erfolgt über einen keramischen Koppelkondensator mit Einspeisung an Stift 15 von IS 1. Am Anschlußstift 14 dieser IS steht die intern erzeugte Vorspannung V_{BB} zur Verfügung, die von den beiden Kondensatoren gegen Masse von möglichen Hf-Anteilen befreit wird und über den 1 kΩ-Vorwiderstand an den internen Differenzverstärker in IS 1 gelangt. Die fünf Eingänge E 1...E 5 an diesem Teiler dienen zur Wahl der Betriebsart; beim Betrieb als Zehnerteiler müssen sie auf hohem Potential liegen.

An den Stiften 2 und 3 stehen das Implement und Komplement des Ausgangssignals zur Verfügung; schließt

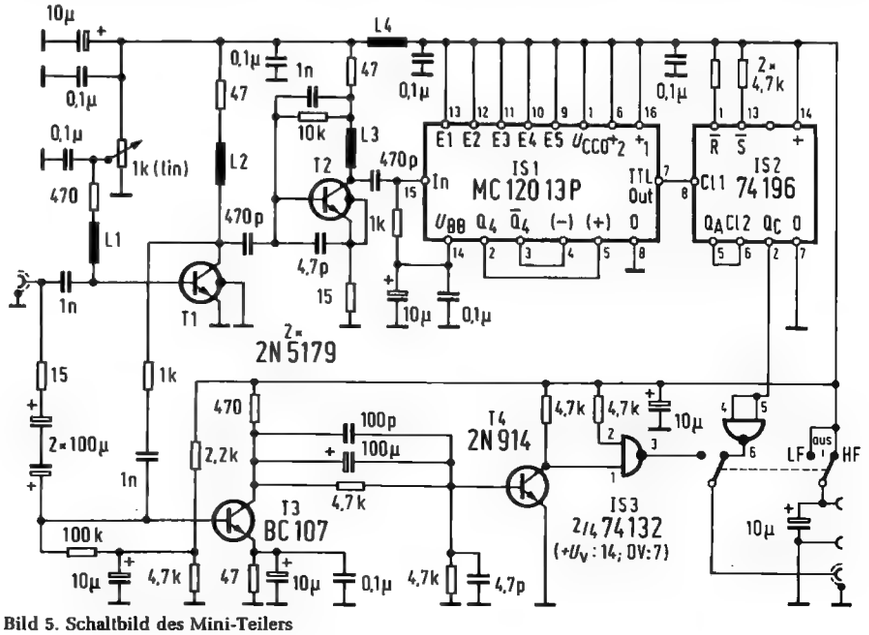
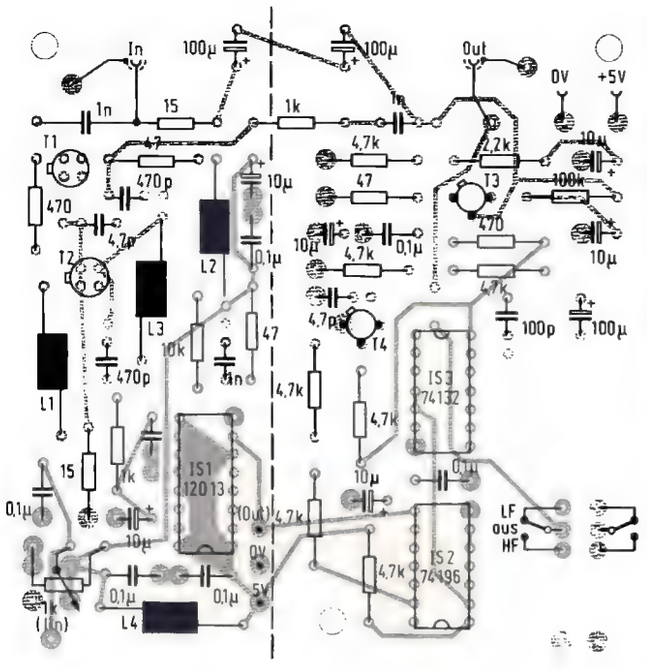


Bild 5. Schaltbild des Mini-Teilers



◄ Bild 6. Bestückungsplan

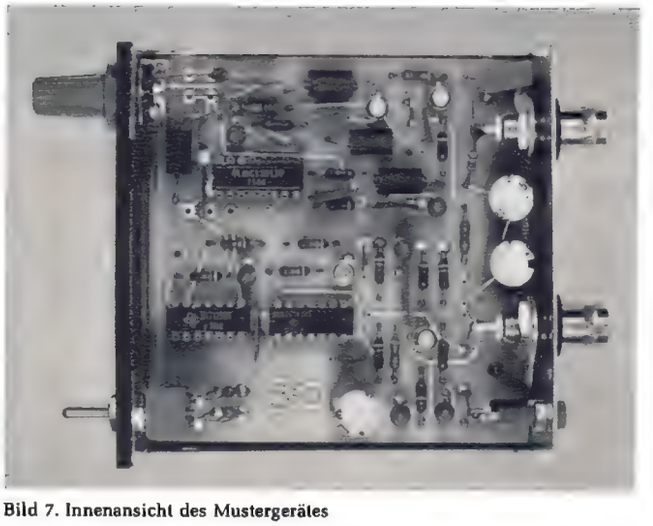


Bild 7. Innenansicht des Mustergerätes

man diese Signale an den internen Pegelumsetzer an (Stifte 4 und 5), erscheint am Anschluß 7 die durch 10 geteilte Eingangsfrequenz im TTL-Pegel. Im nachfolgenden Zehnerteiler IS 2 erfolgt eine weitere Untersetzung der Eingangsfrequenz; hierzu dient eine IS 74196, da deren Eingangsstufe Frequenzen bis maximal 50 MHz verarbeitet. Die Eigenschaft, diesen Zähler auch voreinstellen zu können, wird hier nicht ausgenutzt.

Die im Ausgang liegende Bufferstufe dient nur zum Schutz von IS 2; bei Zerstörung der Ausgangsstufe braucht man nur die billige IS 3 zu ersetzen, während der Ersatz von IS 2 nicht nur wesentlich teurer wäre, sondern unter Umständen auch noch auf Lieferschwierigkeiten stoßen könnte.

An diversen Stellen der Schaltung sind Blockkondensatoren oder Längsdrosseln (L 1, L 4) eingesetzt worden, um für eine Entkopplung der Versorgungsspannung zu sorgen; diese „Hf-Klatschen" sind jedem Amateur bestens bekannt und bedürfen keiner weiteren Erwähnung. Entscheidend für die Kondensatoren ist jedoch deren Bauform (keramische Scheiben), damit sie bei den auftretenden hohen Frequenzen auch wirklich noch als Kondensator arbeiten können und für Hochfrequenz einen Kurzschluß bilden.

Schaltungsnachbau

Wer mit Nachbauschaltungen auf dem Hf-Gebiet noch keine Erfahrungen hat, sollte unbedingt auf folgende Ratschläge beim Löten achten: Mit heißem Kolben (ca. 25 W) und *zunderfester, sauberer Dauerlötspitze* sind Lötauge und zu verlötender Draht durch intensiven Andruck kurz zu erwärmen, ehe das Lötzinn zugeführt wird; das Zinn muß im durchkontaktierten Auge satt zerfließen und auf Platinenober- und -unterseite leicht als Kegel überstehen. Nur hochglänzende Oberflächen von Lötstellen kennzeichnen eine einwandfreie Verbindung, die die unerläßliche Voraussetzung für das spätere Funktionieren der Schaltung ist. Es gibt bei diesem Gerät auch nicht die leisesten Schwierigkeiten mit der Verdrahtung und dem Aufbau; um so sorgfältiger sollte man sich deshalb dem Arbeitsgang des Lötens widmen!

Bild 6 zeigt den Bestückungsplan der Platine, bei der die Bauteile auf der Seite liegen, die auch die Platinennummer 610 trägt. Die Platine ist so gestaltet, daß man sie ohne weiteres an der gestrichelten Linie auftrennen kann; man erhält dann auf dem knapp 9 cm x 4 cm großen Teilstück den kompletten Hf-Verstärker mit schnellem ECL-Teiler, und mit dieser Baugruppe lassen sich beispielsweise vorhandene Zähler problemlos nachrüsten. Für diese Anwendungen oder bei Einsatz in einem festen Frequenzband kann anstelle des externen Potentiometers auch eines auf der Platine eingelötet werden; die entsprechenden Bohrungen für Rastermaße von 5 x 5 bzw. 5 x 10 sind dazu vorgesehen.

Bis auf T 2, das externe Potentiometer und den Widerstand mit Kondensator von der Eingangsbuchse *liegen alle Bauteile des Hf-Teils satt auf der Leiterplatte auf*. Im Lf-Teil der Schaltung (rechts der gestrichelten Linie) ist diese Maßnahme nicht erforderlich, was natürlich nicht als Freibrief für „wilden Verhau" zu verstehen ist.

Insbesondere bei IS 1 ist ein einwandfreier Kontakt der Anschlüsse mit den Lötaugen erforderlich; deshalb ist hier das direkte Einlöten in die Platine empfehlenswert, wenn nicht sehr

Bausatzangebot

Für alle Geräte der FUNKSCHAU-Mini-Serie sind inzwischen im einschlägigen Fachhandel Komplettbausätze erhältlich. Wegen der teilweise recht lebhaften Nachfrage lassen sich hin und wieder leider auch gewisse Lieferverzögerungen nicht vermeiden. Dafür erhält der Kunde aber auch nur ausgesuchte Qualitätsbauteile erster Wahl, die auch dann nicht durch schnell verfügbare, mindere Qualität ersetzt werden, wenn es zu Verzögerungen seitens der Zulieferfirmen kommt. Darüber hinaus hat sich die Firma Balü Elektronik in Hamburg aufgrund verschiedener Anfragen bereit erklärt, sämtliche Bauteile zu den Mini-Bausätzen auch einzeln abzugeben; das heißt also auch, daß alle Platinen separat lieferbar sind. Natürlich muß hierbei der Einzelstückpreis berechnet werden, und in der Summe bleibt der Erwerb des vollständigen Bausatzes in jedem Fall günstiger.

hochwertige Fassungen verwendet werden. Diese arbeiten im Musteraufbau des Verfassers einwandfrei, kosten allerdings in Einzelstücken 4 DM pro Stück. Bei der Beschaffung ist der Autor gern behilflich.

Als Schalter kann wahlweise auch die C & K-Ausführung 7203 mit abgewinkelten Lötanschlüssen verwendet werden, wenn man das direkte Einlöten in die Platine wünscht. Ansonsten dürfte es keinerlei Schwierigkeiten beim Nachbau geben, zumal im Fachhandel ein kompletter Bausatz angeboten wird.

In Verbindung mit dem gleichzeitig angebotenen Gehäuse-Bausatz erfolgt an keiner Stelle der Schaltung eine Verbindung zwischen Bezugspotential und Gehäuse; im Betrieb ist eine solche Erdung jedoch empfehlenswert, und dabei soll der Anschluß an den Masse-Sternpunkt des gesamten Aufbaus erfolgen.

Literatur

[1] *Gößler, R.*: Miniaturzähler für Frequenz und Periodendauer. FUNKSCHAU 1976, H. 7, S. 271...276.

[2] *Gößler, R.*: Universelle 24-Stunden-Digital- und Stoppuhr. FUNKSCHAU 1976, H. 12/13, S. 543...549.

[3] *Gößler, R.*: Vielseitiger Funktionsgenerator mit Zusatz für FM und C-Messung. FUNKSCHAU 1976, H. 17, S. 729...734.

[4] *Gößler, R.*: Miniatur-Netzteil für vier Ausgangsspannungen. FUNKSCHAU 1976, H. 21, S. 917...921.

[5] *Gößler, R.*: Vollautomatisches Digital-Multimeter im Taschenformat. FUNKSCHAU 1976, H. 24, S. 1081...1085 und H. 25, S. 1126...1128.

[6] MECL. General Information. Durckschrift der Firma Motorola Semiconductor Products Division. Motorola 1973.

[7] MECL System Design Handbook. Motorola Inc. 1971.

[8] An MSI 500 MHz Frequency Counter using MECL and MTTL. Application Note AN-581 der Firma Motorola.

[9] Two-Modulus Prescaler MC 12013/MC 12513. Datenblatt der Firma Motorola, 1975.

[10] HF-Universaltransistor für UHF-Anwendungen: 2N5179. Datenblatt Nr. 288 der Firma RCA.

[11] *Knöttner, R.*: FZ 1000 – 1-GHz-Frequenzzähler mit automatischer Bereichsumschaltung. Technische Informationen der Firma Grundig, Ausgabe 1/2 1976.

[12] *Sorden, J.*: The HP 5345A: a counter for the 1980s. Electronics 1974, 7. Februar, S. 114...118.

[13] Bestimmungen für den Funkdienst. Funktechnisches Arbeitsblatt Ma 0,1, Ausgabe 8/1961. FRANZIS-Verlag, München.

Erweiterungen für den FUNKSCHAU-Mini-Zähler und die Stoppuhr

Mit einem minimalen Aufwand an zusätzlichen Bauelementen läßt sich der FUNKSCHAU-Mini-Zähler [1] dahingehend erweitern, daß er auch zum Zählen von Ereignissen verwendet werden kann und daß in der Anzeige ein Dezimalpunkt bzw. eine Null in der 1-Hz-Stelle erscheint.

Dezimalpunkteinblendung

Bei großen Meßwerten wird in Stellung „Periodendauermessung" die Ablesung beträchtlich erleichtert, wenn beispielsweise rechts vom 1-ms-Digit ein Punkt erscheint. Dieser Punkt markiert dann die Wertigkeit für 1 ms, so daß eine Anzeige von 101.276 als 101,276 ms zu interpretieren ist, und ein Meßwert von 0.520 für 0,52 ms bzw. 520 µs steht.

Eine Schaltungserweiterung hierfür muß so aussehen, daß die gemeinsame Anode für den Dezimalpunkt der Anzeige (Anschlußpunkt 4) immer dann aktiviert wird, wenn im Verlauf des Multiplexens das 1-ms-Digit eingeschaltet ist. Das Einschalten eines Digits erfolgt dadurch, daß dessen gemeinsame Katode von einem Treibertransistor im Zähler-Baustein gegen Masse geschaltet wird. Schaltet man nun über einen zusätzlichen pnp-Transistor gemeinsam mit der Katode 5 (= 1-ms-Stelle) den Dezimalpunkt ein, erscheint in dieser Stelle der Anzeige der Punkt und erleichtert damit die Ablesbarkeit des Meßwertes (*Bild 1*). Außer dem Transistor sind dazu lediglich drei weitere Widerstände erforderlich, deren angegebenen Werte nur als Anhalt dienen. Die Punkteinblendung erscheint nur bei der Periodendauermessung, weil nur dann an der Brücke 7 zwischen den beiden Zählerplatinen Pluspotential anliegt und damit der Dezimalpunkt angesteuert werden kann.

Nulleinblendung

Bei der Frequenzmessung stört die unhandliche Auflösung der letzten Stelle, weil sie nur 10 Hz beträgt, und der Meßwert im Geiste immer erst mit 10 zu multiplizieren ist. Durch einen einfachen Schaltungskniff gelingt die Einblendung einer „blinden" Null an der bisher nicht beschalteten 1-Hz-Stelle der Anzeige. Wenn vom Anschlußpunkt 17 der Anzeige an die Brücke 7 zwischen den Platinen eine Diode eingelötet wird, ist diese Stelle immer dann aktiviert, wenn die Katode der Diode auf Massepotential liegt; aus dem Schaltbild für den FUNKSCHAU-Mini-Zähler geht hervor, daß in Stellung „Frequenzmessung" an der Brücke 7 immer Nullpotential anliegt.

In dieser 1-Hz-Stelle leuchten dann immer die Segmente auf, die irgendwann im Verlauf eines Multiplex-Zyklus angesteuert werden; im allgemeinen Fall wird also in der Einerstelle eine „8" erscheinen. Wenn man den mittleren Querstrich ausbrennt, erhält man statt der „8" die gewünschte Null in der Anzeige.

Der Ausbrennvorgang erfordert ein wenig Sorgfalt, um wirklich nur gezielt dieses eine Segment zu zerstören und sonst keinen weiteren Schaden anzurichten. Wer sich allerdings an den angegebenen Weg hält, braucht sich diesbezüglich keine Sorgen zu machen:

Man schließt direkt am Punkt 17 der Anzeige den Minuspol einer Spannungsquelle an und legt deren Pluspol an den Punkt 12; aus dem Zähler selbst ist während dieses Vorgangs jede Stromversorgung zu entfernen. Die extern angeschlossene Spannungsquelle kann beispielsweise ein einstellbares Netzgerät sein, das eine Ausgangsspannung von 3...5 V liefert; dabei wird ein Strom von ca. 750...1000 mA benötigt, so daß die Verwendung einer Batterie hierfür nicht in Frage kommt. Das angesteuerte Segment wird bei dieser Behandlung erst energisch hell strahlen, dann leuchtend gelb glühen und im selben Augenblick auch schon verdampfen – und dann ist der rechte Zeitpunkt gekommen, die externe Spannungsquelle schnellstens abzuklemmen, um weiteres Unheil zu verhindern.

In diesem Zusammenhang ist es übrigens interessant festzustellen, daß ein so zartes LED-Segment erst mit brutaler Gewalt (fast 1 A Durchlaßstrom!!) zu

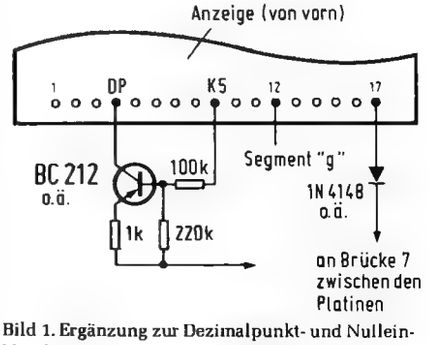
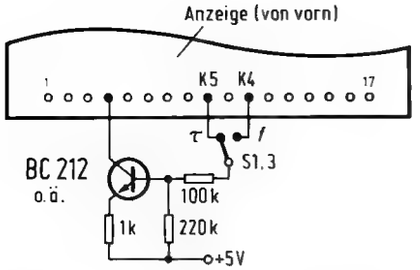


Bild 1. Ergänzung zur Dezimalpunkt- und Nulleinblendung



zerstören ist, obwohl seine Grenzbelastbarkeit im Datenblatt mit 3 mA (!) Dauerstrom bzw. 50 mA Spitzenstrom im gepulsten Betrieb angegeben ist. Anders dagegen verhält es sich bei versehentlichen Überlastungen, weil dann mit Sicherheit bereits nach Sekundenbruchteilen irreparable Schäden angerichtet sind...

Zusammenfassend ist festzustellen, daß mit der in Bild 1 gezeichneten zusätzlichen Beschaltung ein Dezimalpunkt bei Periodendauermessung und eine Null bei Frequenzmessung in der Anzeige erscheinen. Der Vollständigkeit halber sei noch darauf hingewisen, daß die Nulleinblendung weder die Auflösung noch die Genauigkeit der Schaltung erhöht, sondern nur zur leichteren Ablesbarkeit der Anzeige dient.

Wer anstelle der Nulleinblendung (oder auch gleichzeitig dazu) bei der Frequenzmessung auch einen Dezimalpunkt einblenden möchte, kann eine Schaltungsergänzung nach *Bild 2* vornehmen. Hierbei wird der Punkt in Abhängigkeit von der Betriebsart umgeschaltet und erscheint bei Periodendauermessung neben der 1-ms-Stelle und bei Frequenzmessung neben der 1-kHz-Stelle. Dazu ist eine dritte Ebene am Hauptschalter S 1 erforderlich; als Ersatz für den im Bausatz gelieferten C & K-Schalter 7203 kommt hierfür der Typ 7303 in Frage.

◀ Bild 2. Ergänzung zur Einblendung eines umschaltbaren Dezimalpunktes

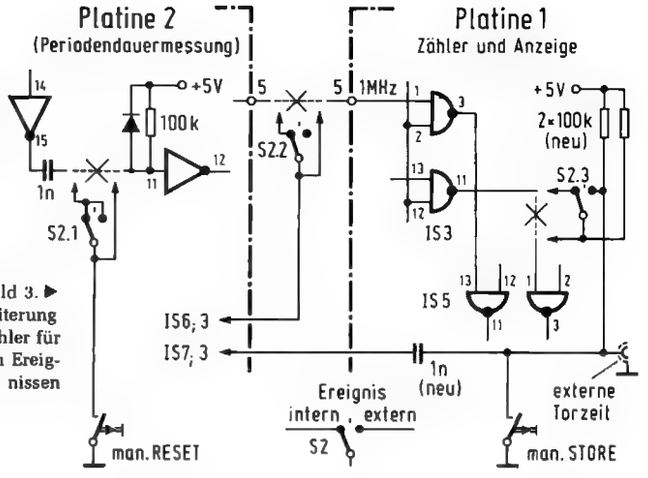


Bild 3. ▶ Schaltungserweiterung für den Mini-Zähler für die Zählung von Ereignissen

Vielfach ist der Wunsch aufgetreten, den Mini-Zähler auch als Ereigniszähler einzusetzen. Das ist problemlos möglich, wenn bei der Periodendauermessung eine beliebig lange Torzeit erzeugt wird, während der Eingangsimpulse gezählt werden. Da hierbei Speicher-Übernahme- und Rücksetz-Impuls (STORE bzw. RESET) manuell erzeugt werden, arbeitet das Gerät als akkumulierender Zähler für Ereignisse, ähnlich wie es die Stoppuhr im Add-Betrieb mit Zeitintervallen tut.

Dazu ist eine Modifikation gemäß *Bild 3* durchzuführen: An den drei mit „X" bezeichneten Stellen sind die Leiterbahnen (bzw. die Drahtbrücke 5 zwischen den Platinen) aufzutrennen, und ein zweipoliger Umschalter mit Mittelstellung ist in die entsprechenden Strompfade zu legen. Außerdem müssen – wie gezeichnet – zwei Widerstände von ca. 100 kΩ gegen Plus gelötet werden, und ein 1-nF-Kondensator führt an Stift 3 von IS 7. Ferner kann über die zusätzlich eingebaute Buchse eine externe Torzeit eingespeist werden, falls man dies wünscht. Natürlich läßt sich diese Torzeit auch von der internen 100-ms-Zeitbasis der IS 7207 ableiten, beispielsweise durch Herunterteilen in Zehnerteilern zur Erzielung einer Torzeit von 1 s. Zwar wird mittlerweile als Ersatz für den Baustein 7207 eine IS angeboten, die eine 1-s-Torzeit erzeugt, doch wäre hierfür ein neuer Quarz erforderlich; deshalb erscheint diese Lösung weniger sinnvoll.

Die beiden Taster „RESET" und „STORE" löschen den internen Zählerstand bzw. übernehmen ihn in die Anzeige, was beim akkumulierenden Zählbetrieb erforderlich ist.

Die beschriebenen Funktionserweiterungen können über den Schalter S 2 nur dann gewählt werden, wenn der Hauptschalter S 1 in Stellung „Periodendauermessung" steht.

Um einem ebenfalls vielfach geäußerten Wunsch nachzukommen, ist eine Anzeigeplatine mit den größten zur Zeit erhältlichen LED-Siebensegmentanzeigen entwickelt worden (siehe Titelbild). Sie ist zum Anschluß an die FUNKSCHAU-Mini-Stoppuhr vorgesehen [2] und erhält die Multiplex-Ansteuerung direkt von dort. Allerdings ist hierfür eine zusätzliche 5-V-Stromversorgung notwendig, um den Strombedarf von etwa 750 mA zu decken. Die Gesamtschaltung für eine achtstellige Anzeige geht aus *Bild 4*

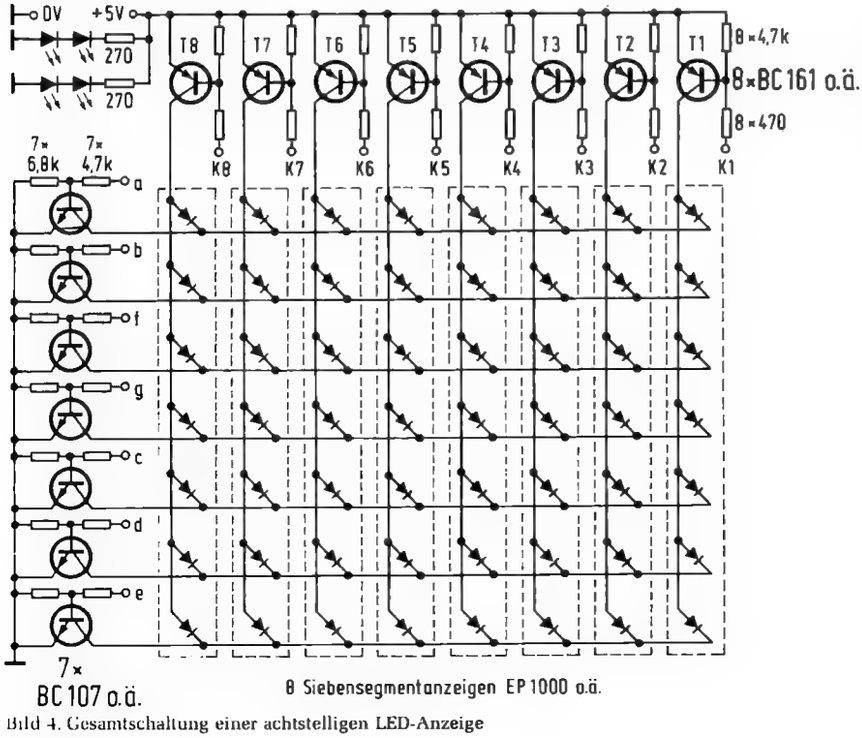


Bild 4. Gesamtschaltung einer achtstelligen LED-Anzeige

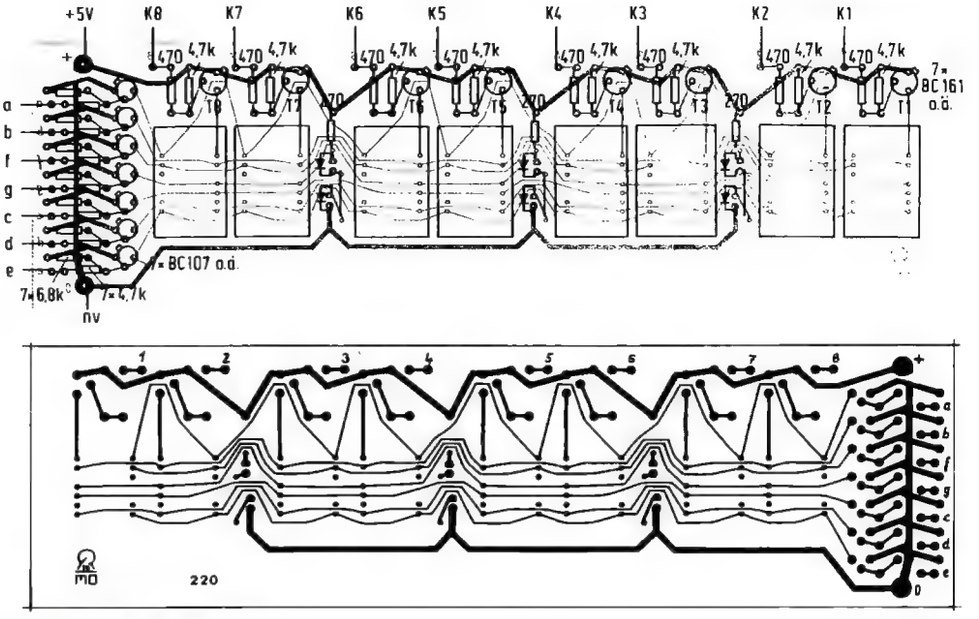


Bild 5. Bestückungsplan für das Jumbo-Display (Platine) Maßstab 1:2

Bild 6. Aufbau der Großanzeige ohne Filterscheibe

hervor, und den Bestückungsplan der zugehörigen Platine Nr. 220 zeigt *Bild 5*.

Die Anschlußpunkte K 1...K 8 und a...g korrespondieren mit denen der Stoppuhr-Platine für den Anschluß der externen Anzeige. Zur Verbindung eignet sich vorteilhaft mehradriges Flachbandkabel, und es ist darauf zu achten, daß außer den Signalleitungen K 1...K 8 auch noch das Massepotential an die Stoppuhr geführt wird. Auf *Bild 6* ist der Aufbau des Jumbo-Displays ohne Filterscheibe erkennbar.

Wegen der vielfältigen Gestaltungsmöglichkeiten ist für diese Anzeige kein Bausatz vorgesehen; es ist aber selbstverständlich die Lieferbarkeit der angegebenen Teile sichergestellt (siehe Anzeigenteil in diesem Heft), so daß sich ein jeder entsprechend seinen individuellen Wünschen diese Anzeige auf- und ausbauen kann.

Dipl.-Ing. Reinhard Gößler

Literatur

Gößler R.: Miniaturzähler für Frequenz und Periodendauer. FUNKSCHAU 1976, H. 7, S. 271...276.

Gößler, R.: Universelle 24-Stunden-Digital- und Stoppuhr. FUNKSCHAU 1976, H. 12/13, S. 543...549.

Helmut Schmidt

Elektronischer Treppenhausautomat

Der im folgenden beschriebene elektronische Treppenhausautomat hat gegenüber den bisher verwendeten mechanischen Ausführungen den Vorteil, daß er kontaktlos arbeitet und daher frei von mechanischem Verschleiß und störenden Schaltgeräuschen ist.

Die Einschaltzeit der Treppenhausbeleuchtung kann stufenlos von 1 min bis 5 min eingestellt werden. Beim Mustergerät darf die Leistungsaufnahme der angeschlossenen Glühlampen zusammen 220 W nicht überschreiten. Leuchtstofflampen sollten nicht angeschlossen werden, da bei diesen Lampen auftretende Strom- und Spannungsspitzen die Thyristoren zerstören können. Bei Bedarf kann der Treppenhausautomat auf einfache Weise auf Dauerlicht geschaltet werden, was für bestimmte Fälle, z.B. bei Reinigungs- oder Transportarbeiten von Vorteil ist.

Schaltungsbeschreibung

In *Bild 1* ist die Schaltung des Treppenhausautomaten dargestellt: Ein monostabiler Multivibrator, bestückt mit den Transistoren T 1 und T 2, steuert zwei antiparallel geschaltete Thyristoren Th 1 und Th 2. Zeitbestimmende Glieder sind der Widerstand R 1, das Poti P 1 und der Kondensator C 1.

Im Ruhezustand lädt sich C 1 relativ schnell über den Widerstand R 4 und die Basis-Emitter Strecke des Transistors T 1 auf. Der Transistor T 1 leitet, während T 2 sperrt. Da bei gesperrtem T 2 durch den Widerstand R 5 kein Strom fließt und somit auch keine Spannung an ihm abfällt, kann der Thyristor Th 1 nicht zünden.

Beim Drücken eines der an Punkt 2 angeschlossenen Tasters wird die Basis des Transistors T 1 über die Germaniumdiode D 1 kurzzeitig auf Emitterpotential gelegt, wodurch dieser Transistor sperrt und den monostabilen

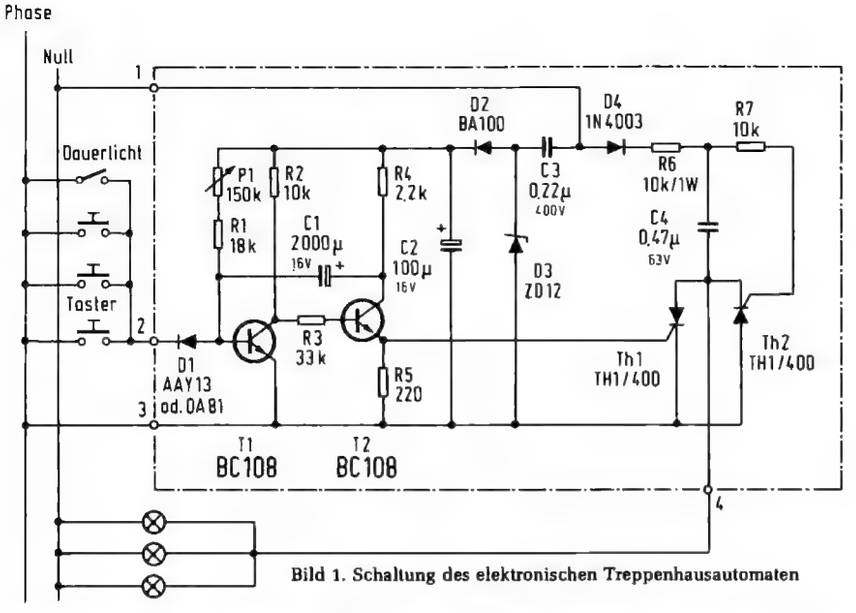


Bild 1. Schaltung des elektronischen Treppenhausautomaten

Multivibrator vom Ruhezustand in den Betriebszustand umkippen läßt. Jetzt entlädt sich der vorher aufgeladene Kondensator C 1 langsam über P 1 und R 1, sowie über R 5 und die Emitter-Kollektor-Strecke des jetzt leitenden Transistors T 2. Durch den Stromfluß durch T 2 entsteht ein Spannungsabfall am Widerstand R 5, der ausreicht, um den Thyristor Th 1 zu zünden.

Der gezündete Thyristor Th 1 leitet in dem Moment, wo die Phase die negative und der Null-Leiter die positive Halbwelle führt. Zum gleichen Zeitpunkt leitet auch die Diode D 4 und der Kondensator C 4 wird über den Vorwiderstand R 6 positiv aufgeladen. Da die Kapazität dieses Kondensators so bemessen ist, daß die Ladung über die Dauer einer Halbwelle hinaus erhalten bleibt, kann der Thyristor Th 2 mit Beginn der nachfolgenden um 180° gedrehten Halbwelle zünden und wird leitend. Auf diese Weise wird die Phase abwechselnd von Th 1 und Th 2 zum Verbraucher durchgeschaltet.

Dieser Vorgang wiederholt sich so lange, bis der zeitbestimmende Kondensator C 1 entladen ist und der monostabile Multivibrator in den Ruhezustand zurückkippt. Jetzt bleibt Th 1 wieder gesperrt und der Kondensator C 4 kann sich nicht aufladen. Somit kann auch Th 2 nicht mehr zünden.

Die Spannungsversorgung der Transistoren erfolgt durch Spannungsteilung aus dem 220-V-Netz über den Kondensator C 3 und die Z-Diode D 3.

Der Kondensator C 3 wirkt mit seinem kapazitiven Scheinwiderstand als Vorwiderstand für die 50-Hz-Wechselspannung. Die Z-Diode D 3 dient zur Gleichrichtung der Wechselspannung und begrenzt die verbleibenden positiven Halbwellen auf 12 V. Die Diode D 2 wird zur Entkopplung vom Siebkondensator C 2 benötigt. Wäre C 2 direkt parallel zur Z-Diode angeschlossen, dann würde er wegen seines relativ kleinen Scheinwiderstandes die Spannungsteilung aus dem 220-V-Netz derart verfälschen, daß die Spannung an D 3 zusammenbrechen würde.

Aufbau- und Einstellhinweise

Der Aufbau des elektronischen Treppenhausautomaten kann bei Verwendung möglichst kleiner Bauteile so erfolgen, daß die gesamte Schaltung in einer normalen Unterputzschalterdose Platz findet (*Bild 2*). Die Schaltung läßt sich ohne Änderung der vorhandenen Elektroinstallation direkt anstelle eines normalen Stromstoßrelais einsetzen. Beim Einbau ist darauf zu achten, daß alle Bauteile berührungssicher untergebracht sind, da an ihnen unmittelbar die Netzspannung anliegt.

Parallel zu den Tastern kann ein 1poliger Schalter installiert werden, mit dem man im Bedarfsfall auf Dauerlicht schaltet. Die Treppenhausbeleuchtung bleibt dann solange eingeschaltet, wie dieser Schalter geschlossen ist und kann nur von Hand durch Öffnen des Schalters wieder ausgeschaltet werden.

Die Einstellung der Schaltzeit ist durch das Poti P 1 im Bereich von 1...5 min möglich und kann mit Hilfe einer Stoppuhr erfolgen.

Die *Tabelle* nennt die im Mustergerät verwendeten Spezialteile.

Tabelle der im Mustergerät verwendeten Spezialteile und deren Äquivalenztypen

Teil	Benennung	Typ	Hersteller H/Vertriebsfirma V
Th 1/Th 2	Thyristor	Th 1/400	V: Queck, Nürnberg, Augustenstr. 6
Äquivalenztypen		RTD 0440	H: Transitron
		T 0,8 N4A00	H: ITT
		CS 0,6-04go2	H: BBC
		2 N 1599	H: Motorola

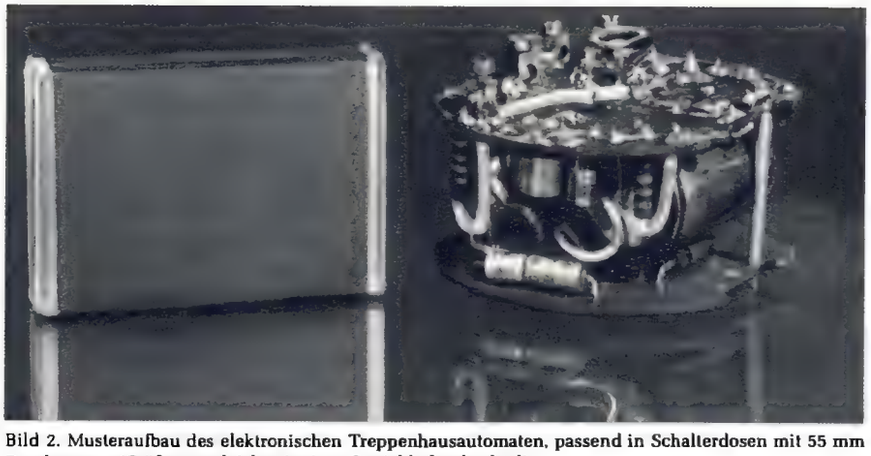


Bild 2. Musteraufbau des elektronischen Treppenhausautomaten, passend in Schalterdosen mit 55 mm Durchmesser (Größenvergleich mit einer Streichholzschachtel)

Berichtigung

Uhrzeit und Normalfrequenzempfänger für DCF 77 mit Gangreserve von Reinhard Weiß.

Heft 22, 23, 24, 25, 26/1976.

Zu diesem Beitrag liegen uns umfangreiche Verbesserungen vor, die wir Interessenten gegen Voreinsendung von 0.50 DM in Briefmarken gerne zusenden.

In der Funkschau Nr. 7/1976 wurde der Selbstbau des interessanten Mini-Zählers beschrieben, der bei niedrigen Frequenzen nicht auf alle Wellenformen gleich gut anspricht. Zur Abhilfe wurde ein Schmitt-Trigger-Vorsatz entwickelt, der es erlaubt, Frequenz und Periodendauer auch von sinus-, dreieck- und sägezahnförmigen Spannungen zu messen.

Hansjörn Brüchmann

Schmitt-Trigger-Vorsatz zum Mini-Zähler

Da der Schmitt-Trigger gleichspannungsgekoppelt ist und Frequenzen bis etwa 6 MHz verarbeiten kann, ist es möglich, ihn dem Mini-Zähler ständig vorgeschaltet zu lassen. Oberhalb von etwa 2 MHz sind jedoch keine Rechteckimpulse mehr zu erwarten. Schaltung und Werte der Bauelemente können dem *Bild* entnommen werden und sollen im folgenden beschrieben werden.

Die zu messende Spannung gelangt von der Eingangsbuchse über eine Schutzschaltung an die Basis des Transistors T1, der die Aufgabe besitzt, das Eingangssignal zu verstärken und über die Diode D4 an den eigentlichen Schmitt-Trigger mit den Transistoren T2 und T3 weiterzureichen. Der Transistor T4 bringt das Signal auf den optimalen Ausgangspegel. Läßt man den Schmitt-Trigger-Vorsatz dem Mini-Zähler ständig vorgeschaltet, so ist die Eingangsschutzschaltung des Mini-Zählers überflüssig geworden, da der Schmitt-Trigger ihm stets passende Signale liefert.

Die Schaltung besitzt einige Besonderheiten, die jetzt näher erläutert werden sollen. Um einen Gleichspannungseingang mit ausreichender Empfindlichkeit und ohne allzu großen Aufwand realisieren zu können, wird das Bezugspotential des Eingangssignals (Außenleiter der Buchse) um etwa 700 mV gegenüber der Schaltungsmasse angehoben. Das geschieht mit der über R1 in Durchlaß betriebenen Diode D1 und wird unterstützt durch den Spannungsabfall an R2. Der Transistor T1 kann somit schon dann aktiv werden, wenn eine erheblich niedrigere Spannung am Eingang liegt als die zu seinem Betrieb notwendige Basis-Emitter-Spannung U_{BE} von etwa 700 mV.

Eventuell kann es nötig werden, den Wert für R2 zu ändern. Um den günstigsten Wert herauszufinden, ersetzt man R2 vorerst durch ein Trimmpotentiometer, stellt den optimalen Wert ein und kann es dann, falls gewünscht, wieder gegen einen Festwiderstand gleichen Wertes austauschen. R2 wird bei kurzgeschlossenem Eingang abgeglichen. Ausgehend von einem Wert, der groß genug ist, um am Ausgang (Kollektor von T4) hohes Potential hervorzurufen, wird R2 so lange verkleinert, bis der Ausgang auf niedriges Potential umspringt. Sollte sich das nicht erreichen lassen, ist R1 zu vergrößern. Mit dem so gefundenen Wert besitzt der Schmitt-Trigger seine größte Empfindlichkeit.

Beim Transistortyp BSX 38 liegt der optimale Wert für R2 um 50 Ω. Bei der Auswahl eines passenden Transistors für T1 ist darauf zu achten, daß er aus weiter unten erläuterten Gründen ein schneller Schalttransistor sein sollte mit möglichst hoher Stromverstärkung B, da die Empfindlichkeit der Schaltung proportional zu B wächst, oder anders ausgedrückt, die zum Auslösen des Schaltvorganges mindestens benötigte Eingangsspannung ist umgekehrt proportional zu B.

Mit R3, D2, R4 und D3 ist die Schaltung bei Frequenzen unter 20 kHz gegen positive und negative Eingangsspannungen bis 300 V geschützt. Die Diode D2 begrenzt positive Spannungen am Verbindungspunkt der Widerstände R3 und R4 auf etwa 1,4 V, so daß der Basisstrom von T1 auch bei hohen Frequenzen stets unter

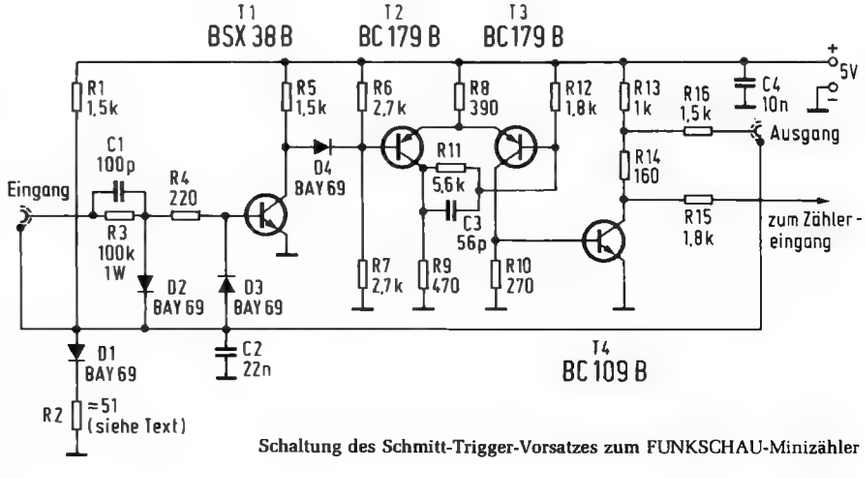
$$\frac{1{,}4 - U_{BE}}{220} = 3{,}2\ \text{mA}$$

liegt. Negative Spannungen werden mit der Diode D3 von T1 ferngehalten. Um eine verringerte Empfindlichkeit bei höheren Frequenzen (wegen Dioden- und Schaltkapazitäten) zu vermeiden, wurde der Widerstand R3 mit dem Kondensator C1 überbrückt.

Wenn man Transistoren als Schalter verwendet, steuert man sie im eingeschalteten Zustand gern bis zur Sättigung aus, um sowohl ein möglichst niedriges Kollektorpotential zu erreichen als auch von Exemplarstreuungen (unterschiedliche Stromverstärkung) unabhängig zu sein. Zu diesem Zweck wird der Basisstrom größer gemacht als mit der im Normalbetrieb zu erwartenden Stromverstärkung nötig wäre, um den gewünschten Kollektorstrom zu erreichen. Wegen des Spannungsabfalls am Kollektorarbeitswiderstand sinkt dabei die Kollektorspannung so weit ab, daß die normalerweise in Sperrichtung betriebene Kollektor-Basis-Diode in den Durchlaßbereich gerät.

Was bei langsamen Schaltern gut ist, kann jedoch bei schnellen Schaltern, wie im vorliegenden Fall, Probleme mit sich bringen. Ein gesättigter Transistor speichert nämlich in seiner Basiszone eine relativ große elektrische Ladung, die bewirkt, daß der Kollektorstrom auch nach dem Abschalten des Basisstromes noch eine – wenn auch kurze – Zeit weiterfließt und zwar so lange, bis die Basiszone von Speicherladungen leergeräumt ist. Hieraus resultiert eine echte Abschaltverzögerung, nicht nur eine Verschlechterung der Flankensteilheit. Ohne besondere Maßnahmen ist es daher nicht möglich, einen Transistor als gesättigten Schalter für Zeiten unter einer Mikrosekunde zu benutzen.

Eine der Abhilfsmaßnahmen besteht darin, schnelle Schalttransistoren zu verwenden, wie es beim Transistor T1 geschehen ist. Diese werden vom Hersteller – zum Beispiel mit Golddotie-



Schaltung des Schmitt-Trigger-Vorsatzes zum FUNKSCHAU-Minizähler

rung – so behandelt, daß die Speicherladung in der Basiszone durch Rekombination schnell von selbst verschwinden kann.

Eleganter ist es natürlich, die Sättigung zu vermeiden, wie es bei den Transistoren T2 und T3 möglich war. Es wurde aber schon angedeutet, daß das nicht immer möglich oder sinnvoll ist wie zum Beispiel bei T1 und T4. Wegen der Gegenkopplung über den Widerstand R8 lassen sich jedoch die Widerstände R6 bis R12 so dimensionieren, daß sowohl in allen Schaltzuständen eine Sättigung der Transistoren T2 und T3 vermieden wird, die Schaltung aber dennoch unempfindlich gegen Exemplarstreuungen der Transistordaten ist. Die Diode D4 sorgt dafür, daß die sorgfältige Dimensionierung des Spannungsteilers R6, R7 nicht vom durchgeschalteten Transistor T1 verfälscht wird.

Eine weitere Möglichkeit zur Vermeidung von Sättigungsproblemen wurde beim Transistor T4 angewandt. Der niedrige Wert des Widerstandes R10 ermöglicht es der Basisspeicherladung, nach Abschalten des Basisstromes so schnell abzufließen, daß hier ein normaler Transistor eingesetzt werden kann. Der Vollständigkeit halber sei darauf hingewiesen, daß diese Schaltungsmaßnahme beim Transistor T1 eine Verringerung der Empfindlichkeit der Schaltung bewirken würde.

Wenn Schmitt-Trigger-Masse und Mini-Zähler-Masse miteinander verbunden werden, kann der Eingang des Mini-Zählers direkt an den Kollektor des Transistors T4 angeschlossen werden. Da die CMOS-Schaltkreise des Mini-Zählers zerstört werden können, wenn sie mit einem niederohmigen Generator angesteuert werden und ihre Batteriespannung abgeschaltet wird, bevor der Generator abgeschaltet wurde, wurde vorsichtshalber der Ausgangswiderstand des Schmitt-Triggers mit R15 künstlich erhöht. R15 ist dann überflüssig, wenn die positive Versorgungsspannung des Schmitt-Triggers direkt (auch ohne zusätzliche Siebglieder) mit der des Mini-Zählers verbunden wird.

Für Versuchszwecke kann es nützlich sein, den Schmitt-Trigger losgelöst vom Zusammenhang mit dem Mini-Zähler auch anderweitig einzusetzen, z.B. zur Regenerierung von Impulsflanken. Hierfür ist die zusätzliche Ausgangsbuchse vorgesehen. Die Außenleiter der Eingangs- und Ausgangsbuchse werden zweckmäßigerweise leitend miteinander verbunden. Aus diesem Grunde darf der Innenleiter der Ausgangsbuchse nicht an den Kollektor von T4 angeschlossen werden. Da das Außenleiterpotential der Buchsen gegenüber der Schaltungsmasse um etwa 700 mV angehoben werden mußte, würden in den Impulspausen negative Spannungen von etwa diesen 700 mV am Ausgang auftreten. Durch die Unterteilung des Kollektorwiderstandes des Transistors T4 in R13 und R14 können negative Spannungen an der Ausgangsbuchse verhindert werden. Mit dem Widerstand R16 wird eine Beeinflussung des Schmitt-Triggers durch einen eventuellen Kurzschluß am Ausgang vermieden.

Wegen der niederohmigen Auslegung der Schaltung und der damit verbundenen geringen Empfindlichkeit gegenüber Schaltkapazitäten sind ihr Aufbau und ihr Nachbau unkritisch, solange man sich an die angegebenen Typen und Werte hält. Die Tabelle nennt noch die wichtigsten Daten.

Tabelle der technischen Daten

Batteriespannung	5 V (4,5...6 V)
Stromverbrauch	ca. 12 mA
Eingangswiderstand	100 kΩ || 100 pF
Minimale Eingangsspannung	ca. 200 mV
Maximale Eingangsspannung	± 300 V
Untere Grenzfrequenz	0 Hz
Obere Grenzfrequenz	6 MHz
Ausgangsspannung	≈ 0 V bzw. U_{Bat}
Flankensteilheit der Ausgangsimpulse	ca. 50 ns

Dr. Winfried Wisotzky

Modernisierung von Ge-Transistor-Empfängern

Mancher Bastler hat in seiner „Sammlung" einen älteren LMK-Rundfunkempfänger, den fortzuwerfen er sich nicht entschließen kann; Dreigangdrehko, gute Mechanik, ein Wellenschalter, der alle nicht gebrauchten Spulen jeweils kurzschließt, einwandfreie Spulensätze – das sind alles Dinge, die eines Rundfunkbastlers Herz höher schlagen lassen. Aber ... dann hat das schöne Gerät Germanium-Transistoren; starkes Rauschen, mäßige Empfangsleistung, Oberwellenempfang, hoher Stromverbrauch der Hf- und Zf-Stufen, das sind oft nachteilige Eigenschaften solch unmoderner Geräte. Im Schaltbild fallen die Neutralisationskondensatoren in jeder Hf- und Zf-Stufe auf sowie die Ankoppelwicklungen geringer Windungszahl für die niederohmige Basis der Hf- und Zf-Transistoren.

Nachdem heute Doppelgate-FETs zu erschwinglichem Preis zu haben sind, ist es dem versierten Bastler möglich, ein derartiges Gerät selbst zu modernisieren. Voraussetzung ist das Vorhandensein ausreichender Meß- und Prüfgeräte, vor allem eines guten Prüfgenerators (Meßsender) und eines Oszillografen.

Der Vorteil des FET ist vor allem der extrem hohe Eingangswiderstand am Gate, der es grundsätzlich gestattet, bei Bedarf das Gate direkt an den heißen Pol eines Schwingungskreises anzuschließen ohne Einbuße an Trennschärfe; dieser hohe Gate-Widerstand bleibt (im Gegensatz zur Röhre!) auch bei positiver Gate-Vorspannung erhalten. Wird bei einem Doppelgate-FET das zweite Gate wechselstrommäßig geerdet, ist die Rückwirkungskapazität ebenso gering wie bei einer Schirmgitter-Hf-Röhre; eine Neutralisation ist daher nicht erforderlich.

Und bei Ansteuerung beider Gates mit verschiedenen Signalen findet eine weitgehend verzerrungsarme multiplikative Mischung statt, die einerseits zur Schwundregelung, anderseits in der Mischstufe des Superhets gute Dienste leistet.

Überhaupt ist es interessant, daß viele Eigenschaften des FET vom „Verarmungstyp" (depletion type) ihn der Röhre sehr ähnlich erscheinen lassen. Es ist ferner bekannt, daß ganz allgemein gute Si-Transistoren weniger rauschen als Ge-Transistoren.

Nach diesen allgemeinen Betrachtungen sollen einige praktische Erfahrungen beim Umrüsten eines Empfängers mitgeteilt werden. *Bild 1* zeigt eine Auslegung der letzten, nicht geregelten Zf-Stufe mit Ge-Transistor (basisseitig ist nur das halbe Bandfilter angedeutet), *Bild 2* zeigt die gleiche Stufe mit FET. Die Ankoppelwicklung wird nicht mehr benötigt, stattdessen ist Gate 1 an die Anzapfung der Abstimmspule angeschlossen. Gate 2 erhält positive Vorspannung aus einem Spannungsteiler, wie es sich aus den Kennlinien als günstig ergibt. Der Source-Widerstand Rs bestimmt die Größe des Ruhestromes; der 40841 (RCA) erreicht seine größte Vorwärtssteilheit bei 5 mA Drainstrom (Rs = ca 220 Ω), bei Batteriegeräten wird man aber lieber mit Strom sparen: Rs = 680 Ω.

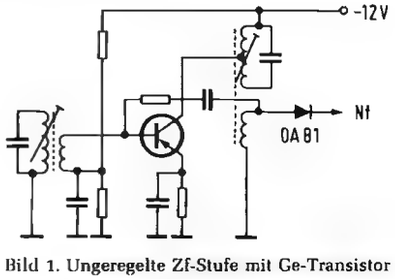


Bild 1. Ungeregelte Zf-Stufe mit Ge-Transistor

Weil für die Schwundregelung beim FET ein größerer Spannungshub erforderlich ist als beim gewöhnlichen Transistor, wurde eine besondere Gleichrichtung für die Schwundregelung direkt an D angekoppelt; die Verwendung einer Si-Diode sorgt für verzögerten Regeleinsatz (Kniespannung!). Die Vorspannung für die geregelten Gates ist mit einer Z-Diode auf ungefähr +3 V angehoben.

In *Bild 3* ist eine geregelte Zf-Stufe dargestellt, beide Bandfilter sind nur halb gezeichnet; auch hier kann, wenn genügend Strom zur Verfügung steht, der Source-Widerstand kleiner gewählt werden, die (ungeregelte) Verstärkung ist dann etwas höher. *Bild 4* zeigt den zweiten Vorkreis, wie er im Mustergerät geschaltet war (Wellenschalter, Trimmer usw. fortgelassen). Dadurch, daß der abgestimmte Kreis nur induktiv mit dem Basiskreis gekoppelt war, war die Selektion sehr mangelhaft. (Der Antennenkreis war ebenso ungünstig beschaltet!). Besonders auf LW schlugen starke Kurzwellensender so stark durch, daß der ganze LW-Bereich stark gestört war; natürlich war das nur möglich, weil gleichzeitig der Oszillator Oberwellen erzeugte und somit eine weitere Voraussetzung lieferte für KW-Empfang im LW-Bereich. Wahrscheinlich ermöglichte auch der Neutralisationskondensator ein Durchschlagen höherer Frequenzen auf die nachfolgende Stufe.

Mit FETs lassen sich in den Vorstufen die geschilderten Mängel weitgehend vermeiden; *Bild 5* zeigt das gesamte Hf-Teil nach der Änderung, d.h. geregelte Vorstufe, die Mischstufe und den Oszillator. Für die Vorstufe (FET 1) gilt das für die geregelte Zf-Stufe gesagte entsprechend. Von einer selbstschwingenden Mischstufe wurde abgesehen, zumal es sich zeigte, daß der Oszillatorspulensatz eines Ge-Transistorgerätes nur schwierig mit einem FET zum Schwingen zu bringen ist, weil die Vorwärtssteilheit eines gewöhnlichen Transistors größer ist; daher wurde lediglich der Ge-Transistor durch einen Si-npn-Transistor (Hf-Typ) ersetzt und die Basisvorspannung mit einer Z-Diode stabilisiert – und natürlich ist der Vorkreis nicht mehr an die Basis geführt, sondern an Gate 1 des FET 2, dessen Gate 2 über einen Kondensator mit dem Oszillator gekoppelt ist und etwa +3 V Vorspannung erhält.

Die Basisvorspannung des Oszillators zu stabilisieren hat den Vorteil, daß bei sinkender Batteriespannung der Kollektorstrom und somit die Schwingungsamplitude kaum abnimmt. Der Basisvorwiderstand (3,9 kΩ) dient der Linearisierung des Basisstroms und sorgt für sinusförmige Schwingungen; er ist evtl. bei anderer Transistortype zu ändern. Es wurde auch davon abgesehen, die Mischstufe zu regeln; in der ursprünglichen Schaltung waren auch nur zwei Stufen geregelt. Wenn ein Gerät mit selbstschwingender Mischstufe keine unzulässige Störstrahlung hatte, ist mit Doppelgate-FET-Mischung erst recht keine Störstrahlung zu erwarten.

Da nun im Hf- und Zf-Teil „Minus" gegen „Plus" vertauscht wurde, müssen zweckmäßigerweise auch aus dem Nf-Teil die Ge-pnp-Transistoren samt Treiberstufe verschwinden. Im Mustergerät ist der integrierte Verstärker LM380N von National Semiconductor verwendet, der einen geringen Ruhestrom hat und wenig äußere Bauelemente benötigt (*Bild 6*); er hat im 14poligen DIP-Gehäuse die Möglichkeit zum Anlöten eines Kühlbleches an den sechs Anschlüssen 3;4;5;10;11;12, die alle zu erden sind.

Für höherohmige Lautsprecher (16 Ω) gibt es eine Ausführung im 8-poligen DIP-Gehäuse (LM380N-8), die keine Kühlmöglichkeit besitzt (600 mW). Der 100-pF-Kondensator in Bild 6 dient einer Gegenkopplung der hohen Frequenzen, weil das Bauelement eine Bandbreite von 100 kHz hat! Aus dem gleichen Grund kann bei sehr enger Bauweise das Dämpfungsglied am Ausgang (gestrichelt) erforderlich sein. Der gestrichelt gezeichnete Elko ist nur erforderlich, wenn die Betriebsspannung schlecht gesiebt ist (5 µF). Die Verstärkung beträgt mit integrierter Gegenkopplung 50 (= 34 dB). Der erlaubte Betriebsspannungsbereich ist 8 V bis 22 V; der Eingangswiderstand beträgt 150 kΩ.

Mit den beschriebenen Schaltungsmaßnahmen hat das Mustergerät ohne Nf-Aussteuerung genau den halben Stromverbrauch wie zuvor mit Ge-Transistoren. Nach sauberem Abgleich ist die Empfangsleistung sehr gut, gerätebedingte Überlagerungen und Pfeifstellen sind nicht mehr vorhanden.

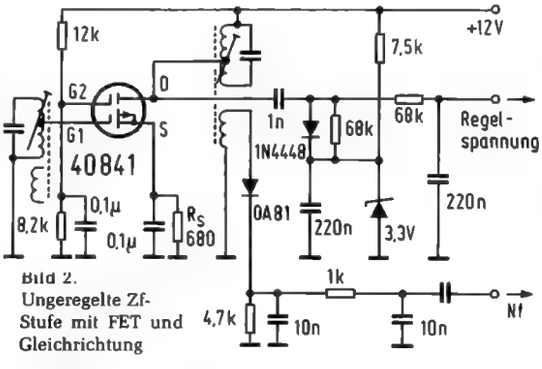


Bild 2. Ungeregelte Zf-Stufe mit FET und Gleichrichtung

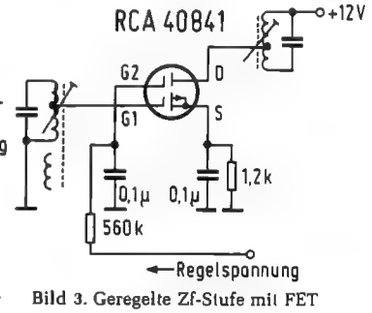
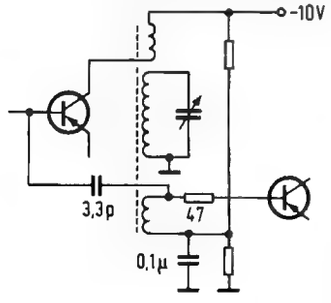
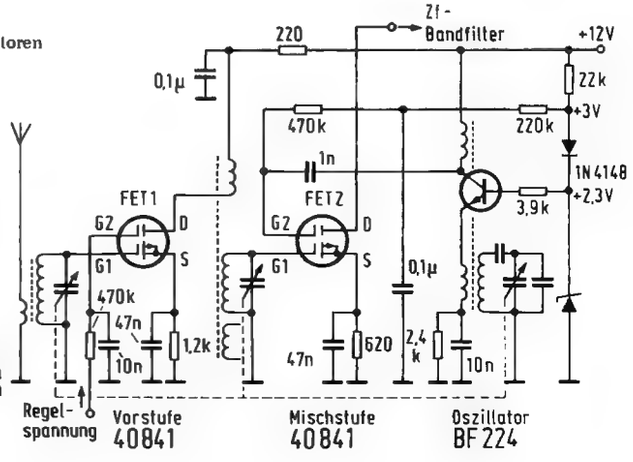


Bild 3. Geregelte Zf-Stufe mit FET

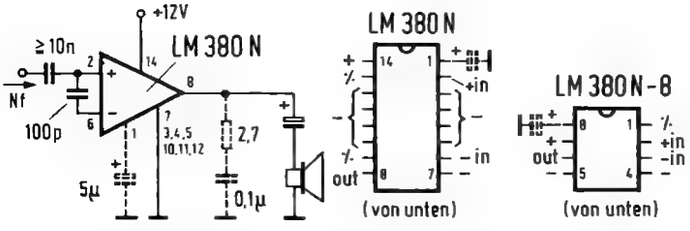


◄ Bild 4. Zwischenkreis mit Ge-Transistoren

Bild 5. ► Hf-Teil mit FET



▼ Bild 6. Nf-Verstärker mit integrierter Schaltung



Martin Stoll

Der vorliegende Beitrag ist als Anregung für eigene Arbeiten und weniger als Kochrezept zu verstehen. Aus diesem Grunde wurde hierzu vom Autor auch keine Platine entworfen, auch ist kein Bausatz erhältlich.

Einfaches Digital-Voltmeter

Die Genauigkeit des Gerätes sollte bei 1...2 % und ± 1 Digit liegen. Dieses kann man mit dem hier vorgestelltem DVM erreichen. Der Nachbau dürfte kaum Schwierigkeiten bereiten und ist einfacher als beim Dual-Slope-Verfahren. *Bild* 1 zeigt die Blockschaltung des Gerätes.

Das Herz des DVM ist der Digital-Analog-Wandler. Er erzeugt aus der angelegten Frequenz f eine Treppenspannung (ähnlich dem Sägezahn). Die Ausgangsspannung hat soviele Stufen, wie der D/A-Konverter Bits hat: 2^n.

Bild 2 zeigt die Spannungsabläufe der Schaltung. Die vom D/A-Konverter kommende Treppenspannung liegt am invertierten Eingang des Operationsverstärkers (Komparator), die zu messende Spannung am nicht-invertierten Eingang (+). Solange die Treppenspannung die Meßspannung nicht erreicht hat, zeigt der Komparator High (H) am Ausgang. Dies hat zur Folge, daß das Gatter (CD 4011) geöffnet ist und die Impulse, die von dem Multivibrator kommen, durchläßt. Diese werden im Zähler (7490) gezählt.

Sind beide Eingangsspannungen am Komparator gleich, kippt der OP und schließt das Gatter. Gleichzeitig gibt das 1. Monoflop einen Impuls ab, der den Speicher zwingt, das Zählerergebnis zu übernehmen. Ist die Übernahme beendet gibt Monoflop 2 einen Impuls ab, der die Zähler löscht. (Reset: H). Nach dem Durchlauf von 2^n (hier 2^7 = 128) Schritten beginnt der Vorgang wieder von neuem.

Als D/A-Konverter wurde die CMOS-IS 14024 bzw. CD 4024AE – ein 7stufiger Binärteiler gewählt. Dieser hat den Vorteil, daß er die Treppenwiderstände direkt treibt. Im Gegensatz zur bipolaren Logik (TTL) hat das MOS-Gatter den Vorteil, daß die Ausgangsspannung von V_{ss} zu V_{dd} (0...U+) schaltet. Der Übergangswiderstand von 300 Ω fällt nicht ins Gewicht, nimmt man für die Lastwiderstände Werte um 100 kΩ. Die Anordnung der Treppenwiderstände kann folgende Formation haben (*Bild* 3). In Bild 3 ist das typische Leiternetzwerk von einem D/A-Wandler mit R/2^n-Widerständen dargestellt. Diese R-Anordnung hat den großen Nachteil (besonders für den Nachbauer), daß er mit n unterschiedlichen Widerständen arbeiten muß. Außerdem werden bei höheren bit-Zahlen die Widerstände so klein, daß die Treiberleistung nicht mehr ausreicht und eine Treiberstufe (oder mehrere) zusätzlich benötigt wird (z. B.: CD 4041).

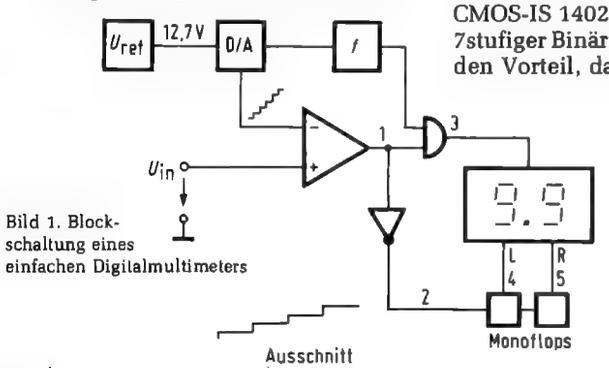


Bild 1. Blockschaltung eines einfachen Digitalmultimeters

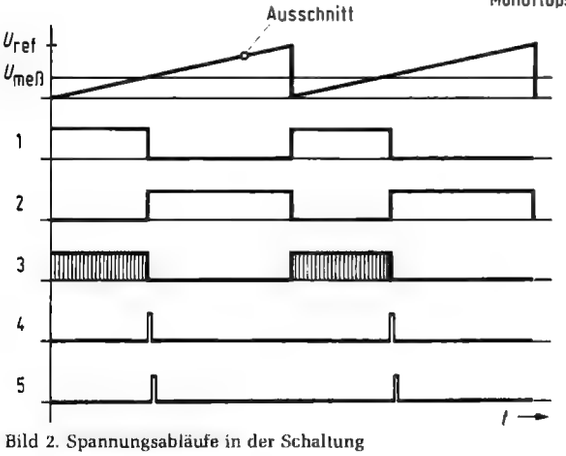


Bild 2. Spannungsabläufe in der Schaltung

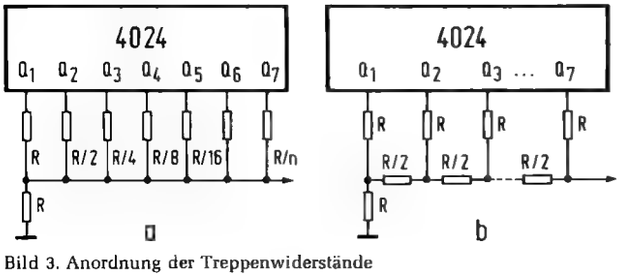


Bild 3. Anordnung der Treppenwiderstände

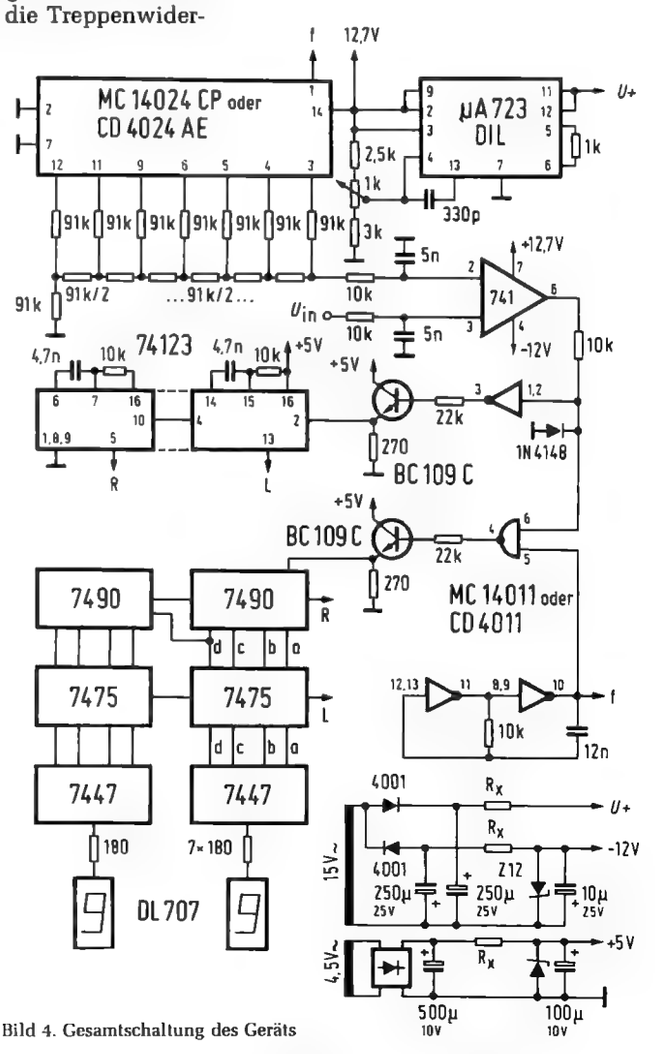


Bild 4. Gesamtschaltung des Geräts

Diese Nachteile vermeidet die Schaltung in Bild 3b, dort benutzt man nur zwei Widerstandswerte nämlich R und R/2. Ferner läßt sich R so bemessen, daß die Treiberleistung ausreicht (CD 4024 AE), um die ohmsche Last zu verkraften.

Im Mustergerät wurden Metallschichtwiderstände von R=91 kΩ/1 % verwendet. Der genaue Wert ist unbedeutend, er sollte zwischen 90 kΩ und 120 kΩ liegen. Wichtig ist jedoch, daß alle Widerstände gleich groß sind. R/2 wurde durch Parallelschalten zweier Werte erreicht. Es können auch 5 %-Kohlewiderstände verwendet werden, man sollte sie jedoch vorher ausmessen und prüfen, daß R=R=...R! Somit kommt man mit nur einem Widerstandswert aus. Für den 7-Stufen-Wandler sind also 8+6x2=20 Widerstände nötig.

Die gesamte Schaltung zeigt *Bild 4*. Der Takt wird mit einem gewöhnlichen CMOS-Multivibrator aus zwei Gattern (CD 4011AE) erzeugt. Die Frequenz braucht nicht stabil zu sein, sie geht nicht ins Meßergebnis ein, da ja die Stufen des D/A-Konverters und der Zähler vom gleichen Takt gesteuert werden. Es wurde hier die Frequenz von ≈ 6500 Hz gewählt (mit C≈ 12 nF und R≈ 10 kΩ). Entscheidend für die Meßgenauigkeit ist die Versorgungsspannung des CD 4024, sie sollte (2^n-1)xStufenhöhe (V)) ((128–1)x0,1)V sein, was hier 12,7 V ergibt. Daher wurde der Spannungsstabilisator µA 723 verwendet, um eine genaue Referenzspannung zu erhalten.

Die Pegelumwandlung von CMOS zu TTL mag ein wenig verwundern, aber sie stellt die wohl billigste Methode dar. Anstelle des BC 109C kann auch die CMOS-IS CD 4007 (an + 5 V) verwendet werden, sie treibt eine TTL-Last. Die Zwischenspeicher und Reset-Impulse werden von dem doppelten Monoflop 74123 abgegeben. Die Ansteuerung erfolgt jeweils auf der positiven Taktflanke (Schmittrigger). Der Zähler (7490) und der Zwischenspeicher (7475) sind wie üblich aufgebaut. Die Anzeige erfolgt über LED-Displays, die von einem 7447 gesteuert werden. Zur Strombegrenzung sind Widerstände von ca. 180 Ω in die Steuerleitung geschaltet. Sollten Jumbo-LEDs, z. B.: 747 o. ä., verwendet werden, verringert sich der Widerstand auf ca. 68 Ω.

Das Netzteil ist völlig unkritisch, lediglich die Widerstände R richten sich nach dem benutzten Transformator und sollten so bemessen sein, daß die IS 723 und die Z-Dioden nicht überbelastet werden.

Als Voltmeter ist das Gerät für 10 V ausgelegt (mit Spannungsteiler auch für 100 V). Daher hat der Gleichspannungsverstärker-OP die Verstärkung 1. Für Wechselspannung wird ein Gleichrichter-Verstärker vorgeschaltet. Er wird so abgeglichen, daß der Bereich ebenfalls 10 V beträgt (*Bild 5*). Die Eingangswiderstände können beliebig, je nach OP-gewählt werden. Im Mustergerät wurden „nur" 2 MΩ gewählt. Für größere Eingangswiderstände (z. B. 10 MΩ) ist der MOS-OP CA3140 zu verwenden, der hier einen R_i von ≥ 100 MΩ hat. (CA3140 ist pinkompatibel mit 741)

Zum Schluß seien noch einige Bemerkungen zur weiteren Verwendung gegeben. Da der Bereich 10,000 etc. nicht überall optimal ist (z. B.: Einbau-DVM), kann man auch noch andere Bereiche wählen, z. B.: 2,20,200 oder 4,40 etc. Dieses erreicht man, indem die Frequenz, die durch das Gatter geht, erhöht wird (*Bild 6*). Man multipliziert dann den Zählerstand mit der Vorteilung, z. B.: :2,:4,:5 etc. Nun muß man natürlich auch den Zähler um eine Stelle erweitern, das dürfte jedoch keine Schwierigkeiten machen.

Will man die Auflösung, d. h. die Schritthöhe verfeinern (hier liegt sie bei $1/2^7$), so muß man die Anzahl der Binär-Stufen ebenfalls vergrößern. Hat man 10 Stufen, so ergibt sich die Auflösung zu $1/2^{10} = 1/1024$, das entspricht einer Stufenhöhe von 10 mV im 10-V-Bereich. *Bild 7* zeigt die Anordnung bis 2^{14}.

Soll das DVM als Amperemeter (z. B. 1 A) verwendet werden, so muß der OP hoch verstärken, um den Spannungsabfall am Shunt klein zu halten. Günstig ist hier ein Abfall von 100 mV, was einer Verstärkung des OP von 100 entspricht. Der Widerstand des Shunts ergibt sich dann zu 100 mΩ (*Bild 8*).

Für kleinere Spannungen als 10 V muß ebenfalls ein OP vorgeschaltet

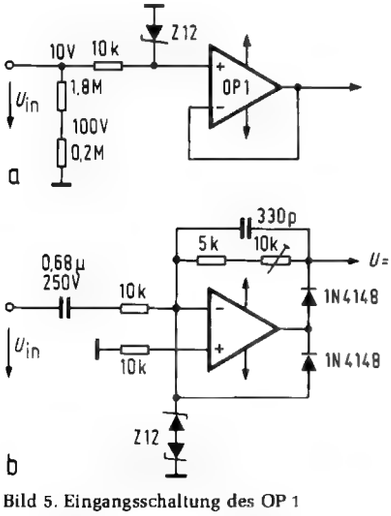


Bild 5. Eingangsschaltung des OP 1

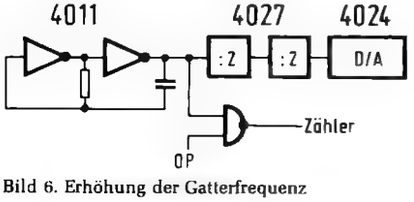
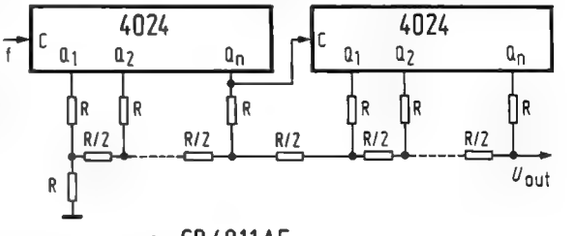


Bild 6. Erhöhung der Gatterfrequenz

Bild 7. ▶
Schaltung für die Auflösung von 10 mV im 10-V-Bereich



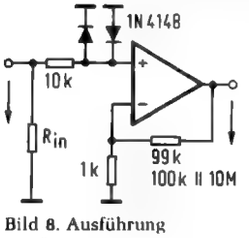


Bild 8. Ausführung zur Strommessung

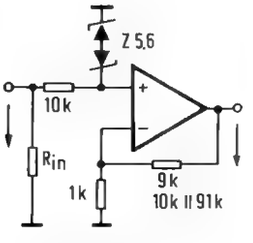


Bild 9. Meßbereichserweiterung auf 1 V

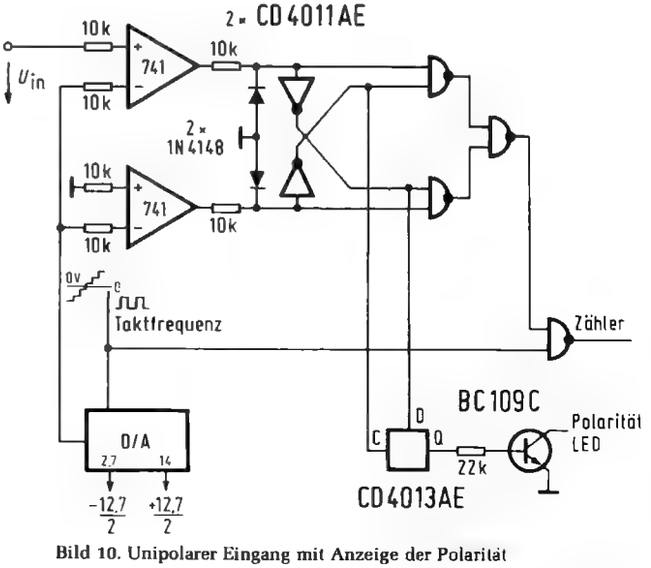


Bild 10. Unipolarer Eingang mit Anzeige der Polarität

werden (man kann natürlich OP 1 dafür verwenden!). Für den Meßbereich 1 V ist eine Verstärkung von 10 erforderlich. *Bild 9* zeigt die Schaltung. Für größere Ströme und Spannungen sind entsprechende Widerstände zu wählen.

Es ist unbequem, bei oft wechselnder Polarität der Eingangsspannung einen Schalter zu betätigen oder umzupolen. *Bild 10* zeigt einen unipolaren Eingang für das DVM. Die EXOR-Verknüpfung der Ausgänge von beiden OP's, die hier notwendig wird, wurde mit 2x4011 realisiert. Für ein Anzeige-LED + /– ist außerdem ein Treibertransistor vorgesehen.

Das Gerät wurde auf einer Rasterplatine aufgebaut, damit es jederzeit erweitert werden kann und den neuen Bedürfnissen angepaßt werden kann. Als Anmerkung sei noch erwähnt, daß komplette D/A-Wandler (6, 7, 8-Bit) auf dem Markt sind, die aber erheblich teurer sind als die hier verwendete Methode.

Literatur
COS/MOS Databook 1975 RCA
McMOS Motorola Vol. 5 Series A

Helmut Koppenhöfer

Ein Ringmodulator für den Nf-Bereich

Neben den bekannten Effekten zur Klangbeeinflussung von Musikinstrumenten, wie Wah-Wah, Phasing, Tremolo etc., ist es mit einem Ringmodulator möglich, tonfrequente Signale beliebiger Herkunft (Sprache, Musik, Geräusche) in ihrer Klangcharakteristik mehr oder weniger vollständig zu verfremden.

Für den Ringmodulator gilt folgendes Ersatzschaltbild (*Bild 1*): Die beiden gleichgroßen, um 180° phasenverschobenen Eingangsspannungen u_e werden mit der Steuerfrequenz f_{st} abwechselnd an den Ausgang geschaltet. Durch Variation der Frequenz der Steuerspannung U_{st} und der Eingangsspannung u_e lassen sich die für den Ringmodulator typischen Klangbilder einstellen.

In Bild 2 ist die vollständige Schaltung des Ringmodulators angegeben. Das Eingangssignal gelangt über den Regler P2 und den Differenzverstärker IS 4 direkt zum Ausgang und über P1 auf den eigentlichen Ringmodulator. Wenn P1 am unteren Anschlag steht, arbeitet die Schaltung als Trennverstärker mit der Verstärkung Eins. Wer den Trennverstärker nicht benötigt, kann P2, C2, R7 und R8 weglassen, und den nichtinvertierenden Eingang von IS 4 nach Masse schalten. IS 1 bildet einen Impedanzwandler, damit IS 2 und IS 3, unabhängig vom Innenwiderstand der Signalquelle, stets genau die Verstärkung Eins haben. Die um 180° phasenverschobenen Ausgangsspannungen gelangen nun über die Schalttransistoren T1 und T3 zum Lastwiderstand R5 und somit über IS 4 zum Ausgang.

Die Basen von T1 und T3 werden mit komplementären Rechteckspannungen, deren Tastverhältnis etwa 1:1 beträgt, angesteuert. Man erreicht dadurch ein wechselseitiges Durchschalten der Transistoren T1 und T3, so daß sich ein Ersatzschaltbild nach Bild 1 ergibt. Ein besonderes Problem stellt das Übersprechen der Rechteckspannung über die Basis-Kollektor-Kapazität von T1 und T3 dar. T2 und T4 symmetrieren deshalb die Schaltspannungen an den Basisanschlüssen auf entgegengesetzt gleiche Werte, so daß sich das Übersprechen im Idealfall aufhebt. Man kann T1...T4 einfach aussuchen, indem man die Basis-Emitterstrecke in Reihe mit einem 39-kΩ-Widerstand an eine Gleichspannungsquelle von 15 V legt, und U_{BE} hochohmig mißt. Vier Exemplare mit möglichst übereinstimmenden Werten werden dann aussortiert. Damit läßt sich am Ausgang ein Störpegel von einigen mV erreichen.

Für IS 3 wurde noch eine Offsetkorrektur mit P3 vorgesehen, um zu vermeiden, daß Offsetspannungen im mV-Bereich, über T1 und T3 geschaltet, als Rechtecksignal am Ausgang erscheinen, und im Lautsprecher einen von der Eingangsspannung unabhängigen Dauerton erzeugen. In der Praxis wird man den Ringmodulator ohne Eingangssignal an einen Verstärker anschließen und bei voll aufgedrehter Verstärkung das Störsignal mit P3 auf Minimum abgleichen.

Der Kondensator C3 setzt die obere Grenzfrequenz von IS 4 auf etwa 15 kHz herab, wodurch die Amplituden der verbleibenden Umschaltspitzen stark gedämpft werden.

Der Rechteckgenerator ist mit IS 5 als Multivibrator und IS 6 als invertierendem Komparator aufgebaut. Die erzeugten Frequenzen überstreichen bei der angegebenen Dimensionierung den Bereich von 50 Hz bis etwa 8 kHz. Über R20 läßt sich der Multivibrator durch einen externen Impulsgenerator trig-

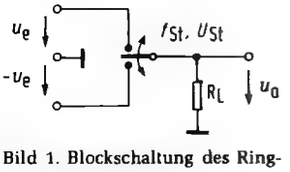
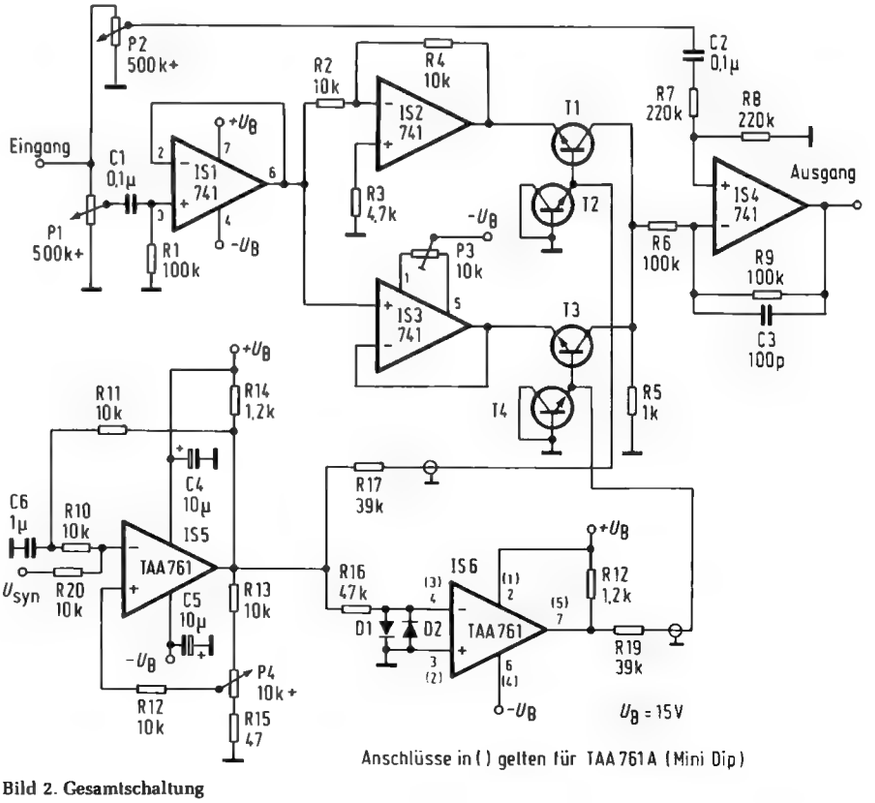


Bild 1. Blockschaltung des Ringmodulators



Anschlüsse in ( ) gelten für TAA 761 A (Mini Dip)

Bild 2. Gesamtschaltung

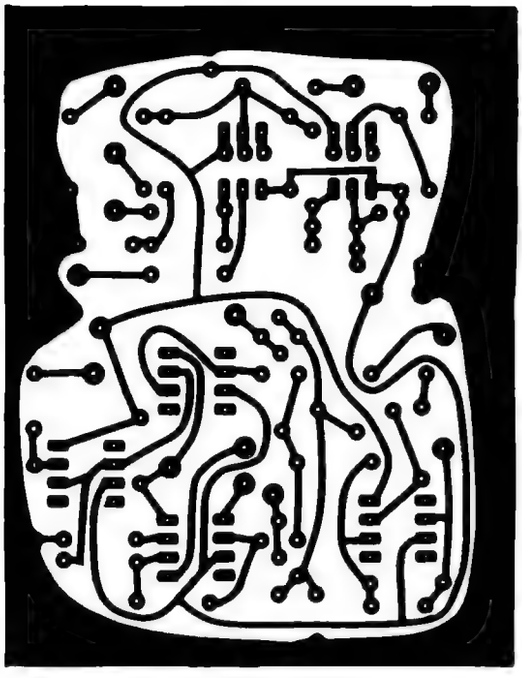


Bild 4. Bestückungsplan zu Bild 3

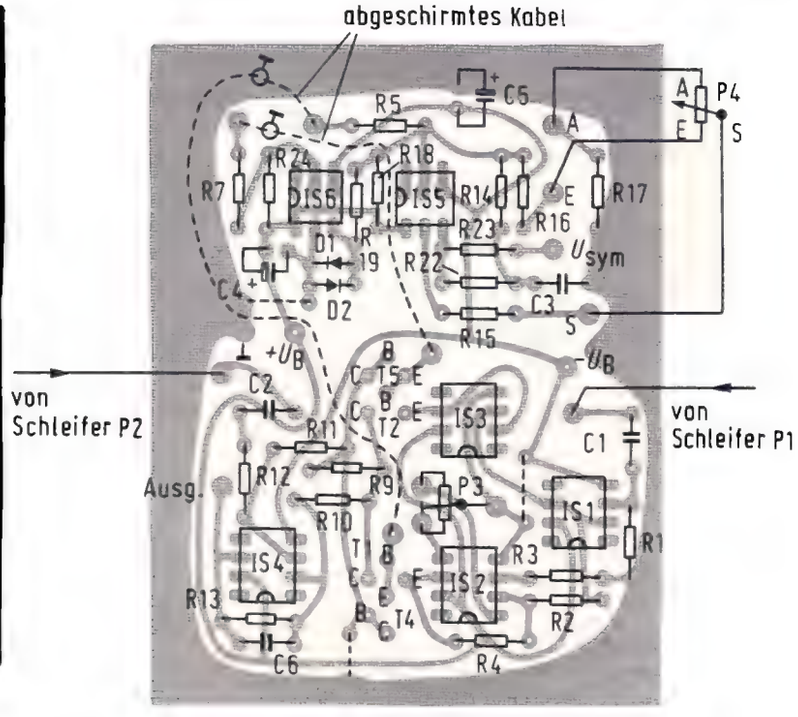


Bild 3. Leiterbahnvorschlag

----- gestrichelt = Drahtbrücke

gern ($U_{syn} \approx \pm 5\ V_{ss}$), so daß die Steuerfrequenz fernbedienbar ist.

Für die Schaltung nach Bild 2 wurde eine Platine entworfen (*Bild 3*), deren Bestückung aus *Bild 4* hervorgeht. Die Tabelle nennt die verwendeten Bauelemente.

Das Netzteil sollte, wie bei Operationsverstärkerschaltungen üblich, einen niedrigen Innenwiderstand und eine niedrige Brummspannung aufweisen.

Abschließend sei noch eine Anwendung des Ringmodulators angegeben: Wenn man ein Mikrofon am Eingang anschließt, läßt sich bei niedrig eingestellter Steuerfrequenz die eigene Stimme zu einer Roboterstimme verfremden.

Tabelle der verwendeten Bauelemente

Widerstände 1/3 W:
R15 = 47 Ω
R5 = 1 kΩ
R14, R18 = 1,2 kΩ
R3 = 4,7 kΩ
R2, R4, R10, R11, R12, R13, R20 = 10 kΩ
R17, R19 = 39 kΩ
R16 = 47 kΩ
R1, R6, R9 = 100 kΩ
R7, R8 = 220 kΩ

Potentiometer:
P4 = 10 kΩ + log
P1, P2 = 500 kΩ + log
P3 = Trimmpoti 10 kΩ

Kondensatoren:
C3 = 100 pF keramisch
C1, C2 = 0,1 µF, C6 = 1 µF — z. B. Siemens MKM
C4, C5 = 10 µF Tantal

Transistoren:
T1, T2, T3, T4 = BC 109 (o.ä. B>300)

Dioden:
D1, D2 = 1N4148 o. ä.

Integrierte Schaltungen:
IS1, IS2, IS3, IS4 = µA 741 (Mini Dip)
IS5, IS6 = TAA 761 (A) (TO oder Mini Dip)

Ing. (grad.) K.-Alfred Knapp

Leistungslose Steuerung für Wechselstrom-Modelleisenbahnen

Der nachfolgende Beitrag beschreibt eine leistungslose Steuerung für Wechselstrom-Modelleisenbahnen (im Versuchsaufbau wurde eine Bahn von Märklin verwendet), die keinen teuren Regeltransformator erforderlich macht und den Vorteil hat, daß mehrere Bahnen mit nur einem Transformator mit fester Ausgangsspannung und der entsprechenden Anzahl Steuerschaltungen betrieben werden kann.

Die Funktionsweise dieser Steuerung läßt sich wohl am einfachsten an Hand des Blockschaltbilds (*Bild 1*) erklären.

Die feste Ausgangsspannung eines Transformators wird über eine Phasenanschnitt-Steuerung, bestehend aus Triac und Steuereinheit dem Verbraucher (hier Modelleisenbahn) zugeführt. Mit dem Fahrtregler kann die Ausgangsspannung der Phasenanschnitt-Steuerung bis 16 V_{eff} eingestellt werden.

Ein Richtungswechsel ist durch Drücken einer Taste vorgesehen, wodurch die gesamte Spannung von 20 V an die Bahn angelegt wird und dadurch in dem Modell ein Relais anziehen kann und die Fahrtrichtung umkehrt. Sollen mehrere Modelleisenbahnen betrieben werden, sind, wie das Blockschaltbild zeigt, entsprechend viele Steuerschaltungen an den Transformator anzuschließen (zu beachten ist allerdings die max. Stromabgabe des Transformators).

Schaltungsbeschreibung

Aus Dimmerschaltungen sind bereits Phasenanschnitt-Steuerungen mit Diac und Triac bekannt. Dieses Schaltungs-

prinzip ist allerdings nicht auf die vorliegende Schaltung anzuwenden, da die Durchbruchspannung des Diac zu hoch liegt und eine vernünftige Steuerung des Triac innerhalb des angegebenen Spannungsbereiches nicht möglich wäre.

Die Phasenanschnitt-Steuerung mit Diac scheidet also aus, die Triggerimpulse für den Triac müssen in einer Steuereinheit gewonnen werden, die auch bei kleinen Betriebsspannungen arbeitet. Wie die Triggerimpulse für den Triac gewonnen werden, zeigt *Bild 2*.

In der Graetz-Brücke D1...D4 erfolgt eine Doppelweg-Gleichrichtung der Transformator-Ausgangsspannung.

Diese gleichgerichtete Spannung wird auf T1 gegeben, der immer nur dann sperrt, wenn die Wechselspannung einen Nulldurchgang hat. Der dadurch entstandene positive Spannungssprung am Kollektor von T1 wird mit dem Kondensator C1 differenziert, die Dioden D6 und D7 lassen nur den positiven Nadelimpuls passieren.

Dieser Nadelimpuls oder auch Synchronimpulse entsteht also bei jedem Nulldurchgang und triggert den mit T2 und T3 aufgebauten monostabilen Multivibrator. Das Kollektorpotential von T3 beträgt im Ruhezustand ca. 15 V. Erfolgt die Triggerung des monostabilen Multivibrators durch den Synchronimpuls, geht der monostabile Multivibrator in seinen quasistabilen Zustand, das Kollektorpotential von T3 beträgt jetzt etwa 0 V. Nach der, mit P1 (Fahrtregler) eingestellten Verzögerungszeit, springt die Ausgangsspannung von T3 wieder auf positive Versorgungsspannung. Dieser positive Spannungssprung wird über C3 übertragen und schaltet T4 kurzzeitig durch, d.h. die Spannung am Kollektor von T4 wird kurzzeitig 0 V. Der nachgeschaltete Hochpaß differenziert diesen kurzen Impuls und erzeugt Nadelimpulse, die den Triac durchsteuern.

Das Durchsteuern des Triac ist somit abhängig von der eingestellten Verzögerungszeit. Ist der Wert von P1 etwa 0 Ω, erfolgt nach rund 4 ms nach jedem Nulldurchgang eine Zündung des Triac und die an der Bahn anliegende Spannung ist ca. 16 V_{eff}. Mit P2 kann dieser Spannungswert noch genau eingestellt werden.

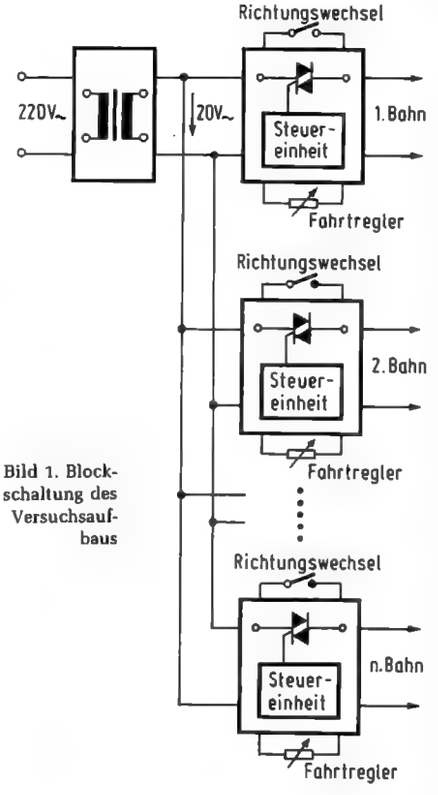


Bild 1. Blockschaltung des Versuchsaufbaus

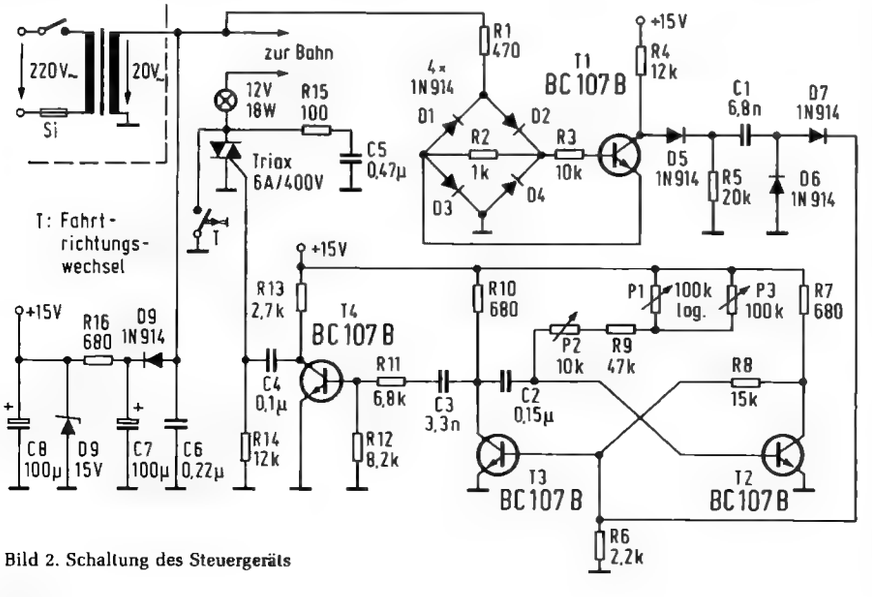


Bild 2. Schaltung des Steuergeräts

Als Meßgerät ist hier allerdings ein Dreheiseninstrument zu verwenden, weil es sich um eine angeschnittene Sinusspannung handelt und von einem Drehspulinstrument nur dann der Effektivwert einer Spannung angezeigt wird, wenn die Spannung rein sinusförmig verläuft.

Die untere Spannungsgrenze wurde so eingestellt, daß das Modell still steht ($U_{eff} \approx 2$ V) und die Potentiometerverstellung bis zum Anfahren des Modells nicht allzu groß ist. Aus diesem Grund wurde auch ein Potentiometer mit logarithmischer Teilung verwendet, d.h. große Widerstandsänderungen von P1 im Anfahrbereich.

Das Potentiometer P3, das parallel zu P1 geschaltet ist, erlaubt eine Einstellung dieser unteren Spannungsgrenze. Zur Funkentstörung dient einmal das R-C-Glied parallel dem Triac (TSE-Beschaltung) und der Kondensator C6 parallel zur Sekundärwicklung des Speisetransformators. Zur Gleichspannungsversorgung der Schaltung dient eine Einweggleichrichtung mit nachgeschalteter Stabilisierung auf + 15 V.

Abgleich des Gerätes

Hierzu gehört das Einstellen der Ausgangsspannung am Transformator. Diese Spannung muß auf 20 V eingestellt werden. Es empfiehlt sich, hier einen Transformator zu verwenden, dessen Ausgangsspannung durch mehrere Wicklungsabgriffe auf ± 1 V genau eingestellt werden kann, z.B. Neutron UN 4 (Kern 74/33, 2 A). Der Abgleich bezüglich der Grenzen der Ausgangsspannung wurde bereits im Text erwähnt. Kritisch könnte der Abgleich der unteren Spannungsgrenze werden, wenn sich durch falsche Einstellung von P3 eine Verzögerungszeit ergibt, die größer als 10 ms ist. Bei richtiger Einstellung erfolgt die Zündung des Triac bei ca. 8,5 ms.

Zur Überstromsicherung bei einem Kurzschluß auf der Bahn dient eine Autolampe 12 V/18 W oder ein entsprechender Kaltleiter. Die Lampe ergibt außer einer Sicherungswirkung noch eine Anzeige für einen Kurzschluß.

Berichtigung

Hochohmiger Multimetervorsatz für kleine Gleichspannungen und Ströme

Heft 1/1977, Seite 32

In Bild 2 auf Seite 33 sind beim unteren Operationsverstärker die Polaritätszeichen an den Eingängen (2 und 3) vertauscht. Außerdem fehlt ein Verbindungspunkt an der Leitungskreuzung der Pluszuführung des oberen OP (Pin 7) mit der Leitung zwischen den Widerständen 18 kΩ/4,7 MΩ.

Arno Ruff

Mit nachstehend beschriebenem Gerät kann die Reaktionsfähigkeit eines Menschen in 1/100 s gemessen werden. Es können gleichzeitig bis zu vier Personen an diesem Test teilnehmen. Gemessen wird die Zeit des Reaktionsschnellsten.

Digitales Reaktionszeit-Meßgerät

Eine aufleuchtende Lampe zeigt an, wer als erster seine Stop-Taste betätigte. Zunächst wird mit dem Drucktaster Dr 1 (Reset) die Schaltung in die Ausgangsstellung gebracht, d.h. die Minitrons schalten auf 00, alle Lampen sind aus (*Bild 1*). Nun wird die Start-Taste Dr 2 gedrückt, es leuchtet La 1 (Achtung) auf. In dem Moment, in welchem diese Lampe wieder verlöscht, starten die Zähler.

Man muß also sofort nach Verlöschen von La 1 eine Stop-Taste Dr 3...6 drükken. Betätigt nun einer der Teilnehmer aus Versehen (oder vor Aufregung) seine Stop-Taste zu früh, d.h. bevor die Zähleinheit gestartet wurde, so leuchtet La 2 auf, die Zähler werden blockiert und durch Aufleuchten der entsprechenden Tasten-Kontrollampe La 3...6 wird angezeigt, wer der Übeltäter war.

Die Schaltung: Als Zeitnormal dient die Netzfrequenz, die an der 3-V-Wicklung des Netztransformators abgenommen wird. Am Ausgang des aus vier Si-Dioden 1N914 gebildeten Brückengleichrichters steht eine pulsierende Gleichspannung von 100 Hz zur Verfügung, die durch den Schmitt-Trigger N 19 (1/2 7413) in Rechteck-Impulse umgewandelt wird. Der monostabile Multivibrator IS 7 (74121) kippt nach Betätigung des Tasters Dr 2 (Start), sein Ausgang Q wird logisch H und die Lampe La 1 leuchtet. Nach einer bestimmten Zeit, die von der Zeitkonstante R7/C1 abhängt, kippt das Monoflop zurück und La 1 verlöscht.

Durch die negative Taktflanke wird das Flipflop IS 8a (1/2 7473) umgeschaltet und an dessen Q-Ausgang liegt dann ein H-Signal. Da am Ausgang des Inverters N 14 ebenfalls H liegt, gelangen die Zählimpulse des Schmitt-Triggers N 19 über das NAND N 20 (1/2 7413) an die Zähler.

Wird nun eine der Tasten Dr 3...6 gedrückt, kippt das zugehörige NOR-Flipflop N 1...8, die entsprechende Lampe leuchtet auf und an das Gatter N 17 gelangt ein L-Impuls. Das NAND N 17 wird am Ausgang positiv, an das Gatter N 20 gelangt ein L-Signal und sperrt dieses. Die Zähleinheit wird dadurch gestoppt. Wird nun eine der Tasten Dr 3...6 betätigt, solange am Q-Ausgang des Monoflops noch logisch H ansteht, kippt das Flipflop IS 8b (1/2 7473) und schaltet die Lampe La 2 (zu früh gestoppt) ein.

Die NOR-Gatter N 9...12 dienen zur Verriegelung der Stop-Tasten, d.h. sobald eine der vier Tasten gedrückt wurde, wird der Ausgang des NAND's N17 logisch H und sperrt alle Eingänge; die anderen Flipflops können nicht mehr kippen. Um zu verhindern, daß die Zähler endlos weiterarbeiten, wenn keine der Stop-Tasten gedrückt wurde,

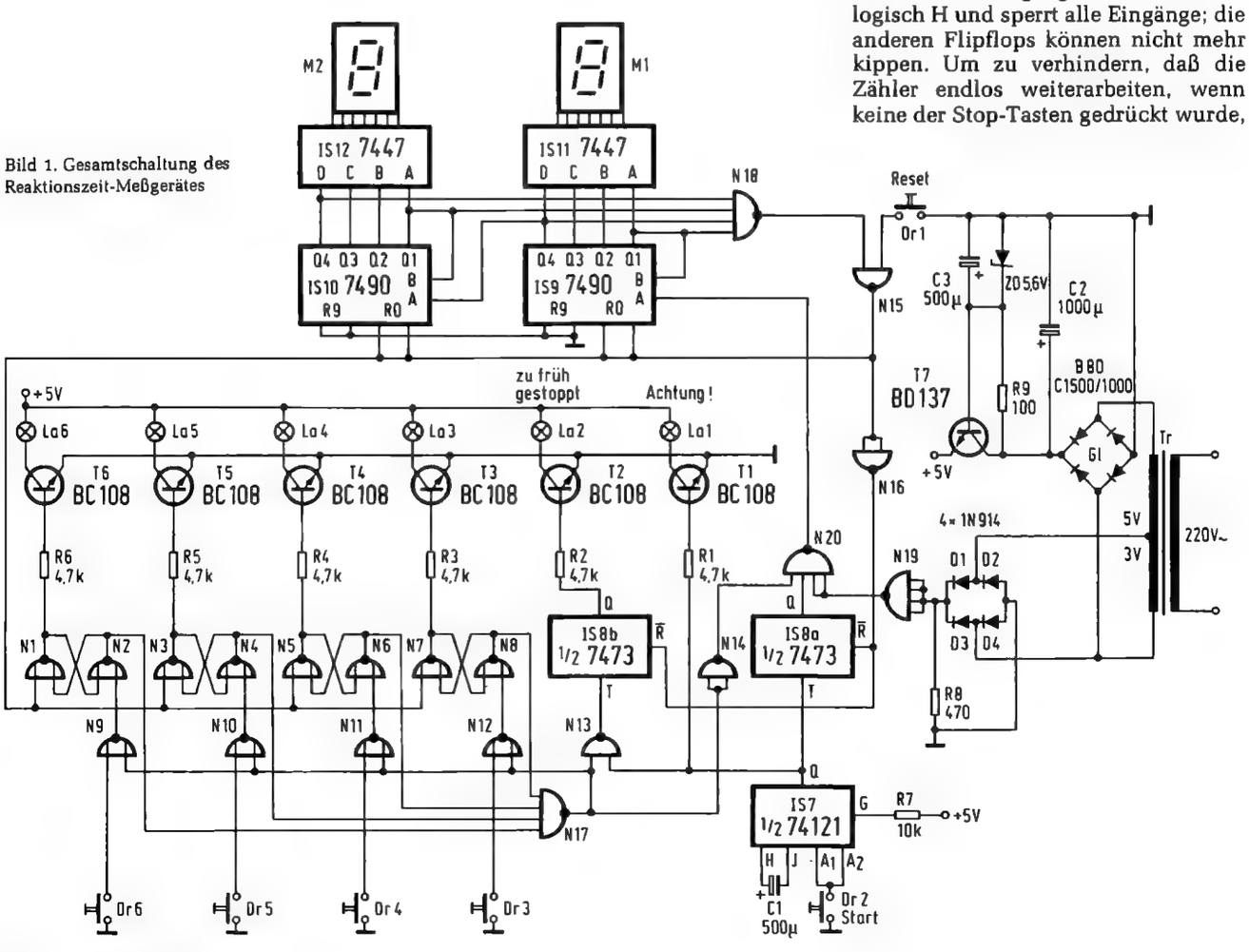


Bild 1. Gesamtschaltung des Reaktionszeit-Meßgerätes

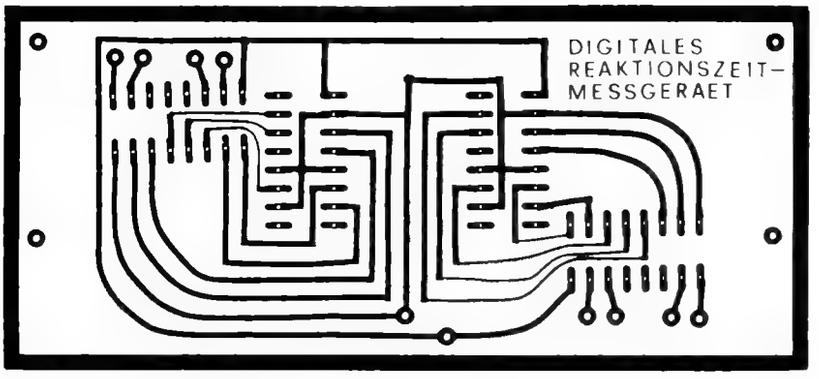


Bild 2. Printplatte für die Minitron-Anzeige

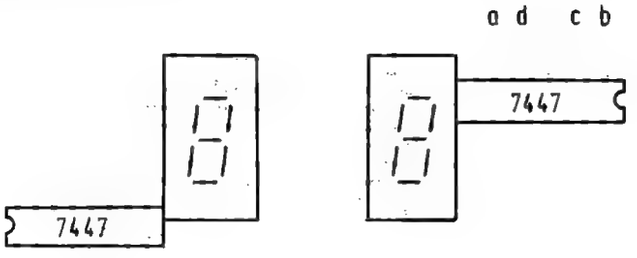


Bild 3. Bestückung der Minitron-Platine

Stückliste zum Reaktionszeitmeßgerät

3 IS 7402=		N1...12
1 IS 7400=		N13...16
1 IS 7420=		N17...18
1 IS 7413=		N19...20
1 IS 74121=		IS7
1 IS 7473=		IS8
2 IS 7490=		IS9...10
2 IS 7447=		IS11...12
2 Minitron-7-Segment-Anzeigen		= M1...2
6 Transistoren BC 108 o.ähnl.		= T1...6
1 Transistor BD 137 o.ähnl.		= T7
6 Lämpchen 6 V / 50 mA		= La 1...6
1 Klingeltransformator		= Tr
1 Si-Gleichrichter B 80 C 1500/1000		= Gl.
4 Si-Dioden 1 N 914		= D1...4
1 Z-Diode 5,6 V		= ZD
6 Miniatur-Drucktaster		= Dr 1...6
2 Elektrolyt-Kondensatoren 1000 µF		= C1...2
1 Elektrolyt-Kondensator 500 µF		= C3
6 Widerstände	4,7 kΩ	= R1...6
1 Widerstand	10 kΩ	= R7
1 Widerstand	470 Ω	= R8
1 Widerstand	100 Ω	= R9

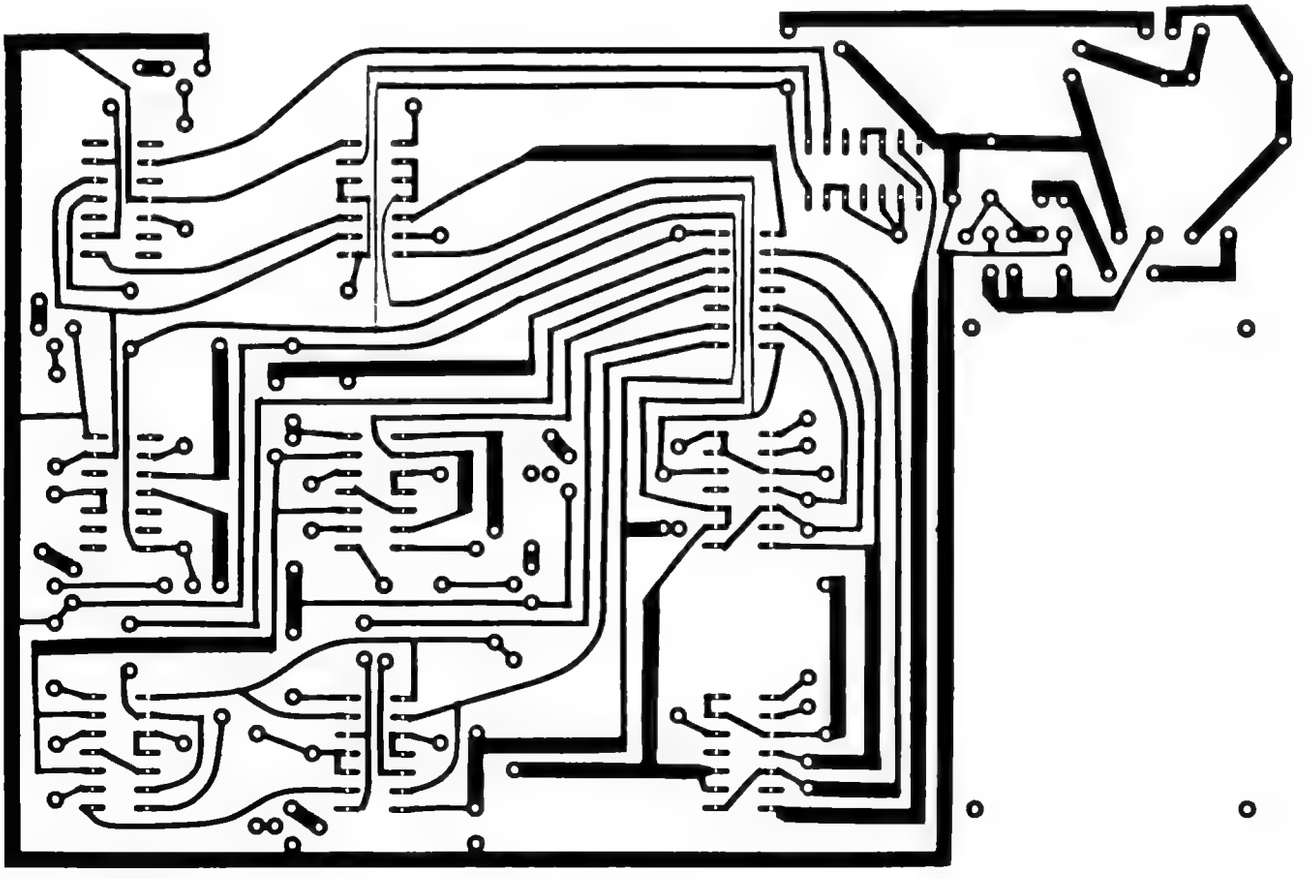
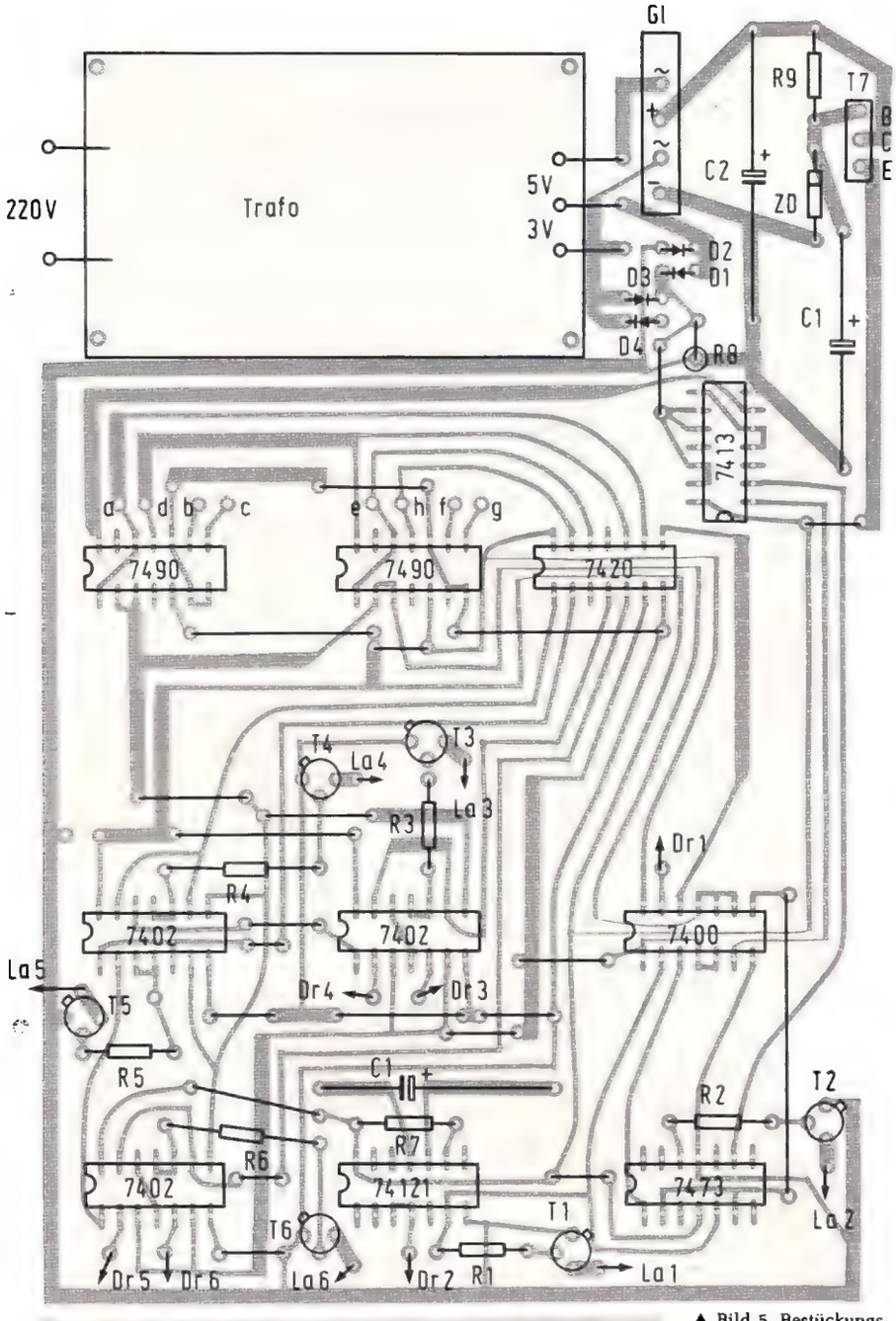
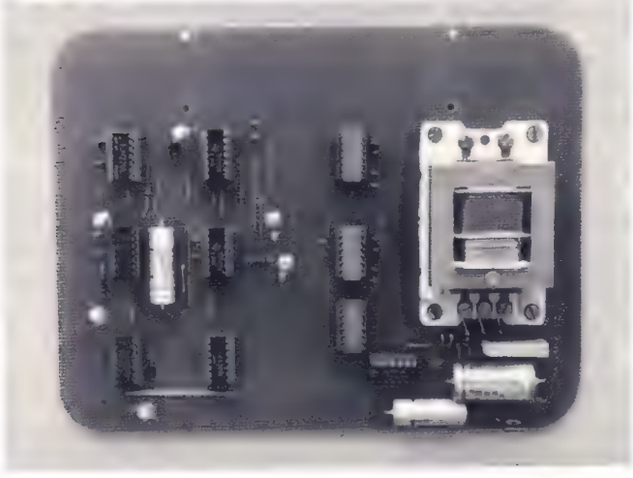


Bild 4. Printplatte für den Steuerteil



▲ Bild 5. Bestückungsplan der Steuerplatine. Der Regeltransistor T7 ist auf einem Kühlblech von 30 mm x 140 mm zu befestigen. Es kann auch ein 2N 3055 ungekühlt Verwendung finden



◀ Bild 6. Die fertig bestückte Leiterplatte. Das Kühlblech ist hier noch nicht befestigt

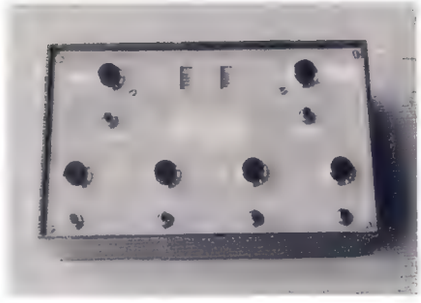


Bild 7. Das Mustergerät des Verfassers

schaltet das Gerät automatisch nach 99 Taktimpulsen über die Gatter N18, 15 und 16 die gesamte Anlage wieder auf 00.

Das stabilisierte Netzteil ist sehr einfach aufgebaut. Als Netz-Trafo dient ein Klingeltransformator mit einer 3- und 5-V-Sekundärwicklung. Eine Z-Diode 5,6 V liefert die Bezugsspannung und der Transistor BD 137 o. ähnl. besorgt die Regelung.

Bild 2 zeigt die Platine der Minitronanzeige, *Bild 3* den dazugehörigen Bestückungsplan. Die Platine des Testgeräts selbst zeigt *Bild 4*, den Bestükkungsplan hierzu *Bild 5*. In *Bild 6* ist die fertig bestückte Platine des Steuerteils zu sehen. *Bild 7* zeigt das fertige Mustergerät des Verfassers. ■

Nachtrag zu „2-m-FM-Handfunksprechgerät mit 80-Kanal-Synthesizer"

(Funkschau 1977, Heft 2)

Einige Leser hatten beim Nachbau des Handfunksprechgeräts verschiedene Schwierigkeiten, die zwar leicht zu beseitigen sind, aber doch ein gewisses „know how" erfordern. Die typischsten Probleme haben wir hier zusammengestellt.

Wenn eine nur geringe Oxidation der PTT-Tastenkontakte bereits hörbare Krachgeräusche auf der Modulation verursacht, hilft meist ein 1-nF-Kondensator, der direkt an die Tastenanschlüsse gelötet wird. Sollte die Modulation zu hell oder schrill klingen, kann der Koppelkondensator zwischen erster und zweiter Stufe des Dynamikkompressors von 4,7 nF auf etwa 22 nF vergrößert werden, dadurch steigt gleichzeitig die Mikrofonempfindlichkeit an. Bei starken Umweltgeräuschen ist die sehr kurze Kompressor-Regelzeit u.U. störend; Abhilfe schafft eine Vergrößerung des 1,5-µF-Elkos auf etwa 4,7 µF.

Im Empfänger treten gelegentlich Probleme wegen der Toleranzen des Keramikfilters SED 455 B auf; diese lassen sich durch entsprechende Korrektur des 10,245-MHz-Oszillators kompensieren. Je nach Halterkapazität der Quarze ist oft die Spule L1 im Synthesizer-Rückmischoszillator überflüssig.

Dr. Klaus Kohl

Wilde Ampel oder noch ein Reaktionstestspiel

Auf der Frontplatte (mindestens 15 cm x 20 cm): Vier Drucktaster (Start, Rot, Gelb, Grün), drei Lampen (Rot, Gelb, Grün) und eine zweistellige Ziffernanzeige.

Spielregel

Nach dem Einschalten des Geräts werden die Lampen und die Ziffernanzeige irgendwie aufleuchten, das ist bedeutungslos. Nun wird die Starttaste gedrückt, dies setzt die Ziffernanzeige auf Null, das Spiel beginnt. Nach dem Loslassen des Startknopfes leuchtet eine der drei Lampen auf; nun gilt es, möglichst rasch den gleichfarbigen Knopf zu drücken. Hat man den Knopf losgelassen, leuchtet wieder eine Lampe auf, es kann auch dieselbe wie vorher sein. Wieder muß der gleichfarbige Knopf gedrückt werden usw. Bei jedem richtigen Knopfdrücken springt die Ziffernanzeige um eine Stelle weiter. Nach einer bestimmten Zeit leuchtet keine Lampe mehr auf: Das Spiel ist aus, die Ziffern zeigen an, wie oft man in der Spieldauer den richtigen Knopf gefunden hat.

Und wenn man den falschen Knopf gedrückt hat, etwa den grünen obwohl die rote Lampe leuchtet? – Dieser Fehler bricht das Spiel sofort ab. Die Lampen verlöschen, die Ziffern zeigen die bis dahin richtigen Drücker an, gleichzeitig weisen die beiden in der Ziffernanzeige aufleuchtenden Dezimalpunkte auf den Fehler hin.

Und wenn man mogelt? – Man kann es ja einmal versuchen: Festhalten des Startknopfes hält die Ergebnisanzeige auf Null. Drücken mehrerer Farbknöpfe zugleich bricht das Spiel sofort ab.

Und wenn einem dieses Spiel mit der Zeit zu langweilig wird? – Dann läßt man andere damit spielen oder man vertauscht einmal die Lampenanschlüsse, so daß man den grünen Knopf drücken muß wenn die rote Lampe leuchtet usw. Schließlich kann man auch mit abgedeckten Lampen spielen und einfach raten, welchen Knopf man drücken muß...

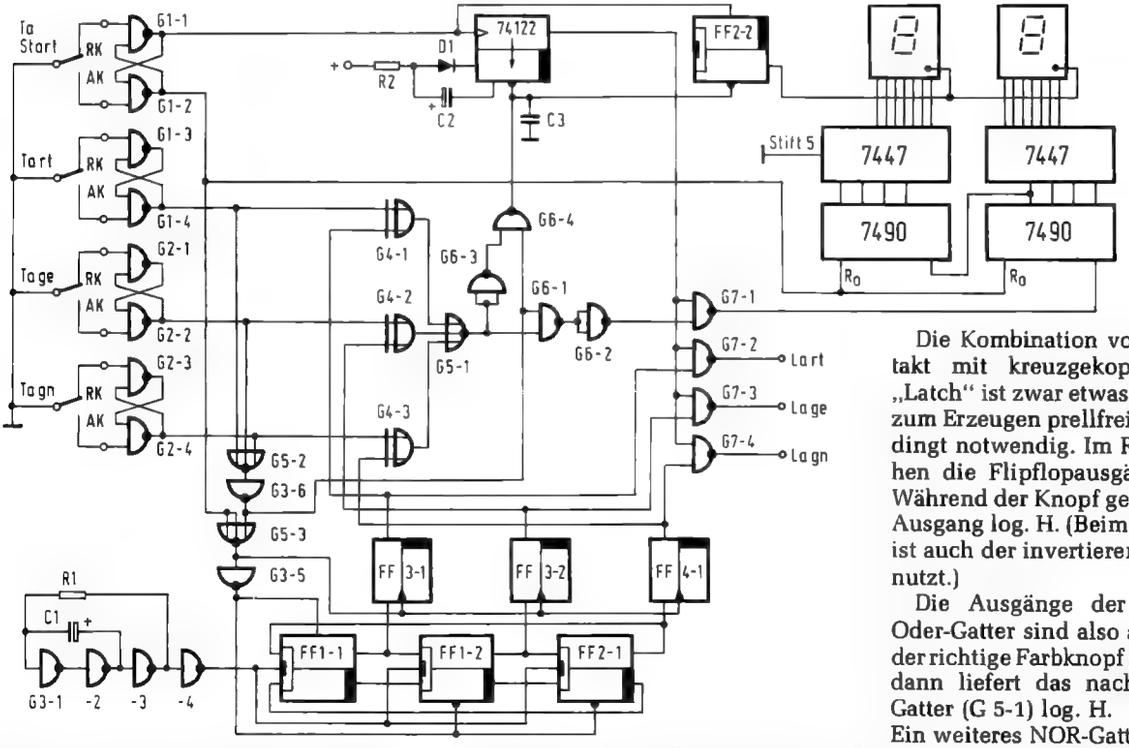


Bild 1. Schaltung der wilden Ampel

Schaltung

Doch nun zum Innenleben des Kastens: *Bild 1* zeigt die Logikschaltung. Der mit ca. 100 Hz schwingende Multivibrator aus drei Invertern (G 3-1 bis 3) mit nachfolgendem Impulsformer (G 3-4) steuert einen Ringzähler aus drei JK-Flipflops (FF 1-1 bis 2-1) an. Solange kein Knopf gedrückt ist, wird der Ringzähler allerdings in der Stellung log. H-L-L festgehalten. Er läuft also nur während der Betätigungsdauer eines Knopfes. Loslassen des Knopfes überschreibt den in diesem Moment herrschenden Zählerstand in die drei positiv flankengetriggerten D-Flipflops (FF 3-1 bis 4-1) und stellt gleich darauf den Ringzähler wieder zurück. Irgendeines der drei Speicherflipflops steht dann also auf log. H, die beiden anderen auf log. L. Diese drei Daten gehen nun einerseits auf die Lampenanzeige, andererseits auf drei Exklusiv-Oder-Gatter (G 4-1 bis 3), die mit ihrem zweiten Eingang an den entsprechenden Farbtaster angeschlossen sind.

Die Kombination von Umschaltkontakt mit kreuzgekoppeltem NAND-„Latch" ist zwar etwas aufwendig, aber zum Erzeugen prellfreier Signale unbedingt notwendig. Im Ruhezustand stehen die Flipflopausgänge auf log. L. Während der Knopf gedrückt ist, ist ihr Ausgang log. H. (Beim „Start"-Flipflop ist auch der invertierende Ausgang benutzt.)

Die Ausgänge der drei Exklusiv-Oder-Gatter sind also auf log. L, wenn der richtige Farbknopf gedrückt ist. Nur dann liefert das nachfolgende NOR-Gatter (G 5-1) log. H.

Ein weiteres NOR-Gatter (G 5-2) liefert über den nachgesetzten Inverter log. H, wenn irgendein Farbknopf gedrückt ist. Das dritte NOR-Gatter (G 5-3) liefert auf jeden Knopfdruck (einschließlich Startknopf) log. L, es löst die schon beschriebenen Ringzähler- und Speicherfunktionen aus.

Das Drücken des Startknopfes triggert zudem das Monoflop (SN 74122), dessen Ausgang Q während der Spieldauer auf log. H steht. Der Widerstand R_2 und der Kondensator C_2 bestimmen nach der ungefähren Formel

$$t = \frac{R \cdot C}{3}$$

(t in s, R in Ω, C in F) die Einschaltdauer des Monoflops und damit die Spiel-

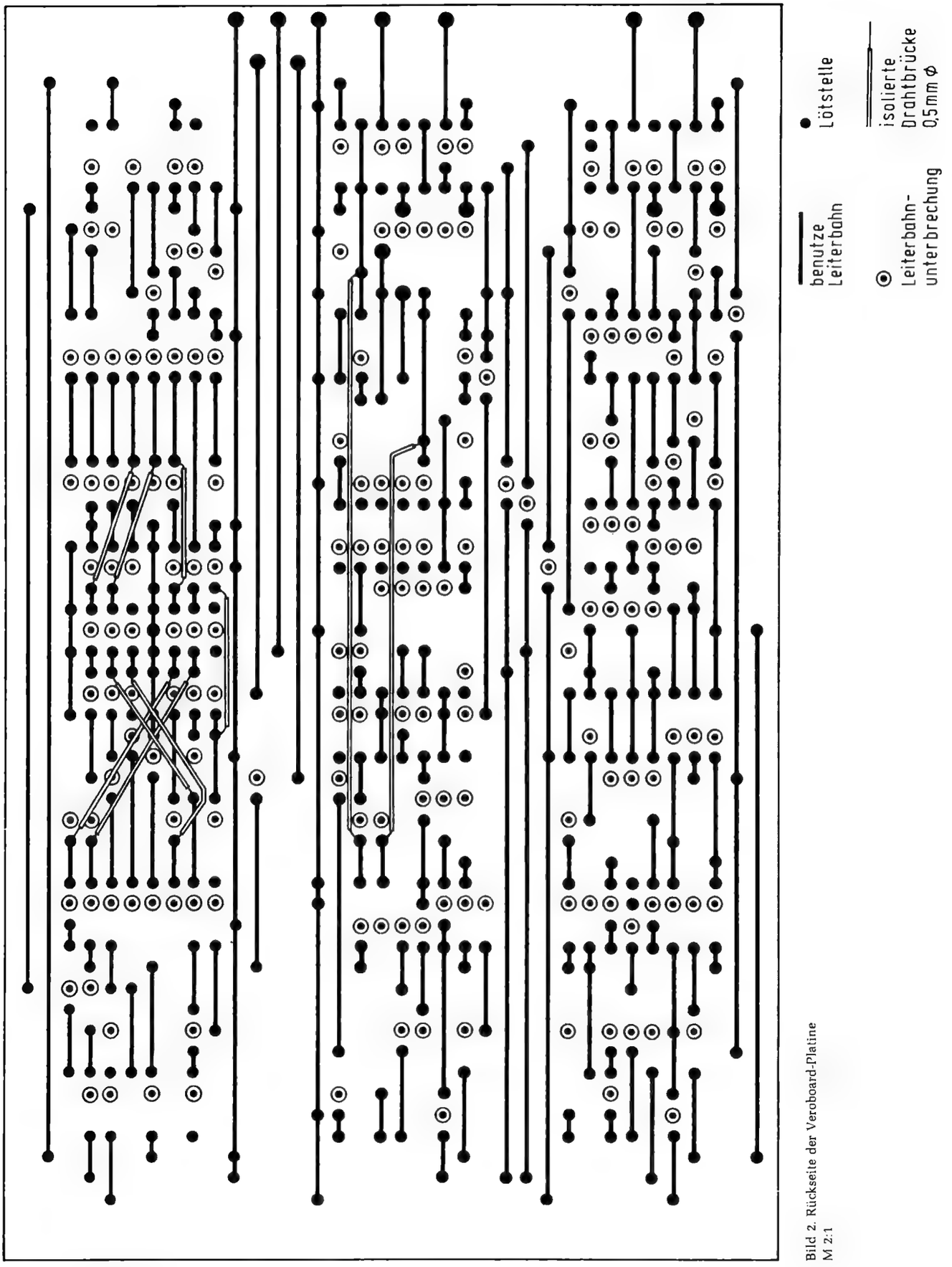


Bild 2. Rückseite der Veroboard-Platine M 2:1

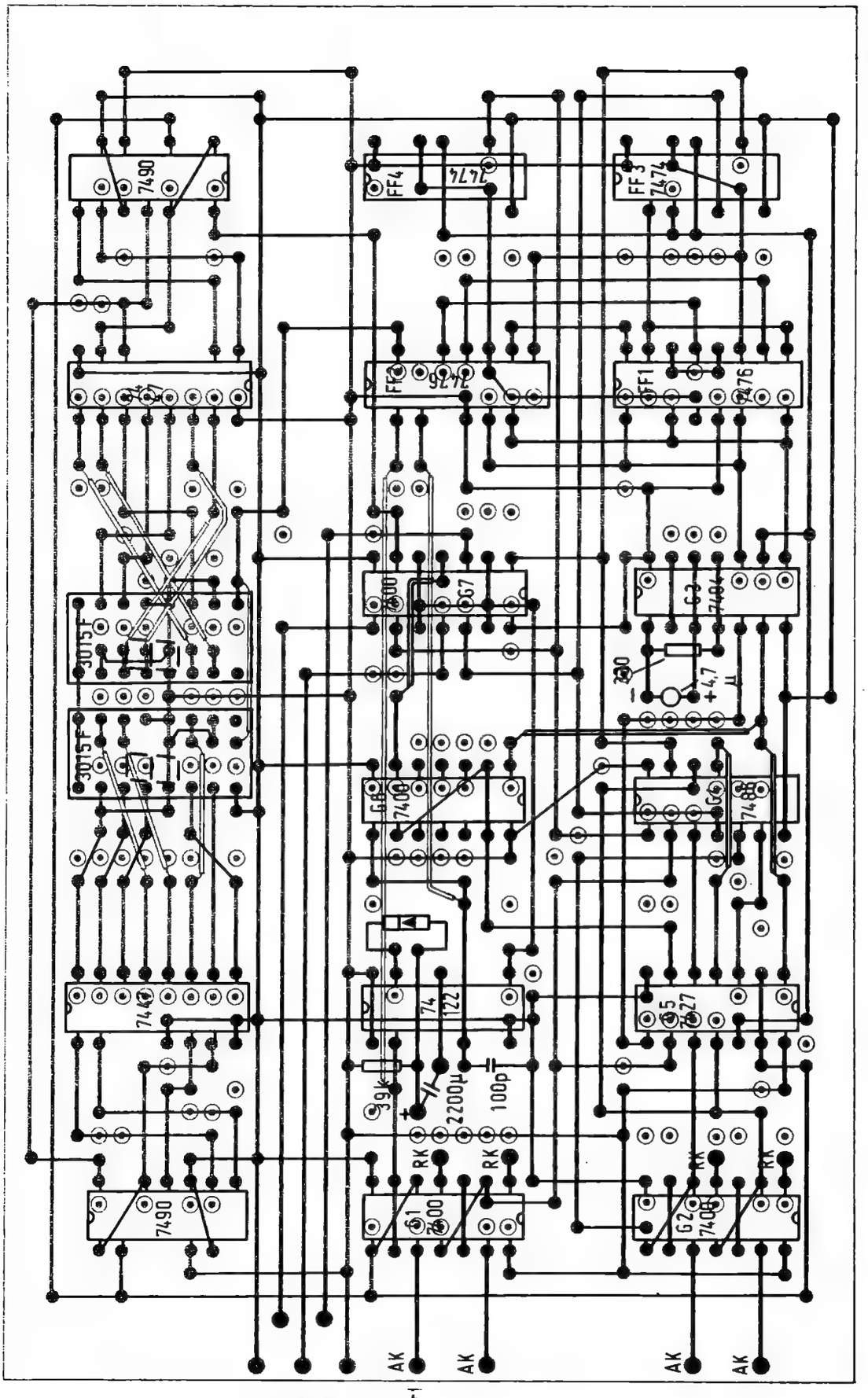


Bild 3. Vorderseite der Veroboard-Platine
M 2:1

dauer bei fehlerlosem Spiel. Sie sollte etwa eine halbe Minute betragen, jedenfalls so kurz sein, daß auch ein geschickter Spieler nicht über 99 Punkte kommt.

Da R nicht größer als 50 kΩ sein darf, braucht man einen Kondensator mit recht hoher Kapazität. Allerdings ist die an ihm anliegende Spannung kleiner als 1 V. Die Diode soll eine gegenpolige Aufladung des Kondensators verhindern, es kann irgendeine Silizium-Schaltdiode sein.

Die an G 3-6 und G 5-1 sich anschließende Gatterkombination liefert an G 6-2 nur dann log. H, wenn der richtige Knopf gedrückt ist – dieses Signal wird als Impuls an den Ergebniszähler weitergeleitet. Am Ausgang von G 6-4 liefert sie log. L, wenn der falsche Knopf gedrückt ist. Sie setzt das Monoflop auf log. L, ebenso das Flipflop FF 2-2, wodurch die Dezimalpunkte der Ziffernanzeige aufleuchten. Dieses wird zugleich mit dem Monoflop durch Betätigen der Starttaste wieder auf log. H gesetzt. Beim Mustergerät mußte der Rücksetzeingang des Monoflops (Stift 5) durch einen Kondensator von 100 pF gegen Masse abgeblockt werden, um äußerst kurze Nadelimpulse, die beim Knopfdrücken (durch Laufzeitunterschiede der Gatter) auftraten, unwirksam zu machen.

Die vier NAND-Gatter G 7-1 bis 4 werden auf log. H festgehalten, wenn das Spiel beendet ist. So werden weder Zählimpulse durchgelassen noch Lampen zum Leuchten gebracht.

Der Ergebniszähler aus je zwei Dezimalzählern SN 7490, Decodierern SN 7447 und Minitrons 3015 bietet wenig an Besonderheiten. Die Starttaste wirkt auf die Rücksetzeingänge der Dezimalzähler; Stift 5 des Zehnerdecodierers liegt an Masse, dadurch wird die unschöne Null in der Zehnerstelle unterdrückt. Die Dezimalpunktanschlüsse der Minitrons sind, wie erwähnt, an den Ausgang des Flipflops FF 2-2 angeschlossen. (Hinweis: Die Dezimalpunkte leuchten auch auf, wenn nach dem Spielende noch eine „falsche" Farbtaste gedrückt wird. Um das zu verhindern, muß ein Oder-Gatter vorgesehen werden, dessen Eingänge von dem Ausgang $\bar{Q}$ (Stift 6) des Monoflops und dem Gatter G 6-4 angesteuert werden und dessen Ausgang auf den Rücksetzeingang (Stift 3) des Flipflops FF 2-2 wirkt. Dann kann der Rücksetzeingang nur während der Spieldauer log. L werden. In der vorliegenden Schaltung wurde aus Platzgründen darauf verzichtet).

Die ganze Logikschaltung findet Platz auf einer Leiterplatte mit den Abmessungen 95 mm x 150 mm (34+2 Bahnen im 2.54-mm-Raster), z.B. Veroboard M 2. Vorder- und Rückseite der Platine mit den notwendigen Drahtverbindungen und Leiterbahnunterbrechungen zeigen die *Bilder 2* und *3*. Bauelemente, die die Minitrons überragen, sollten auf die Rückseite der Platine gesetzt werden. Nicht benötigte Anschlüsse der IS werden einfach abgeschnitten, in der Bestückungszeichnung wurde dies durch Weglassen verdeutlicht. Der Kondensator C2 wird außerhalb der Platine montiert, falls man nicht ein besonders kleines Exemplar zur Verfügung hat. Die Stromaufnahme der Platine (ohne Lampen) beträgt etwa 0,5 A bei 5 V Betriebsspannung.

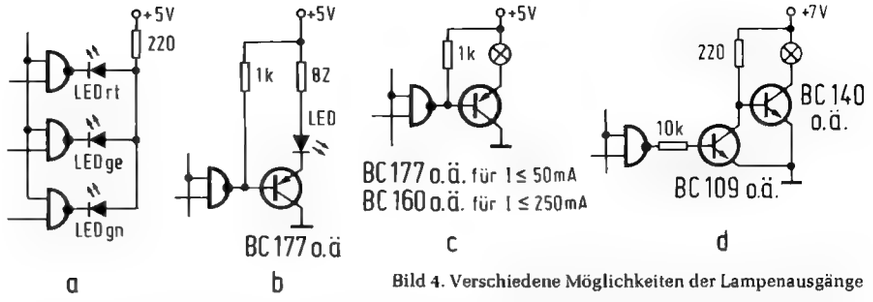


Bild 4. Verschiedene Möglichkeiten der Lampenausgänge

Für die Lampenanzeige gibt es verschiedene Möglichkeiten, deshalb wurde sie nicht in die Platine aufgenommen. Für bescheidene Ansprüche an die Helligkeit genügt es, Leuchtdioden (z. B. Monsanto MV 5054-rot, MV 5354 – gelb und MV 5254 – grün) über einen gemeinsamen Vorwiderstand von 220 Ω direkt an die Gatterausgänge anzuschließen (*Bild 4a*). Da jeweils nur eine Diode Strom führt (höchstens 15 mA) wird die IS dadurch nicht überlastet.

Höheren Ansprüchen an die Helligkeit genügen die Schaltungen nach *Bild 4b* und *c*. An ihr können die Leuchtdioden mit dem Maximalstrom von 35 mA beziehungsweise Signallampen mit einem Maximalstrom von 200 mA betrieben werden. Der Strom in den IS-Ausgang beträgt dabei maximal 5 mA.

Die günstigste Lösung ist allerdings ein zweistufiger Anzeigeverstärker nach *Bild 4d*. Lampen mit 0,5 A Nennstrom können angeschlossen werden. Die IS wird dabei fast nicht belastet, auch die Verlustleistung der Transistoren ist niedrig. Trotzdem empfehlen sich Kühlsterne auf den BC 140. Beim Entwurf des Netzteils muß aber berücksichtigt werden, daß nach dem Einschalten des Gerätes manchmal alle drei Anzeigelampen brennen. Ein Vorschlag: Zur Stromversorgung der Lampen verwendet man ein eigenes Netzteil ohne Stabilisierung und Siebmittel. Das ist billiger und wirksamer als alle anderen Lösungen. Einen Schaltungsvorschlag für das Netzteil zeigt *Bild 5*.

Stückliste der verwendeten Bauelemente

4 IS 7400
1 IS 7404
1 IS 7427
2 IS 7447
2 IS 7474
2 IS 7476
1 IS 7486
2 IS 7490
1 IS 74122
2 Minitron 3015 F
1 Widerstand 330 Ω
1 Widerstand 39 kΩ
1 Kondensator 100 pF
1 Elektrolytkondensator 4.7 µF/6 V
1 Elektrolytkondensator 2200 µF/3 V
1 Si-Diode z. B. 1 N 4148 (BAY 61)
3 BC 109 o. ä.
3 BC 140
3 Kühlsterne für TO-39
3 Widerstände 220 Ω
3 Widerstände 10 kΩ
2 Klingeltransformatoren (sek 8 V/1 A) o. ä.
2 Gleichrichter B 40 C 1000/1500 oder BY 164
1 Elektrolytkondensator 2200 µF/16 V
1 Spannungsregler 7805 auf Kühlblech 25 cm²
2 Tantalelkos 1 µF/16 V
Drucktaster z. B. Rafi 1.01102.074 (gelbe Drucktaster sind nicht handelsüblich, doch lasen sich weiße mit Lackfarbe dauerhaft einfärben)
Lampenfassungen z. B. Rafi 1.02011.021 mit Röhrenlampe E 10 (6 V, 3 W)
Gehäuse z. B. Teko Typ 364

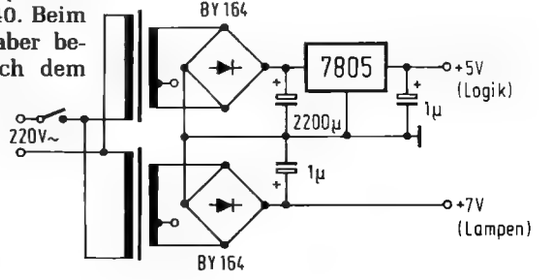


Bild 5. Vorschlag für ein Netzteil

Wolfgang Kreinberg

Erweiterung einer Zwei-Kanal-Fernsteueranlage mit minimalem Aufwand

Die Ansprüche des Funkfernsteueramateurs wachsen, je mehr er sich mit seinem Hobby beschäftigt. Reichte zu Beginn eine Zwei-Kanal-Anlage zum Steuern von Schiffsmodellen aus, so ist der Betrieb eines komplizierteren Modells oder gar eines Flugzeuges nicht mehr möglich. Die Neuanschaffung einer mehrkanaligen Anlage ist eine Investition, die für einen technisch interessierten Bastler nicht unbedingt erforderlich sein muß. Der folgende Beitrag soll eine preisgünstigere Möglichkeit aufzeigen.

Prinzip der Erweiterung

Der Verfasser hat die Erweiterung einer Zwei-Kanal-Anlage durchgeführt an der Kombination FP – T 2 und FP – R 2 IC von Robbe.

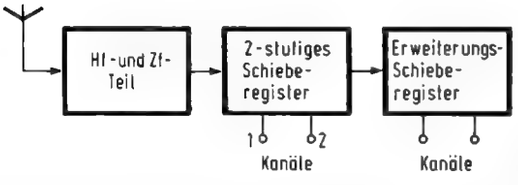


Bild 3. ▶ Verdrahtung der Kanalanschlußstecker und des Erweiterungssteckers

◀ Bild 1. Prinzip eines Fernsteuerempfängers

Bild 1 zeigt das Prinzipbild eines Empfängers wie FP – R 2 IC. Die im Hf- und Zf-Teil des Empfängers ankommenden und aufbereiteten Signale werden zu digitalen Impulsen weiterverarbeitet, die von einem im Nf-Teil aus dem Empfangssignal erzeugten Takt in ein zweistufiges Schieberegister (z.B. MC 852 p) geschoben werden. An den Parallelausgängen des Schieberegisters stehen die Informationen für die einzelnen Kanäle an und können dort z.B. an Rudermaschinen weitergegeben werden.

Bei einer Zwei-Kanal-Anlage ist das Register zweistufig, d.h. außer dem Synchronisierimpuls stehen zwei Informationen tragende Impulse zur Verfügung. Eine Erweiterung des Senders auf vier Kanäle bringt im Empfänger zwei zusätzliche Impulse, die dementsprechend zwei weitere Stufen des Schieberegisters verlangen.

Hier liegt die Grundidee der beschriebenen Empfängererweiterung. An das vorhandene Schieberegister eines Empfängers muß ein derart gestaltetes Schieberegister angehängt werden, daß die Gesamtzahl der Schieberegisterstufen gleich der gewünschten Kanalzahl ist.

Realisierung

Eine preiswerte und energiesparende Lösung bietet das CMOS-Schieberegister CD 4015. Es enthält zwei 4stufige Schieberegister auf einem Chip. Aus einer 2-Kanal-Anlage läßt sich somit eine 6- oder gar eine 10-Kanalanlage realisieren.

Das Zusatzregister benötigt insgesamt vier Eingangsgrößen. Außer der Spannungsversorgung (+ 4,8 V und 0 V) und dem schon erwähnten Schiebetakt muß der Ausgang der vorhandenen Stufen angeschlossen werden. Dabei stehen alle Größen außer dem Schiebetakt ohne Eingriff in den Empfänger zur Verfügung, denn der Ausgang des vorhandenen Schieberegisters ist identisch mit dem letzten Kanal der vorhandenen Anlage, also dem Kanal 2 bei der Zwei-Kanal-Anlage.

Aus diesem Grunde muß theoretisch nur eine zusätzliche Leitung an die Empfängerplatine angelötet werden, die den Schiebetakt in die Erweiterungsschaltung überträgt. Der Anschlußpunkt für den Schiebetakt kann aus dem Datenblatt des verwendeten Schieberegisterbausteins entnommen werden. *Bild 2* zeigt die Anschlußbelegung des MC 852 P des Empfängers FP – R 2 IC von Robbe. In der Praxis hat es sich jedoch als sinnvoll erwiesen, einen zusätzlichen Steckkontakt für die Empfängererweiterung anzubringen.

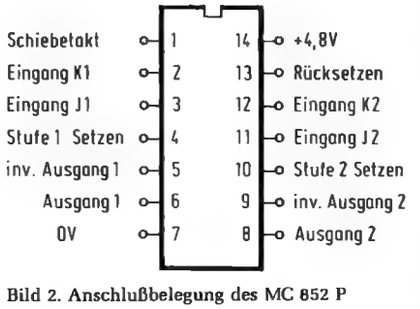
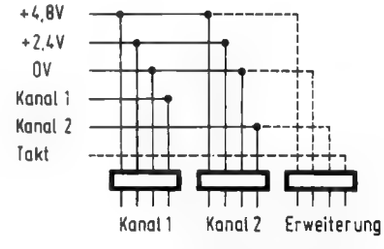


Bild 2. Anschlußbelegung des MC 852 P

Beim Mustergerät wurde ein kompletter vieradriger Kabelbaum, ähnlich denen der beiden Kanäle, eingelötet. Auf diese Weise kann man die Empfängererweiterung steckbar anbringen, wenn sie auch tatsächlich benötigt wird. Die Stützpunkte zum Verlöten des Kabelbaumes ersieht man aus dem Datenblatt (Takt) bzw. aus der Verlötung des Kabelbaumes für den zweiten Kanal der Anlage. Das Prinzip der Verdrahtung zeigt *Bild 3*, die gestrichelten Verbindungen sind die zur Erweiterungsschaltung zusätzlich erforderlichen.



Ein Abgleich des Empfängers ist nicht notwendig, da der Eingriff nur im Nf-Teil erfolgt und keine Beeinträchtigung der Funktion des vorhandenen Empfängers mit sich bringt. Da ein CMOS-Schaltkreis nicht stark belastet werden darf, ist eine Leistungsanpassung an die folgenden Stufen, wie Fahrtregler oder Rudermaschinen, erforderlich. Diese Anpassung wird erreicht durch die beiden CMOS-Puffer-Schaltkreise vom Typ CD 4050, die je sechs Leistungstreiber enthalten. Es sind je zwei Treiber parallelgeschaltet, damit in jedem Fall eine Überlastung ausgeschlossen wird. Dadurch werden zwar nur sechs von den acht zur Verfügung stehenden Stufen des Registers ausgenutzt, aber zusammen mit den vorhandenen zwei Stufen stehen dann acht Kanäle zur Verfügung, die meist ausreichen. Der Anschluß der Rudermaschinen erfolgt wie beim Empfänger durch Kabelbäume und Steckkontakte.

Der Prototyp der Schaltung läuft seit einem halben Jahr zur vollen Zufriedenheit im Fischkutter Elke, und übernimmt dort die Steuerung der Ankerwinde, der Sirene und des Dieselgeräuschgenerators.

Dem Fortschritt der Halbleitertechnologie entsprechend beschrieb die FUNKSCHAU in der letzten Zeit zunehmend Schaltungen mit MOS- und CMOS-Bauelementen. Beim Nachbau durch „Steckenpferd-reitende" Leser starben solche Bauelemente manchmal den Heldentod, weil sie eine etwas vorsichtigere Behandlung erfordern als bipolare Halbleiter. Wie vorsichtig – das soll hier geklärt werden.

Herwig Feichtinger

Über den Umgang mit MOS-Bauelementen

Was ist MOS?

MOS ist die Abkürzung von „Metal Oxid Semiconductor", zu deutsch Metalloxid-Halbleiter. Die Technologie verwendet als aktive Elemente Feldeffekt-Transistoren, deren Gate durch eine dünne Oxidschicht vom Source-Drain-Kanal isoliert ist. Diese Technik ermöglicht sehr hohe Packungsdichten von integrierten Bauelementen auf einem Silizium-Chip; Taschenrechner-IS, Mikroprozessoren oder Uhren-IS sind Beispiele dafür.

Natürlich sind auch einzelne Feldeffekttransistoren (MOSFET) erhältlich, und zwar entweder mit einer (Single-Gate) oder mit zwei Steuerelektroden (Dual-Gate). IS in MOS-Technik lassen sich im wesentlichen in drei Gruppen einteilen, nämlich in P-Kanal-MOS, N-Kanal-MOS und Komplementär-MOS (abgekürzt CMOS). Für alle diese Bauelemente haben die nachfolgenden Überlegungen über statische Aufladungen die gleiche Bedeutung.

Die Gefahr des Gate-Durchbruchs

Die Steuerelektroden der Feldeffekttransistoren sind von den übrigen Elektroden praktisch ideal isoliert. Obwohl ihre Kapazität meist nur etwa 1,5...10 pF beträgt, kann sich eine aufgebrachte Ladung mehrere Sekunden lang halten, weil der Isolationswiderstand in der Größenordnung von $10^{11}\ \Omega$ liegt. Leider kann die isolierende Oxidschicht ähnlich wie bei einem Kondensator bei zu hohen Spannungen durchschlagen, wodurch der Feldeffekttransistor irreversibel beschädigt wird; die maximal verträgliche Spannung an der Steuerelektrode beträgt etwa 70 V. Bei einer Gatekapazität von 3 pF genügt daher bereits eine Ladung von nur 70 V · 3 pF = 210 pC (Picocoulomb) (!), um das MOS-Bauelement zu gefährden.

Solch geringe Ladungen sind leider auch im täglichen Leben zu finden: Teppiche, Gummischuhe, Kunststoffolien und -Tischplatten, Kleidungsstücke und ähnliche Dinge besitzen oft durch Reibungselektrizität eine zur Zerstörung von MOSFET oder MOS-IS völlig ausreichende statische Ladung. Besonders heimtückisch ist dabei, daß MOS-IS größtenteils auch noch nach einer solchen Beschädigung funktionieren, allerdings wird nur noch ein (u. U. großer) Teil der Funktionen ausgeführt. So kann es vorkommen, daß eine statische Beschädigung zunächst gar nicht als solche erkannt wird.

Diodengeschützte MOS-Bauelemente

Um die Eingänge von MOSFET und MOS-IS vor Überspannungen zu schützen, werden heute meist Dioden mitintegriert. *Bild 1* zeigt die verwendeten Schutzschaltungen für verschiedene Anwendungen. Obwohl diese Maßnahmen sehr wirksam sind, bieten sie doch keinen hundertprozentigen Schutz, denn die Schaltzeiten der Dioden sind meist länger als die zum Durchschlag der Gate-Isolation erforderliche Zeit. Diese Tatsache erklärt, warum auch derart geschützte MOS-Bauelemente noch anfällig gegenüber kurzen, steilen Impulsen sind, wie sie bei Funkenüberschlägen von statisch aufgeladenen Gegenständen vorkommen können.

Um solche gefährlichen Impulse etwas abzuflachen, enthalten die meisten CMOS- und MOS-IS an jedem ihrer Eingänge einen Widerstand, der zusammen mit der Eingangskapazität als RC-Tiefpaß wirkt. Ein höherer Widerstandswert würde zwar die Sicherheit gegenüber solchen Impulsen noch verbessern, andererseits ginge aber die Arbeitsgeschwindigkeit der IS zurück. An dieser Stelle muß noch erwähnt werden, daß zwar heute die meisten Hersteller ihre IS mit Dioden schützen (Ausnahme: Intersil!), daß sich aber die Qualität der Schutzschaltungen deutlich unterscheidet. Grob vereinfacht läßt sich sagen: Schnelle IS sind schlechter vor statischen Aufladungen geschützt als ihre etwas langsameren Artgenossen.

Vorsichtsmaßnahmen beim Umgang mit MOS

Verpackung

Die gefährlichen Augenblicke im Leben eines MOS-Bauelements sind sein

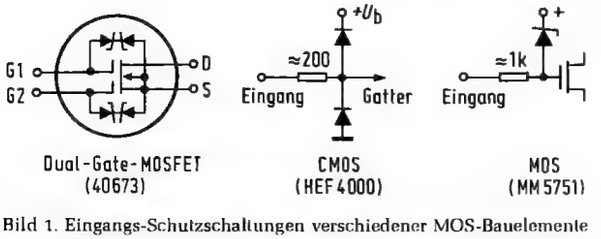


Bild 1. Eingangs-Schutzschaltungen verschiedener MOS-Bauelemente

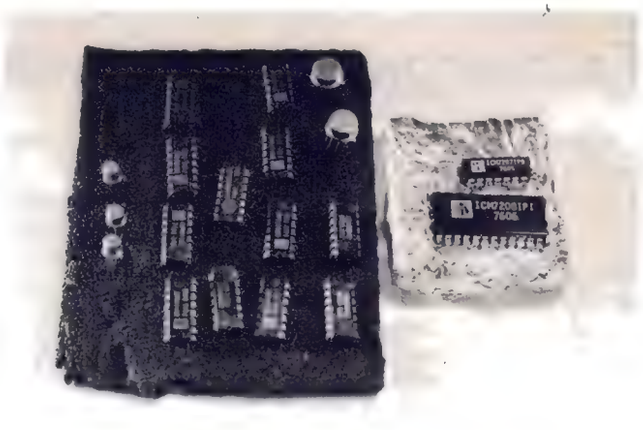


Bild 2. ▶ MOS-Bauelemente sollte man stets auf elektrisch leitendes Material stecken (links: graphitierter Schaumstoff, rechts: Alufolie)

Verpacken in mehr oder weniger geeignetes Material und sein Einbau in die Schaltung.

Als Schutzmaßnahme beim Verpakken hat es sich bewährt, die Anschlüsse in elektrisch leitendes Material zu stekken (*Bild 2*). Dafür eignet sich sowohl handelsübliche Aluminiumfolie, notfalls mit einem Stück Styropor als Trägermaterial, als auch der eigens für diesen Zweck hergestellte graphitierte Schaumstoff. Letzterer ist übrigens nicht einmal besonders gut leitend; zwischen zwei IS-Anschlüssen beträgt sein Widerstand immerhin noch einige hundert Kiloohm. Zumindest wird aber eine elektrostatische Aufladung mit Sicherheit vermieden.

Einbau

Der Einbau des Bauelements erfordert besondere Vorsicht. Bei IS ist in jedem Fall die Verwendung von Fassungen empfehlenswert, damit nicht direkt an den IS-Anschlüssen gelötet werden muß. MOS-Bauelemente sollten auch stets erst dann auf die Platine gesteckt oder notfalls gelötet werden, wenn alle anderen Bauteile bereits eingelötet sind. Dabei sollte man es sich zur Gewohnheit machen, mit den Fingern zuerst die IS-Verpackung zu berühren, dann die IS herauszunehmen, die Platine zu berühren und schließlich die IS auf die Platine zu setzen. Dadurch wird stets ein Potentialausgleich ermöglicht, der statische Aufladungen und Potentialdifferenzen an den IS-Anschlüssen vermeidet.

Diese Maßnahmen reichen aus, um diodengeschützte MOS-Bauelemente vor der Zerstörung zu bewahren. Ungeschützte Ausführungen, die zum Glück meist als solche bekannt sind (das Datenblatt enthält dann nämlich *nicht* den sonst üblichen Hinweis auf die Schutzdioden...) sollten mit noch größerer Vorsicht verarbeitet werden. Auch hier ist die Verwendung von Fassungen dringend zu empfehlen. Bewährt hat es sich, bei dem Einsetzen von ungeschützten IS diese in die rechte Hand zu nehmen und mit der linken Hand die Platine so zu halten, daß die Finger die Leiterbahnen berühren. Das Berühren der IS-Anschlüsse sollte zwar vermieden werden, ist aber ungefährlich, solange keine Potentialdifferenz auftritt; gefährlicher ist schon, wenn zwei Personen eine IS gleichzeitig anfassen.

Im Gegensatz zu IS werden ungeschützte MOSFET oft mit Kurzschlußbügeln auf den Anschlüssen geliefert. Diese kleinen Blechstreifen lassen sich auch nach dem Einbau der Feldeffekttransistoren noch abziehen, was die ungefährlichste Methode überhaupt ist. Trotzdem ist es ratsam, nach Möglichkeit diodengeschützte Bauelemente zu verwenden, deren Handhabung wesentlich unkritischer ist.

Offene Eingänge bei MOS- und CMOS-IS

Während integrierte Schaltungen in TTL-Technik sehr häufig auch mit einem oder mehreren offenen Eingängen betrieben werden (das entspricht hier dem Logikpegel „H" bzw. logisch „1"), ist dies bei MOS nur bedingt und bei CMOS überhaupt nicht zulässig. Denn während ein Transistor mit offener Basis keinen Kollektorstrom fließen läßt, ist der Betriebszustand eines MOSFET mit offenem Gate nicht definiert; es ist daher notwendig, den Eingang entweder mit Masse oder mit der Betriebsspannung zu verbinden. Um dies überflüssig zu machen, besitzen manche MOS-IS (z. B. viele Uhren-IS) an ihren

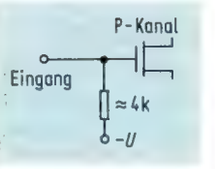


Bild 3. „Pull-up"-Widerstand zur Erzeugung eines definierten Logikzustandes bei offenem Eingang

Eingängen sogenannte „Pull-up"-Widerstände (*Bild 3*), die auch bei Nichtbeschaltung einen definierten Zustand erzwingen. Wegen des zusätzlichen Stromverbrauchs, den dieser Widerstand am Eingang hervorruft, wird in der CMOS-Technologie auf ihn verzichtet.

Unbenutzte Ausgänge dürfen und müssen dagegen freigelassen werden, denn bei den meisten MOS-IS ist ein dauernder Kurzschluß am Ausgang nicht zulässig.

Literatur

Integrierte Digitalschaltungen, LOCMOS-Reihe HEF 4000. VALVO, 1976.
CMOS Integrated Circuits. National Semiconductor, 1975.
MOS Integrated Circuits. National Semiconductor, 1974.

Eberhard Heinrich

Die Herstellung von Farbvergrößerungen ist problemlos geworden. – Das stimmt solange, bis man selbst damit anfängt. Nach den ersten „bunten" Bildern, nach dem anfallenden Ausschuß wird man selbstkritischer. Fazit: Man muß selbst versuchen, das Herstellen wirklich problemlos zu machen.

Farbvergrößerungen selbst gemacht

Von den Firmen Agfa, Kodak usw. werden für die Entwicklung der Bilder sogenannte Prozesse angegeben, diese sind für die verschiedenen Papiersorten und Temperaturen unterschiedlich. Die Temperaturen liegen heute zwischen 20 °C und 42 °C. Bei dem Papier wird man sich wohl dem kunststoffbeschichteten PE-Papier zuwenden. Wie auch immer, für die Bearbeitung des belichteten Papiers gibt es jetzt schon zahlreiche Prozeßvarianten, und es werden wohl noch einige dazukommen. Als Beispiel hier der 25°-Prozeß von Agfa:

	t	t gesamt
1. Entwickeln	5'	5'
2. Stoppbad	2'	7'
3. Wässern	2'	9'
4. Bleichfixieren	5'	14'
5. Wässern	6'	20'
6. Schlußbad	2'	22'

Die Herstellerangaben beziehen sich auf die reinen Einwirkungszeiten der Chemikalien. Nun kann man aber das Papier nicht einfach bei der Schalenentwicklung nach 5' in das Stoppbad ziehen. Es würde zuviel verschleppt werden. Versuche zeigten, daß das Papier ca. 15" bis 25" abtropfen muß, bevor es in das nächste Bad kommt. Ähnliches gilt für die Trommelentwicklung, sie muß leerlaufen und wieder gefüllt werden.

Der reale Prozeß sieht also so aus: (Angaben hinter dem Schrägstrich be-

ziehen sich auf die Trommelentwicklung)

1. 0	bis 4'35"	entwickeln
2. 4'35"	bis 4'59"	abtropfen/leeren und füllen
3. 4'59"	bis 6'35"	stoppen
4. 6'35"	bis 6'59"	abtropfen/leeren und füllen
5. 6'59"	bis 8'35"	wässern
6. 8'35"	bis 8'59"	abtropfen/leeren und füllen
7. 8'59"	bis 13'35"	bleichfixieren
8. 13'35"	bis 13'59"	abtropfen/leeren und füllen
9.13'59"	bis 19'35"	wässern
10.19'35"	bis 19'59"	abtropfen/leeren und füllen
11.19'59"	bis 21'35"	Schlußbad
12.21'35"	bis 21'59"	abtropfen/leeren

Man sieht, es sind 12 Zeitpunkte, die nicht übersehen werden dürfen und daher akustisch angezeigt werden müssen. Das vorgestellte Gerät erlaubt nun in einem Zeitraum von 0 bis 60 min 12 Befehle auf die Sekunde genau vorzuprogrammieren, womit ein Fehler hier ausgeschlossen ist. Wenn die Temperatur eingehalten wird, ist dieses Steuersystem so genau, daß ein Poster aus sechs Einzelbildern 24 x 30 cm² zusammengesetzt – die nacheinander einzeln entwickelt wurden – keinen Übergang erkennen läßt. Die Temperatur sollte mit einer der bekannten Schaltungen auf ± 1 °C für den Entwickler und etwa ± 2 °C für alle anderen Bäder konstant gehalten werden.

Man kann sich nun mit einem akustischen Zeichen begnügen oder Anfang und Ende einer Einwirkung unterschiedlich anzeigen. Es ist z.B. möglich, bei Trommeln die Rotationsmaschine zu stoppen und zu starten. Versierten Bastlern auf mechanischem Gebiet wird wohl die Möglichkeit einer vollautomatischen Steuerung einfallen, auch diese zeitgenaue Prozeßsteuerung kann von dem Gerät geliefert werden. Jede neue, mögliche Variante ist steckbar (lötbar). Der Ausschuß sinkt auf die Hälfte, denn die Verarbeitung des belichteten Papiers ist zu einer Konstanten geworden.

Nun zur Belichtung. Wir gehen davon aus, daß die genaue Belichtungszeit ermittelt wurde. Sie liegt z.B. als 77" bei Blende 8 vor und nicht als 1'17". Das erfordert für den Belichtungsvorgang nicht Uhren- sondern Dezimalbetrieb, daher ist das Gerät umschaltbar.

Man schaltet also auf „Vorwahl", gibt die Zeit ein, dazu dienen drei keramische 10 (11)-Stufenschalter. Die Betriebsart ist Dezimalbetrieb. Nach dem Drücken der Starttaste läuft die Belichtung ab. Die Anschlußmöglichkeiten

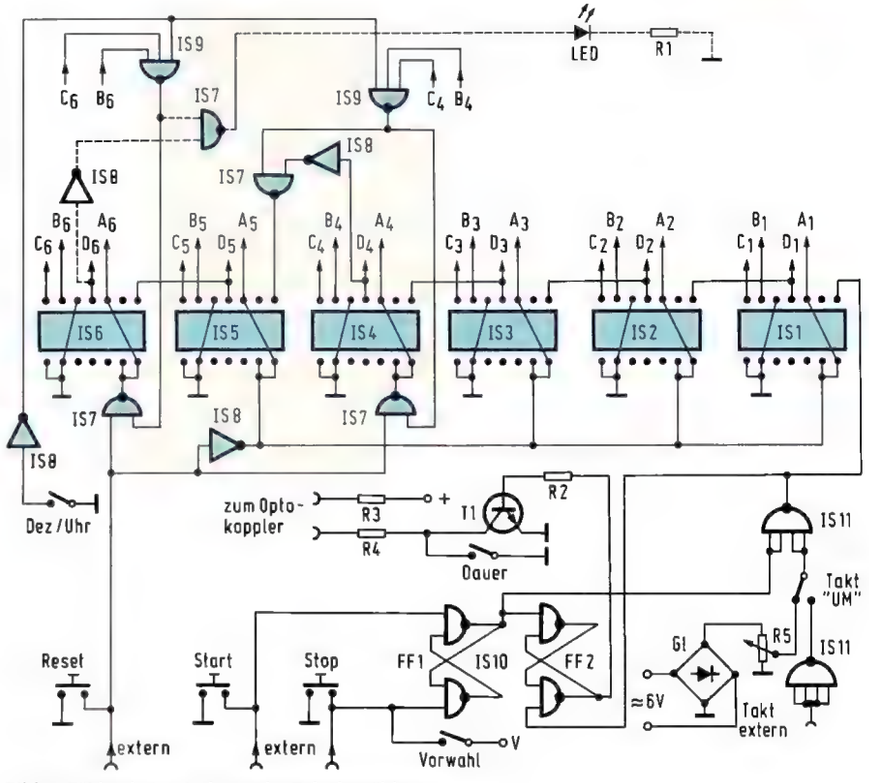


Bild 1. Zähleinheit mit den sechs Dekadenzählern

für Start, Stop, Reset und Takt von externer Quelle sind vorgesehen, um exakte Lichtmessungen und Filterbestimmungen mit dem Gerät als Zähler vornehmen zu können. So wie dieses Gerät aus den Fehlschlägen der Praxis geboren ist, sind hier auch vier verschiedene Verfahren in Erprobung, die dann auch die anderen Schwierigkeiten ausräumen sollen.

Zur Belichtungsmessung stehen folgende Verfahren zur Erprobung:

1. Lichtabhängiger RC-Generator (Licht-Frequenzwandler)
2. IS-Schaltung auf Komparatorbasis
3. Zeitmessung über Ladezeit eines Integrationskondensators
4. Anzeige über Meßverstärker.

Daher die externen Eingänge, ähnliches gilt für die Filterbestimmung.
Sämtliche käuflichen Geräte sind entweder bezahlbar und zu umständlich (zuviel Schritte) oder aber unbezahlbar. Der Vorschlag des Autors lautet:

1. Simultanmessung der Filterfaktoren und der Belichtungszeit.
2. Integral- oder Spotmessung (wegen der Farbdominanten) nach Wunsch.
3. Einfaches, nachbausicheres Gerät. – Hier sei gesagt: Bei einer Posterherstellung oder Ausschnittsvergrößerung kommen Beleuchtungsstärken kleiner 1 Lx vor.–

Die besten Ergebnisse wurden mit Lichtleitfaserbündeln erzielt. Das ist der nächste Schritt.

Schaltungsbeschreibung

Bild 1 zeigt die Zähleinheit mit sechs Dekadenzählern FLJ 161/7490, der Steuereinheit FLH 101/7400, den Impulsformern FLH 351/7413 und der Umschaltung von Dezimal- auf Uhrenbetrieb mit FLH 101/7400, FLH 111/7410 und FLH 211/7404. Die Steuereinheit setzt über einen Transistor den Optokoppler (galvanische Trennung), dieser die Vergrößerungslampe in Betrieb.

Takt

Zur Taktgewinnung wird die 50-Hz-Netzfrequenz verdoppelt. Zur Anpassung an den vorhandenen Transformator oder an eine Wicklung auf dem Netztransformator für die Stromversorgung dient ein 1-kΩ-Einstellregler. 1/2 FLH 351 arbeitet als Impulsformer und in Verbindung mit der Steuereinheit als Tor. Umschalter auf „Takt extern" ermöglicht mit einer Zeitbasiseinheit z.B. Frequenzzählerbetrieb (Lichtmessung).

Steuereinheit

„Start" und „Stop" kippen Flipflop 1–1/2 FLH 101 (IS 10). Flipflop 2 öffnet oder sperrt die Tor-IS und steuert den BC 238 (BC 108). An dieser galvanischen Trennstelle sollte man an Vor-

handenes anpassen: 1. Widerstände weglassen, Relais schalten. 2. Optokoppler als IS mit entsprechender Schaltung aufbauen. 3. Dimmer umbauen – Zustand muß unbedingt binär sein – Achtung! Induktive Last beachten. 4. Den Gegebenheiten so entgegenkommen, daß die Lösung sicher und einfach ist – Funkschau nachblättern, irgendwo steht's.

Auch „Start" und „Stop" sind extern zu steuern. Einmal wegen der erwähnten Zeitbasis, zum anderen aber, weil bei einer 30fachen Vergrößerung jegliche Erschütterung vermieden werden muß – weg von der Anlage. Und „Stop extern"? Bei Negativen mit hohen Hell-Dunkelkontrasten kann man stoppen und wieder starten. Beim zweiten Intervall wird man die hellen Partien abdecken, abwedeln. Die Gesamtzeit bleibt trotzdem erhalten, da der Stopimpuls von der Vorwahl kommt. Der geschlossene Schalter „Dauer" sorgt beim Einstellen des Vergrößerungsgerätes für kontinuierliches Licht.

Dezimal-Uhrenbetrieb

In Stellung Dezimalbetrieb folgt die Zähleinheit der natürlichen Zahlenfolge von 000000 bis 999999. Im Gerät werden die beiden letzten Ziffern optisch nicht angezeigt. Die vierstellige Anzeige wird also mit 1-Hz-Impulsen von 0000 bis 9999 getaktet. Bei Uhrenbetrieb erfolgt eine Umschaltung der Dekadenzähler 6 und 4. Nach 59" erscheint 1', nach 59" eine Stunde (als Überlauf).

Am Dekadenzähler 4 sei die Funktion bei „Uhr" erklärt. Umschalter „Uhr" liegt auf L, 1/6 des Hexinverters FLH 211 (IS 8) invertiert zu H. 1/3 FLH 111 (IS 9) NAND mit drei Eingängen ist mit Ausgang C und B von IS 4 verbunden. Bei Dezimal 6 entspricht Dual L HHL liegt nun dreimal H am Eingang und damit L am Ausgang. Dieses L wird von IS 7 (1/4 FLH 101) invertiert und auf IS 5 als Takt gegeben. Gleichzeitig gelangt der Impuls nach Invertierung auf den Rückstelleingang von IS 4. Bei Dezimalbetrieb wird das L an den beiden NAND (IS 9) diesen Uhrenbetrieb verhindern.

„Reset" bedeutet Rückstellmöglichkeit für alle Dekadenzähler (externer Eingang für Zählerbetrieb).

Anzeigeeinheit

Der Stand jedes Dekadenzählers (*Bild 2*) könnte angezeigt werden. Von den möglichen 6 Sieben-Segmentanzeigen werden vier eingesetzt: Sekundeneiner bis Minutenzehner (0000 bis 9999). Die BCD-Eingänge der IS FLL 121/7447 werden mit den Dekadenzählerausgängen verbunden. Die Segmentanzeigen sollten abschaltbar sein, da sie beim Belichtungsvorgang unter Umständen Fehllicht auf das Papier bringen. Blaue Schatten und Tönungen sind die Folge.

Zeitvorwahl

Die Belichtungszeit kann über drei Schalter vorgewählt werden: 0,1 s bis 99,9 s sind einstellbar. 3 x H am Eingang der IS 9 1/3 FLH 111/7410 ergibt L am Ausgang und bei geschlossenem Vorwahlschalter Stopbefehl. Es ist ratsam, gute Zehn-Stufenschalter zu verwenden, bei denen man am Einrasten die Ziffer erkennen und mitzählen kann. Die Einstellung wird selten bei Licht vorgenommen werden können, da man hintereinander z. B. 16 Bilder à 7 cm x 10 cm belichtet.

Prozeßsteuerung

Die BCD-Ausgänge der Dekadenzähler 2 bis 6 sind mit den fünf BCD-Dezimaldekodern FLH 281/7442 verbunden. An die Dezimalausgänge von IS 12 bis IS 15 sind 6 FLH 211/7404 ange-

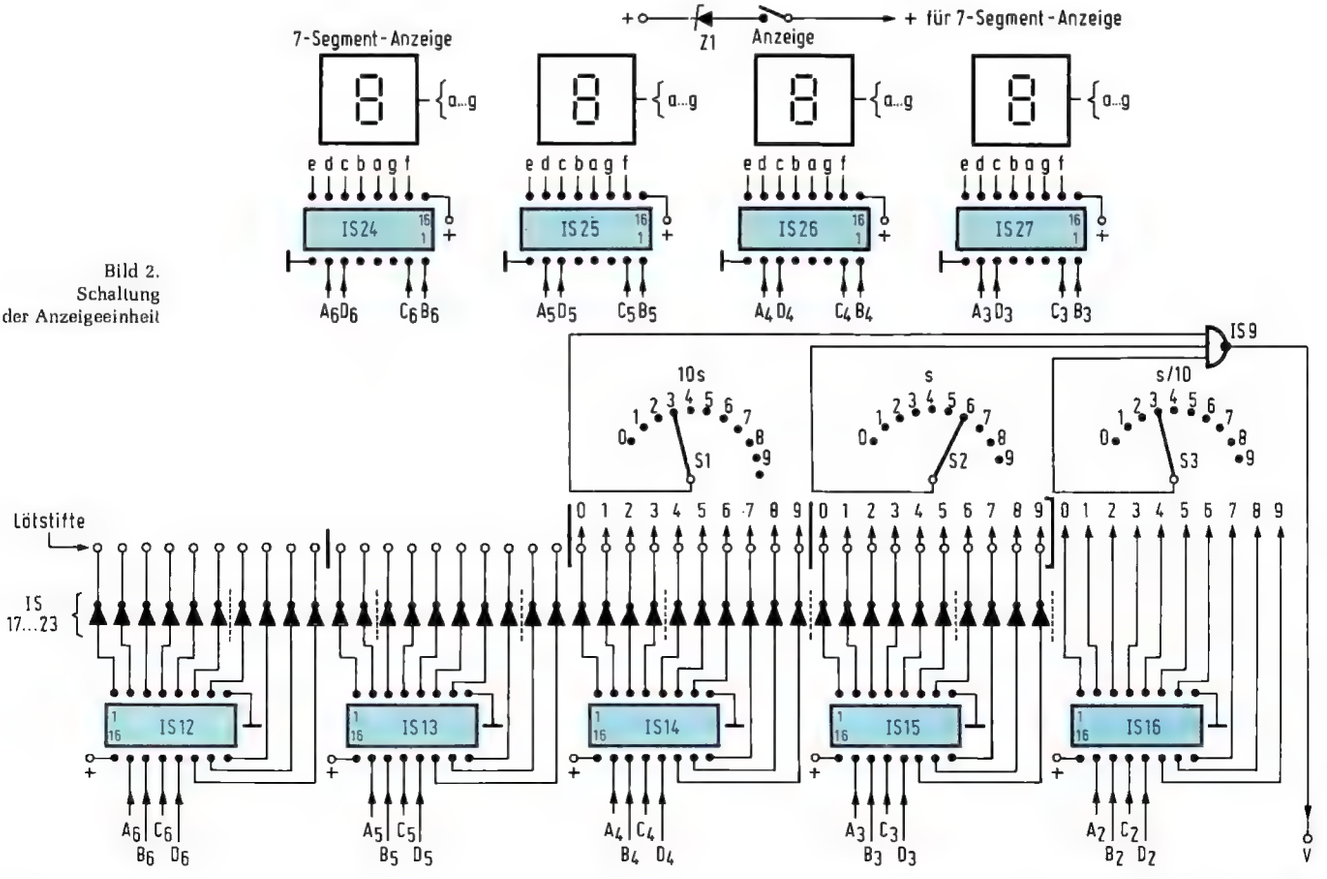


Bild 2. Schaltung der Anzeigeeinheit

schlossen. Das sind sieben Hexinverter IS 17 bis 23. Die 40 Ausgänge der Hexinverter werden an 40 Lötstifte, Buchsen oder dergleichen geführt. Je 10 Stifte gehören zu je einer Dekade. Vier Dekaden sind vorhanden: Sekundeneiner, Sekundenzehner, Minuteneiner und Minutenzehner. Bei den beiden Sexagesimalzahlen hätten sich zwei mal vier gleich 8/6 FLH 211 einsparen lassen.

Die IS FLH 121/7420 (*Bild* 3) ist ein Zweifach-NAND mit je vier Eingängen. Für 12 Zeitpunkte sind hier sechs IS FLH 121 verwendet, IS 28 bis 33. Die vier Eingänge eines jeden NAND werden nun an die gewünschten Lötstifte Einer, Zehner, Hunderter, Tausender geführt. Zu beachten ist, daß auch die Null mitgesteckt oder gelötet werden muß. Der Ausgang eines jeden NAND geht bei der vorgewählten Zeit auf L. (BCD-Dezimaldekoder für Dezimalziffer am Ausgang L. Hexinverter gleich L gleich H. NAND-Eingang 4xH = L am Ausgang).

Dieses L kann nun (über einen Treiber) bei vollautomatischer Prozeßsteuerung einen Vorgang auslösen. Wie erwähnt sind hier 12 Befehle vorprogrammierbar. Für je zwei weitere Befehle wäre eine weitere IS FLH 121/7420 erforderlich.

Stückliste

G1		4 Silizium-Dioden oder Graetz-Gleichr.
IS 1 bis 6	FLJ 161	7490
IS 7	FLH 101	7400
IS 8	FLH 211	7404
IS 9	FLH 111	7410
IS 10	FLH 101	7400
IS 11	FLH 351	7413
IS 12 bis 16	FLH 281	7442
IS 17 bis 23	FLH 211	7404
IS 24 bis 27	FLL 121	7447
IS 28 bis 33	FLH 121	7420
IS 34 und 35	FLH 131	7430
IS 34 bis 36	FLH 101	7400
LED 1 bis 3	Leuchtdiode rot oder grün	
R 1, 6, 7	470 Ω	
R 2	1,5 kΩ	
R 3 u. 4	220 Ω	
R 5	1 kΩ Einstellregler	
Sieben-Segment-Anzeigen	4 Stück nach Geschmack und Angebot	
Schalter:	drei 10-(11)Stufenschalter fünf Schalter 1x Ein ein Schalter 1x UM	
T1	BC 238/237/108/107 usw.	
Tasten:	drei Drucktastenschalter	
Z1: ZL 3,6	oder 5 Silizium-Dioden in Reihe	

Akustische Anzeige

Die Schalenentwicklung bis einschließlich Bleichfixieren findet im Dunkeln statt. Das bedeutet etwa 14 min Gefühlsarbeit, denn die Dunkelkammerlampe kann allenfalls zur Orientierung dienen. Hier zeigt nun nach Wunsch ein akustisches Signal an, daß ein Vorgang anfängt oder beendet ist. Es ist auch hier die Möglichkeit aufgezeigt, Anfang und Ende jeder Einwirkung unterschiedlich anzuzeigen. Ein L an einem der beiden FLH 131/7430 läßt am Ausgang H erscheinen. Über einen Treiber kann ein Gong (elektronisch) anschlagen. G1 und G2 sind für zwei unterschiedliche Signale, G ist für eine Information gedacht. Selbstverständlich können hier auch zwei LED eingesetzt werden (Grün = Beginn, Rot = Ende). Das kurze Aufleuchten von 1" stört nicht, wenn das Licht nicht direkt auf das Papier fällt.

Bei der Trommelentwicklung wird über G1 die Rotationsmaschine gestoppt, über G2 wieder in Betrieb gesetzt. Das erzieht zum genauen, flinken, vor allem immer gleichen Arbeiten. Die IS FLH 131/7430 ist ein NAND mit acht Eingängen, bei Verwendung von 8 FLH 121 sind also 16 Zeitpunkte vorwählbar, und das reicht sogar für den Umkehrprozeß, also Herstellung eines Farbbildes direkt von einem Diapositiv. Dieser Prozeß wird von Kodak propagiert – es wird Kodak 14 RC-Papier verwendet; Erfahrungen des Autors liegen nicht vor.

Aufbau

Der Aufbau wurde auf zwei Veroboardplatten vorgenommen. Für die Zähleinheit wäre auch das Umfunktionieren einer Digital-Uhrenplatte denkbar. IS-Sockel sind unbedingt zu empfehlen. Externe Steuerungen sollten über abgeschirmte Nf-Kabel erfolgen. Wer für andere Zwecke eine 24 (48, 72, 96 oder 99)-Stundenanzeige wünscht, kann ohne weiteres zusätzlich zwei FLJ 161 und passende Anzeigen, Dekoder und eine Prozeßsteuereinheit einsetzen.

Der Aufbau der einzelnen Einheiten läßt sich beliebig variieren: 1. Sieben-Segment-Anzeige weglassen – akustisches Signal genügt. 2. Nur Sieben-Segment-Anzeige – ständig auf der Lauer liegen. 3. Wenn bei Trommelentwicklung die Naßbearbeitung in einem anderen Raum, z. B. Bad oder Küche, stattfindet, so kann eine Zähleinheit nur mit der Prozeßsteuereinheit dort aufgebaut werden.

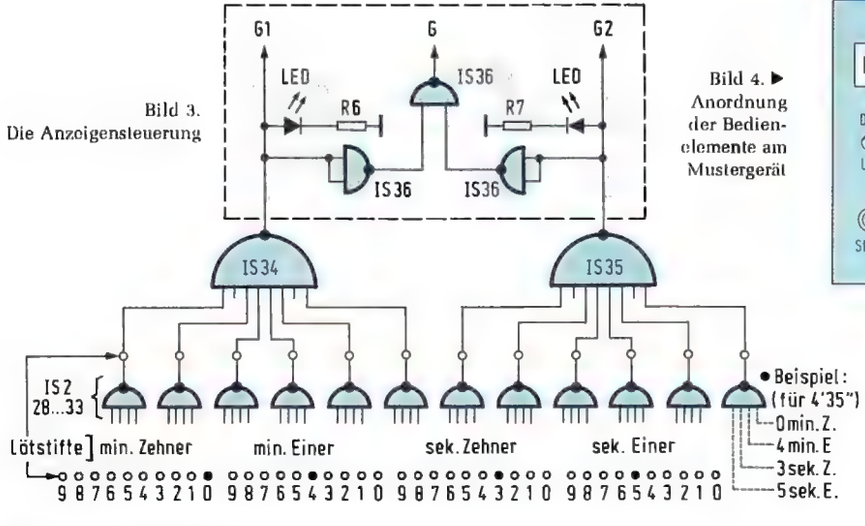


Bild 3. Die Anzeigensteuerung

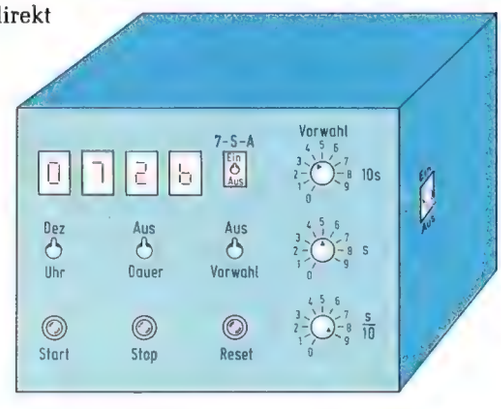


Bild 4. ▶ Anordnung der Bedienelemente am Mustergerät

Bild 4 zeigt die Anordnung der Bedienteile am fertigen Gerät. An der Rückseite befindet sich eine 5polige Buchse für die Fernbedienung. Auch die anderen Ausgänge sind dort angebracht.

Michael Stühr

In der diskreten Schaltungstechnik von Hi-Fi-Endstufen hat sich in den letzten Jahren wenig getan: Einige Grundschaltungen werden in vielzähligen Varianten präsentiert. Neue Wege wurden nur sehr vorsichtig beschritten und führten kaum zu Verbesserungen, die hörbar wären. (‚Digitale Endstufe', Quad-Prinzip). Im Folgenden soll eine Stereo-Endstufe vorgestellt werden, welche speziell für Laien und Bastler entwickelt wurde, das heißt, besonderes Augenmerk wurde auf die Einfachheit und Nachbausicherheit gelegt.

Hi-Fi-Stereo-Endstufe mit neuem Konzept

Daß dies nicht im Gegensatz zu besten Ergebnissen steht, zeigen die technischen Daten des Verstärkers. Außerdem wurde Wert auf professionellen Aufbau der gedruckten Schaltung gelegt, es wird zum Anschluß eine genormte (!) 31polige Steckerleiste verwendet.

In der Schaltung wird das Prinzip der Spannungssteuerung der Endtransistoren angewandt, wodurch trotz geringen Ruhestroms die Übernahmeverzerrungen gering bleiben. Die Endstufe dürfte auch für Leistungsfanatiker geeignet sein: In Brückenschaltung wurden Leistungen von über 140 Watt Sinus gemessen!

Die Schaltung

Die Schaltung der Endstufe zeigt *Bild 1*. Die Transistoren T1 und T2 arbeiten als Differenzverstärker hoher Verstärkung; sie bekommen ihren Emitterstrom über R6 eingeprägt. Die Z-Diode D4 ist mit dem Tantalkondensator C3 überbrückt, um das Eigenrauschen des Differenzverstärkers niedrig zu halten. T3 wirkt als zweite Differenzstufe und sorgt für eine Stabilisation des Arbeitspunktes, wobei das RC-Glied R10, C11 für den hohen Fremdspannungsabstand verantwortlich ist. Der Transistor T4 bildet die Ansteuerstufe für die Endtransistoren, er sollte eine Stromverstärkung größer 100 bei 10 mA Kollektorstrom haben.

Die Treiber- und Endtransistoren T6...T9 werden durch den Vorstrom über D1...D3 so eingestellt, daß ein geringer Ruhestrom fließt. Dabei muß die Spannung über der Diodenstrecke zwischen 2,0 V und 2,2 V liegen, es können deshalb hier nur Dioden 1. Wahl verwendet werden. Die Treiber T6 und T7 benötigen aufgrund des neuartigen Prinzips der Spannungssteuerung Kühlkörper nur bei Leistungen über 60 W Sinus. Auch dann genügen einige cm^2 geschwärzten Al-Blechs.

Die Spannungssteuerung bringt den Vorteil geringer Übernahmeverzerrungen, auch bei sehr geringem Ruhestrom. Dadurch ist eine gute Temperaturstabilität gewährleistet. Das RC-Glied R1, C1 im Eingang sowie die Kondensatoren C3...C12 dienen zur Schwingunterdrückung und Stabilität der Endstufe. Die Dioden D5 und D6 halten die von den Lautsprechern kommenden Induktionsspannungen von den Endtransistoren fern. Die Endtransistoren T8 und T9 sind nicht auf der Platine, sie sind extern auf Kühlkörper montiert.

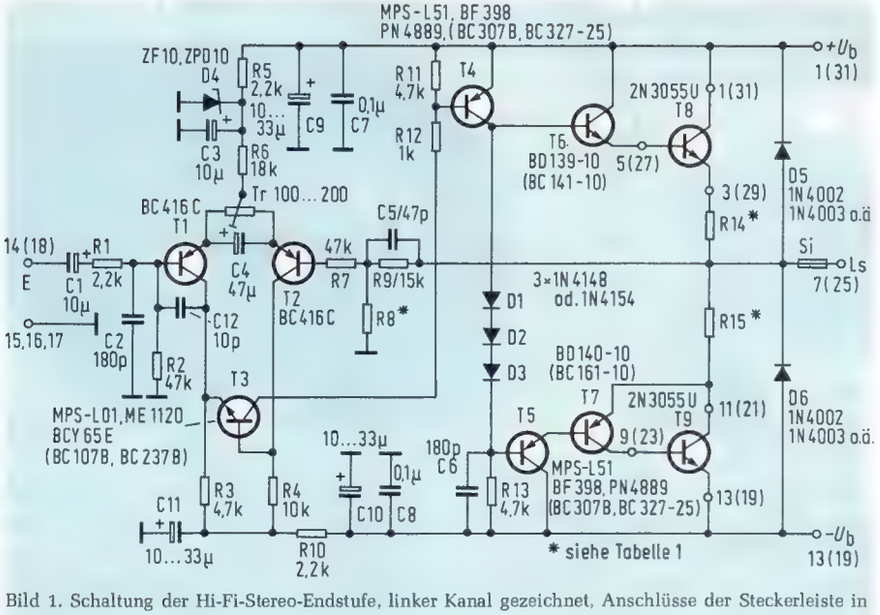


Bild 1. Schaltung der Hi-Fi-Stereo-Endstufe, linker Kanal gezeichnet, Anschlüsse der Steckerleiste in Klammern für rechten Kanal

Mechanischer Aufbau

Die Endstufe ist für Stereo- oder Brückenbetrieb gedacht und deshalb zweimal auf der Grundplatine (*Bild 2*) von 10 cm x 10,5 cm untergebracht. Sie ist steckbar mittels einer 31poligen Steckerleiste (Siemens, Amphenol-Tuchel u. a.) und kann zusätzlich mittels zweier Schrauben M3 verschraubt werden.

Bestückung

Die Platine wird nacheinander mit Widerständen, Kondensatoren und Halbleitern bestückt (*Bild 3*). Widerstände und Kondensatoren sind so dicht wie möglich auf der Platte zu montieren, Transistoren sollten einen Abstand von ca. 5 mm haben. Beim Bestücken ist auf die Polarität der Elektrolytkondensatoren zu achten, besonders Tantalkondensatoren sind sehr empfindlich gegen Verpolung. Die Transistoren T1 und T2 sind so zu montieren, daß sich die Gehäuse berühren; vor der endgültigen Inbetriebnahme sind beide mit Kerzenwachs oder Wärmeleitpaste zu umhüllen, um sie auf gleichem Wärmepotential zu halten. Bei Verwendung der Hochvolttransistoren MPSL-01, MPSL-51, PN 4989 (T3, T4, T5) ist auf die Anschlußfolge zu achten! Das mittlere Beinchen ist nach der abgeflachten Seite hin zu biegen. Die Transistoren BD 139/BD 140 (T6, T7) sind so in die Platine einzusetzen, daß die Metallfläche nach links zeigt, wenn die Steckerleiste zum Betrachter weist.

Die Betriebssicherheit hängt wesentlich von der Güte der Lötstellen ab. Besonders die Lötstellen an der Steckerleiste, den Widerständen R14 und R15 und den Sicherungshaltern müssen sehr sorgfältig ausgeführt werden, da hier hohe Ströme fließen.

Die Endtransistoren T8 und T9 sind auf ausreichend dimensionierten Kühlkörpern zu befestigen. Ihr Wärmewiderstand soll kleiner als 3°/W bei Ausgangsleistungen bis 60 W sinus und kleiner als 1,5°/W bei höheren Leistungen sein. Im ersteren Fall ist pro Transistor ein handelsüblicher Kühlkörper SK 03/37,5/3/SA ausreichend. Ansonsten sind die Typen SK 02 und SK 08 zu empfehlen, wobei pro Transi-

stor eine Länge von mindestens 75 mm vorzusehen ist.

Die Schmelzsicherung im Lautsprecherausgang macht die Endstufe kurzschlußfest und schützt die Lautsprecher vor Zerstörung, wenn die der Leistung entsprechenden Werte verwendet werden (*Tabelle 1*). *Tabelle 2* nennt die Technischen Daten des Verstärkers.

Stabilität

Der Verstärker ist mit den für C2...C12 angegebenen Werten und Bauformen stabil bei allen ohmschen und induktiven Lasten. Allerdings erfordert das auch einige Sorgfalt im Aufbau. Die Betriebsspannungsleitungen und die Leitungen zu den Endtransistoren sollten einen Querschnitt von mindestens 1 mm² haben und möglichst kurz sein. Die Masse der Lautsprecherbuchsen darf auf keinen Fall an die Steckerleiste der Endstufe angeschlossen werden; sie ist direkt mit dem Massepunkt am Netztransformator zu verbinden. Masseschleifen sind unbedingt zu vermeiden. Außerdem dürfen die Kühlkörper nicht direkt auf das Chassis montiert werden, falls ein Metallchassis und -gehäuse verwendet wird, sondern müssen isoliert (Distanzröllchen oder Plastikmuttern) befestigt werden. Auf gar keinen Fall darf ein geerdetes Metallchassis gleichzeitig als Kühlkörper benutzt werden, d.h. die Transistoren dürfen nicht auf das Chassis montiert werden.

Die beste Stabilität ergibt sich, wenn für jeden Transistor ein separates, isoliertes Kühlblech vorgesehen wird. Weiterhin sollte als Lautsprecherkabel keine abgeschirmte Leitung Verwendung finden (wie oftmals in der Bühnentechnik üblich), durch die hohen Widerstands- und Kapazitätsbeläge der Kabel kann Schwingneigung auftreten. Brauchbar sind handelsübliche Lautsprecherkabel 2 x 0,75 mm² (NYFAZ), besser sind, gerade für hohe Leistungen, zweiadrige Netzleitungen mit einem Querschnitt von 1,5 mm². Die Stückliste des Geräts ist in *Tabelle 3* aufgeführt.

Anschluß und Abgleich

Vor der Inbetriebnahme der Endstufe ist die Bestückung der Platine und der Anschluß der Endtransistoren eingehend zu kontrollieren. Die Endstufe wird zuerst ohne Lautsprecher überprüft die Betriebsspannungen werden kontrolliert; die Ausgangsspannung bei kurzgeschlossenem Eingang muß 0 V betragen. Sie ist mit dem Trimmer Tr1 nach einer Anwärmzeit von 10 min auf genau 0 V abzugleichen. Der Ruhestrom der Endstufe ist automatisch richtig eingestellt, wenn die Spannung über D1...D3 zwischen 2,0 V und 2,2 V liegt.

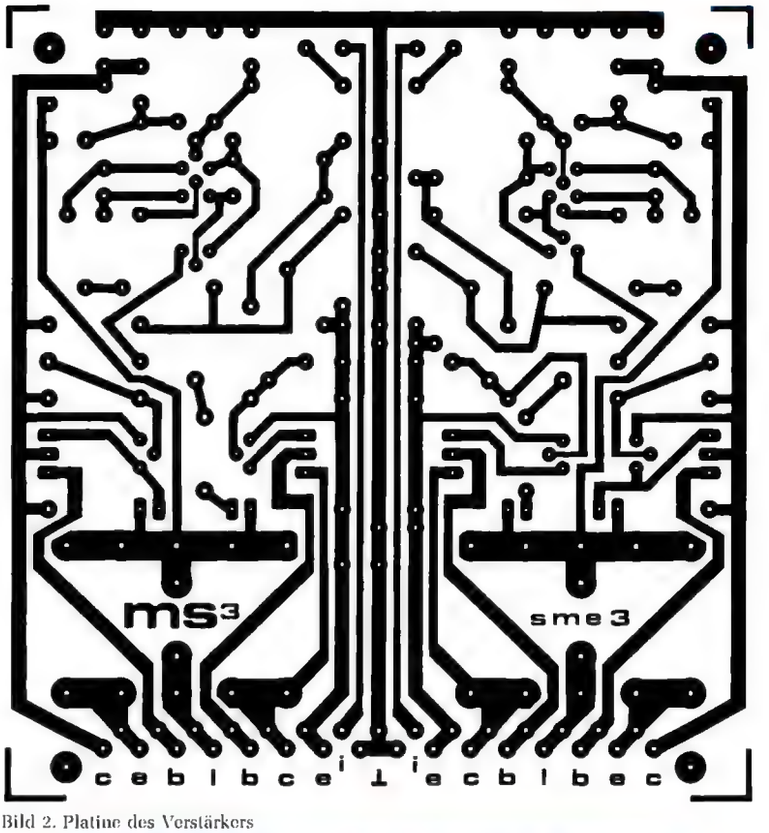


Bild 2. Platine des Verstärkers

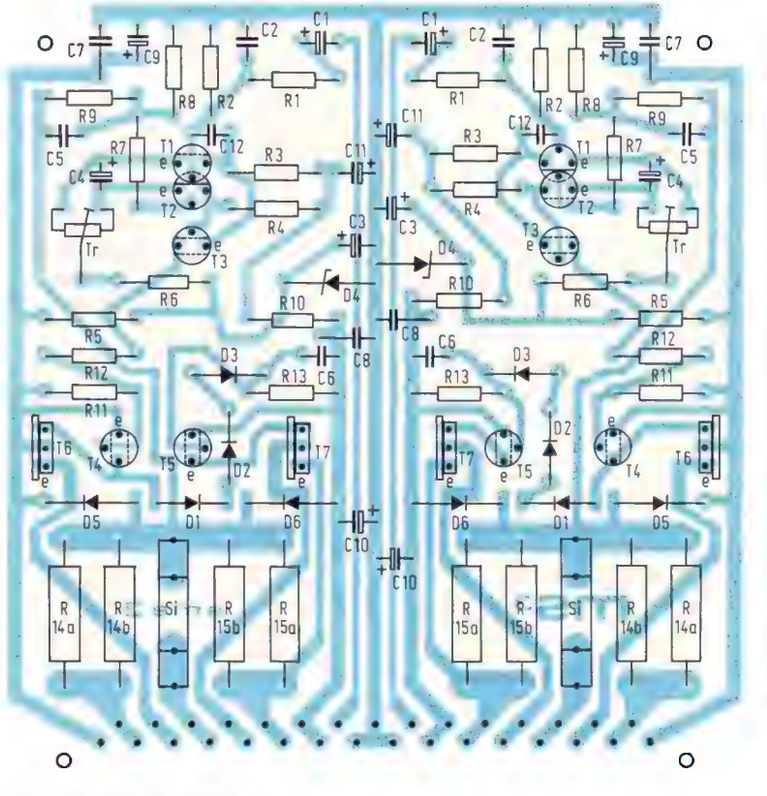


Bild 3. Bestückungsplan zu Bild 2

An der Referenzdiode D4 muß ein Potential von +10 V herrschen.

Es ist unbedingt darauf zu achten, daß die Betriebsspannung nicht ± 35 V überschreitet, da die zur Abblockung verwendeten Tantalkondensatoren sehr empfindlich gegen Überspannung sind. Diese zerstören dann durch ihren

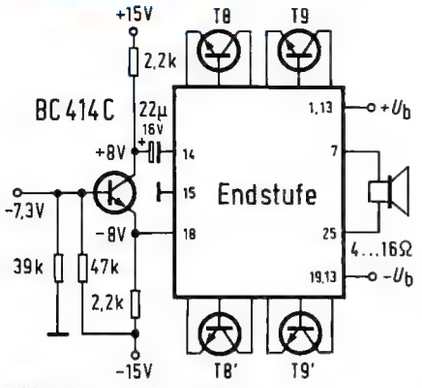


Bild 4. Phasenumkehrstufe mit Anschlußplan

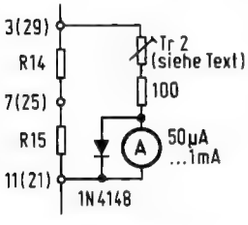


Bild 6. Anschluß der Aussteuerungsinstrumente

Kurzschluß die im Netzteil enthaltenen Sicherungen. Sollten im Netzteil ohne ersichtlichen Grund Sicherungen sterben, sind zuerst die Tantalelkos zu untersuchen.

Beim Anschluß eines Vorverstärkers ist die Polung des Eingangskondensators C1 diesem anzupassen. Das Netzteil muß nicht stabilisiert sein; Ladeelkos zwischen 4700 µF und 10 000 µF sind ausreichend.

Ansteuerstufe für Brückenschaltung

Für Ausgangsleistungen von über 60 W Sinus sind die zwei auf der Platine enthaltenen Endstufen in Brücke zu schalten. *Bild 4* zeigt eine geeignete Ansteuerstufe, welche die zwei phasengedrehten Steuerspannungen liefert.

Die Betriebsspannung für die Phasenumkehrstufe sollte stabilisiert sein. Sie kann möglicherweise aus der Versorgung des Vorverstärkers entnommen werden; die Spannung sollte zwischen ±12 V und ±18 V liegen. Auf keinen Fall sind die Betriebsspannungen der Endstufe zu verwenden, bzw. diese sind ausreichend zu stabilisieren, um einen lästigen Netzbrumm zu vermeiden.

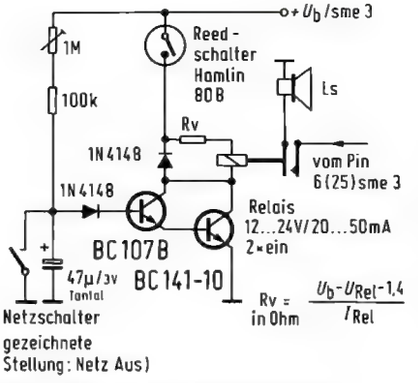


Bild 5. Lautsprecher-Einschaltverzögerung

Einschaltverzögerung

Da die meisten Vorverstärker Einschaltimpulse erzeugen, weil Kondensatoren aufgeladen werden müssen, empfiehlt es sich, die Lautsprecher über ein Relais verzögert einzuschalten. Dies geschieht mit der Schaltung nach *Bild 5*. Der Trimmer Tr2 ist so einzustellen, daß das Relais ungefähr 3 s nach dem Einschalten des Verstärkers anzieht.

Zum Schutz gegen Überhitzung der Endtransistoren ist ein Reed-Schalter vom Typ Hamlin TS 80-B vorgesehen. Dieser wird auf dem Kühlblech der Transistoren T8 und T9 befestigt.

Aussteuerungsanzeige

Eine Aussteuerungsanzeige kann bei der Endstufe sehr leicht verwirklicht werden, siehe *Bild 6*. Es wurde eine Spitzenwertanzeige des Endstufenstromes, der ein Maß für die Ausgangsleistung ist, verwirklicht. Der Wert des Trimmers Tr2 ist je nach verwendetem Instrument experimentell zu ermitteln.

Tabelle 2. Technische Daten

1 kHz, ±18 V:	2 x 15 W
1 kHz, ±25 V:	2 x 30 W
1 kHz, ±33 V:	2 x 60 W
1 kHz, ±33 V, Brückenschaltung:	1 x100 W
Klirrfaktor, 1 kHz, 3 dB unter Vollaussteuerung:	kleiner 0,1 %
Übertragungsbereich:	5 Hz – 50 kHz
Leistungsbandbreite:	5 Hz – 40 kHz
Dämpfungsfaktor:	größer 20
Eingangsempfindlichkeit:	ca. 1 V an 47 kΩ
Anstiegszeit, Rechteck, 20 kHz, 20 Vss:	kleiner 5 µs

Tabelle 1. Unterschiedliche Ausgangsleistungen

Sinus ausgangs leistung	Trafo spannung/ Strom	Leerlauf gleich-spannung	Sicherung Si	R8	R14, R15	Bemerkungen
2 x 15 W	2x12 V/2 A	±17 V	F 0,8	2,2 k		
2 x 20 W	2x15V/2,5A	±21 V	F 1	1,8 k		
2 x 30 W	2x18V/2,5A	±25 V	F 1,6	1,5 k	2 x 0,68 Ω 1 W	T4 kann mit Kühlstern versehen werden T5,T6 kühlen
2 x 45 W	2x21V/3 A	±30 V	F 2	1 k		
2 x 60 W	2x23V/4 A	±33 V	F 3,15	1 k		
1 x100 W	2x23V/4 A	±33 V	F 3,15	1 k	0,33 Ω 4 W	

Tabelle 3. Stückliste des Verstärkers

Widerstände:

R1, R5, R10	2,2 k
R2, R7	47 k
R3, R11, R13	4,7 k
R4	10 k
R6	18 k
R8	s. Tabelle 1
R9	15 k
R12	1 k
R14, R15	s. Tabelle 1

Kondensatoren:

C1	10 µF/16...40 V Tantal
C2, C6	180 pF/100 V Keramik
C3	10 µF/16 – 35 V Tantal
C4	47 µF/3 – 6 V Tantal
C5	47 pF/50 V Keramik
C7, C8	100 nF/50 V Keramik
C9, C10, C11	10...33 µF/35 V Tantal
C12	10 pf/50 V Keramik

Trimmer:

Tr	100 – 220 Ω, keramische Ausführung

Halbleiter:

T1, T2	BC 416 C
T3	MPS-L 01, ME 1120, BCY 65 E (BC 107 B, BC 237 B)
T4, T5	MPS-L 51, BF 398, PN 4889 (BC 307 B, BC 327-25)
T6	BD 139-10 (BC 141-10)
T7	BD 140-10 (BC 161-10)
T8, T9	2 N 3055 U (2 N 3055, keine Y-Typen!)
D1, D2, D3	1 N 4148, 1 N 4154 selektiert (siehe Text)
D4	ZF 10, ZPD 10
D5, D6	1 N 4002, 1 N 4003

In Klammern angegebene Typen können bei Betriebsspannungen unter ± 25 V verwendet werden.

Zu Tabelle 3
In der Endstufe verwendete Spezialteile:

Transistoren:	MPS-L 01	Motorola
	MPS-L 51 PN 4889	Fairchild
	ME 1120	Mikro-Electronics
	2 N 3055 U	SGS-Ates
Reedschalter:	TS – 80 B	Hamlin
Steckerleiste:	31pol. DIN 41617	Siemens, Amphenol-Tuchel, Cannon
Kühlkörper:	SK 02/75/SA-3	
	SK 03/37,5/SA-3	
	SK 08/75/SA-3	Fischer

Sämtliche Bauelemente, wie auch die obengenannten Spezialteile sowie der gesamte Bausatz, können von der Firma Mauer, Elektronik, Hügelstr. 71, 6100 Darmstadt, bezogen werden.

Diese Arbeit beschreibt einen Aufbau, der es gestattet, das Spektrum eines gewählten Frequenzbereichs auf einem Oszillografenschirm darzustellen. Mit relativ einfachen Mitteln läßt sich die Schaltung für den UKW-Rundfunk-Bereich realisieren, reizvoller können aber durchaus die Mittelwellen- bzw. Kurzwellenbereiche sein. Daher wurde hier der Schwerpunkt vor allem auf die Steuerschaltung und grundsätzliche Überlegungen gelegt.

Michael Arnoldt

Erzeugung von Spektrumdarstellungen im UKW-Bereich

Eine unabdingbare Voraussetzung ist die Verwendung eines elektrisch abstimmbaren Hf-Empfangsteils (Dioden-Tuner). Im vorliegenden Aufbau handelt es sich um einen UKW-Tuner FD 1 (A), dem ein Zf-Verstärker älteren Typs nachgeschaltet ist. *Bild 1* zeigt die Blockschaltung des Aufbaus. Am Eingang E_W liegt das von Tuner und Zf-Verstärker aufbereitete, verstärkte und gleichgerichtete „Wechsel"-Signal, eine der Feldstärke an der Antenne entsprechende Spannung. Sie gelangt über den Y-Eingang und Y-Verstärker des Oszillografen auf das Y-Plattenpaar, bewirkt also eine Auslenkung in der Senkrechten.

Die Steuereinheit liefert eine Sägezahnspannung, die den Tuner durchstimmt und parallel dazu den Strahl der Oszillografenröhre in X-Richtung verschiebt. P1 vermindert den Spannungshub des Sägezahns auf den zur vollen X-Auslenkung notwendigen Wert. Während der fallenden Flanke des Sägezahns wird der Elektronische Schalter ES 1 geöffnet, ES 2 geschlossen. ES 2 legt dabei das durch P2 eingestellte Potential an den Y-Eingang. Die dabei entstehende Nullinie ist mittels P2 in der Vertikalen verschiebbar.
Zusätzlich kann in die Darstellung eine Frequenzmarke eingeblendet werden. Dies geschieht, indem während des Rücklaufs der Strahl kurzzeitig angehalten wird. Die „Haltestelle" auf dem Bildschirm erscheint dadurch heller als der andere Teil der Nullinie. Die Frequenzmarke wird mittels P3 in X-Richtung verschoben. Wenn man P3 mit einer Skala versieht, kann die zugehörige Frequenz abgelesen werden.

Steuereinheit

Als Sägezahngenerator (*Bild 2*) finden zwei der vier Verstärker der IS LM 3900 Verwendung. Jeder Verstärker kann als ein Transistor mit sehr hoher Stromverstärkung (ca. 10^6) betrachtet werden. Darüber hinaus besitzt jeder Verstärker einen invertierenden Eingang, der bewirkt, daß der Super-Transistor durch die Stromdifferenz beider Eingänge gesteuert wird. Die Basisströme beider Eingänge müssen durch Vorwiderstände in der Größenordnung 1 MΩ begrenzt werden. Zur Stromversorgung genügt eine einseitige Betriebsspannung ($+U_B$ gegen Null).

Bild 3 zeigt die Innenschaltung eines Verstärkers LM 3900 und die Anschlußbeschaltung.

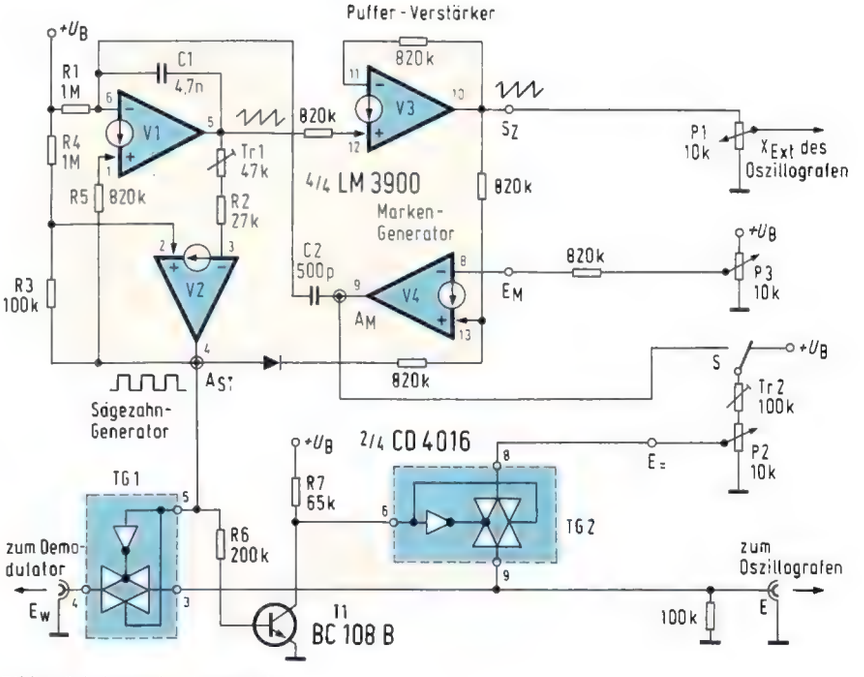


Bild 2. Schaltung der Steuereinheit

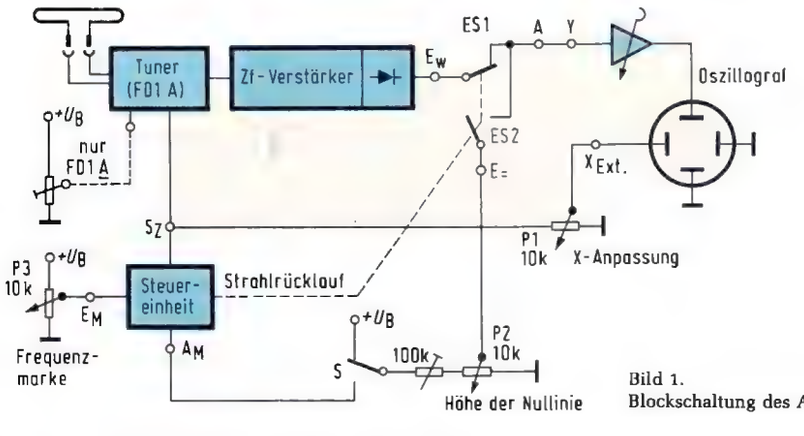


Bild 1.
Blockschaltung des Aufbaus

V1 arbeitet als Integrator, V2 als Schmitt-Trigger. Während der Aufladephase liegt der Schmitt-Trigger-Ausgang (Anschluß 4) auf hohem Potential. Sobald der über T1 und R2 in den invertierenden Eingang (3) fließende Strom den über R3 und R4 in den nichtinvertierenden Eingang (2) fließenden übersteigt, kippt der Ausgang von V2 nach Null und bewirkt über R5 die Entladung von C1. Beim Unterschreiten der durch R3, R4 festgelegten Schwelle überwiegt der Strom in den nichtinvertierenden Eingang (2). Der Ausgang (4) kippt nach $+U_B$ zurück, die Aufladung beginnt erneut.

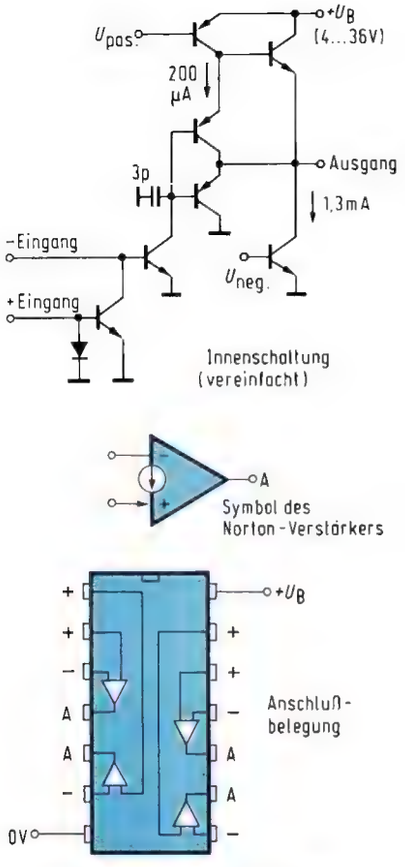


Bild 3. Innenschaltung eines LM 3900

Um lastbedingte Änderungen der Sägezahnspannung und -frequenz zu vermeiden, ist dem Sägezahngenerator der Pufferverstärker V3 nachgeschaltet. *Bild 4* zeigt das Sägezahnausgangssignal und die Schmitt-Triggerspannung.

Nullinie

Die elektronischen Schalter ES 1, ES 2 werden durch sogenannte Transmission Gates gebildet, die als EIN-AUS-Schalter auf MOS-Basis realisiert sind und den Stromfluß in beide Richtungen zulassen (bidirektionale Schalter). Der Durchschaltwiderstand beträgt ca. 300 Ω, der typische Sperrwiderstand liegt in der Größenordnung 10^9 Ω. Der im Vergleich zu einem Relaisschalter hohe Durchschaltwiderstand mag für viele Anwendungszwecke nicht tragbar sein. Im vorliegenden Fall wirkt er sich praktisch nicht störend aus. In Hinsicht auf die Schaltgeschwindigkeit und Prellfreiheit ist das Transmission Gate (TG) selbst schnellen Relais weit überlegen. Die obere übertragbare Frequenz wird mit 10 MHz angegeben.

Das TG schaltet jeweils dann vom Eingang zum Ausgang durch, wenn am Steuereingang H-Potential anliegt. Der Steuereingang von TG 1 kann daher direkt mit dem Schmitt-Trigger-Ausgang AST verbunden werden. Während des Rücklaufs ist AST = L, das Signal vom Zf-Demodulator wird abgetrennt. Über R6 steuert der Schmitt-Trigger zugleich den Inverter T1 (BC 108 B) an. TG 2 schaltet daher gegenphasig zu TG 1 den Ausgang A zum Potentiometer P2 durch. Da die vom Demodulator gelieferte Spannung 1 V kaum übersteigt, empfiehlt sich die Verminderung des Spannungseinstellbereichs durch Vorschalten eines Trimmers Tr2 (100 kΩ). Die *Bilder 5, 6, 7* zeigen das Spektrogramm bei drei verschiedenen, durch P2 eingestellten Spannungen.

Frequenzmarke

In die rücklaufende Nullinie läßt sich eine variable Frequenzmarke einblenden. Hierzu wird die Sägezahnspannung am Ausgang V3 mit der des Potentiometers P3 verglichen. Als Vergleicher arbeitet V4. Da die Sägezahnspannung an den nichtinvertierenden Eingang geführt ist, kippt der Ausgang von V4 (9) nach Null, sobald die Sägezahnspannung die Potentiometerspannung unterschreitet. Der Kondensator C 2 (500 pF) bewirkt für einen kurzen Moment die Unterbrechung der Entladung von C1. Währenddessen verharrt die fallende Sägezahnflanke auf gleichem Wert, der rücklaufende Elektronenstrahl bleibt stehen und erzeugt dadurch einen hellen Fleck auf der Nullinie.

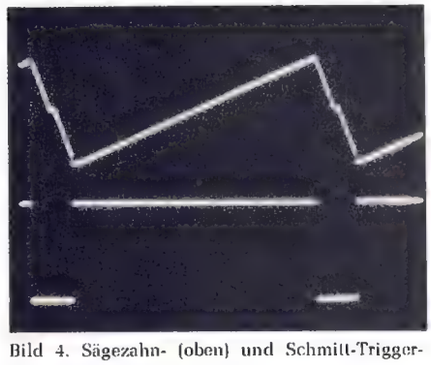


Bild 4. Sägezahn- (oben) und Schmitt-Trigger-Spannung (unten)

Ohne weitere Maßnahmen würde auch auf der ansteigenden Sägezahnflanke eine Aufladeunterbrechung entstehen, die einen irritierenden Leuchtpunkt im Spektrogramm zur Folge hätte. Um dies zu verhindern, wird der Ausgang von V2 (4) über eine Diode und einen Widerstand mit dem nichtinvertierenden Eingang von V4 (13) verbunden. Während der Aufladeflanke liegt der Ausgang von V2 auf +U_B. Der in den nichtinvertierenden Eingang (13) fließende Strom ist daher immer größer als der von P3 in den invertierenden Eingang gelieferte. Daher bleibt der Ausgang von V4 (9) während der steigenden Flanke auf +U_B liegen, wie *Bild 8* zeigt.

Die Marke in der Nullinie kann auch durch einen Sprung von einem höheren Potential nach Null ersetzt werden (elektronischer Skalenzeiger), wenn man P2 durch den Ausgang von V4 (9) speist (*Bild 9*).

Aufbau und Abgleich

Es empfiehlt sich, vorweg den benötigten Abstimmspannungsbereich des verwendeten UKW-Tuners zu ermitteln, um dann den erforderlichen Sägezahnspannungshub festzulegen. Weiterhin sollte die Zusammenschaltung Tuner-Zf-Verstärker-Demodulator fertig aufgebaut werden.

Anschließend wird der Sägezahngenerator (V1, V2) bestückt. Nach der Kontrolle der Funktion entsprechend Bild 4 schließt sich der Puffer-Verstärker an.

Die Überlauffrequenz (Sägezahnfrequenz) wird am einfachsten durch die Festlegung von C1 bestimmt. Dabei ist zu beachten, daß die Überlauffrequenz einerseits hoch genug gewählt wird, um ein stehendes Bild auf dem Schirm zu erhalten, und andererseits niedrig genug bleibt, um den Zf-Filtern ausrei-

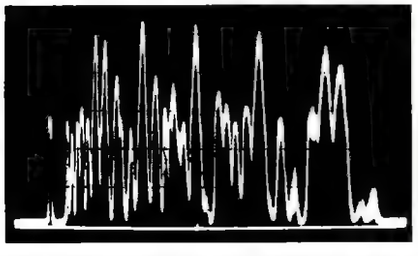


Bild 5. Spektrogramm mit eingeblendeter Nullinie

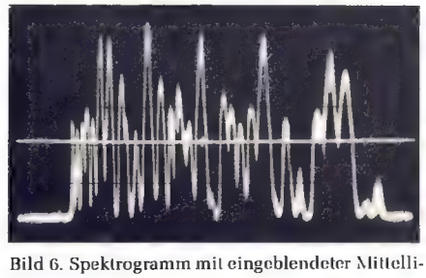


Bild 6. Spektrogramm mit eingeblendeter Mittellinie

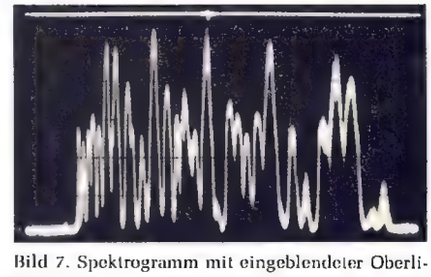


Bild 7. Spektrogramm mit eingeblendeter Oberlinie

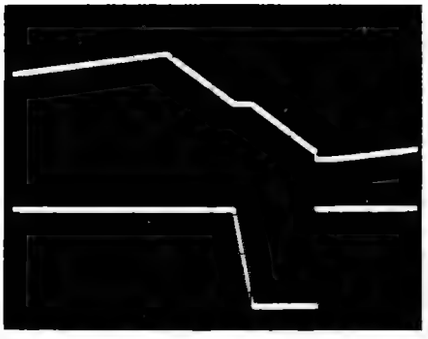


Bild 8. Fallende Sägezahnflanke mit Verzögerung (oben). Vergleicherausgang (unten)

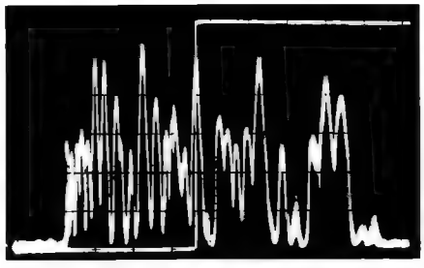


Bild 9. Spektrogramm mit elektronischem Skalenzeiger

chend Zeit zum Ein- und Ausschwingen zu geben. Wird die Überlauffrequenz zu hoch angesetzt, muß mit Amplitudenverminderung und schließlich einer Kurvenverzerrung in Laufrichtung gerechnet werden. Bei der Wahl anderer Frequenzbereiche und/oder (Zf-)Filterbandbreiten als im vorliegenden Fall verdient dieser Punkt Beachtung. Nach dem Pufferverstärker wird der Markengenerator beschaltet (V4). Die Größe des Kondensators C2 legt die Helligkeit der Frequenzmarke fest.

Die Bestückung der TG (CD 4016AE) als elektronische Schalter bietet keine Schwierigkeiten. Mit dem Schalter S läßt sich wahlweise eine Frequenzmarke entsprechend Bild 5 bis 7 oder Bild 9 darstellen. Die *Bilder 10 und 11* zeigen die Platinenvorlage und die Bestückungsseite der Platine, *Bilder 12 und 13* die fertige Steuereinheit und den gesamten Aufbau.

Anwendungen

Als Anwendungen bieten sich an:

1. Zahl und relative Stärke der Sender des UKW-Bereichs darstellen
2. den Einfluß verschiedener Antennen untersuchen
3. die Polarisation der *empfangenen* Wellen ermitteln (fernere Sender erreichen die Empfangsantenne oft mit gedrehter Polarisation)
4. den Einfluß einer drehbaren Antenne darstellen
5. die Auswirkungen von Reflexionen an Flugzeugen beim Empfang schwacher Sender beobachten (Interferenzen zwischen Bodenwelle und reflektierter Schaltung bewirken ein deutlich erkennbares, sehr charakteristisches „Pumpen" und „Flattern")

Für exakte Eingangsspannungsmessungen läßt sich der Aufbau nicht verwenden; hierzu eignet sich bereits der Tuner nicht. Eine Eingangsspannungsmessung müßte auf dem Umweg der Nachbildung der empfangenen Aussendung durch einen Meßsender mit definierter Ausgangsspannung erfolgen.

Die Abhängigkeit der Empfangsfrequenz von der Abstimmspannung ist nicht linear. Daraus ergibt sich eine Drängung der Sender am (frequenzmäßig) unteren Ende der Darstellung. Mit Hilfe eines Dioden-Funktionsgenera-

Bild 12. Ansicht der Steuereinheit

Bild 13. Ansicht des gesamten Aufbaus

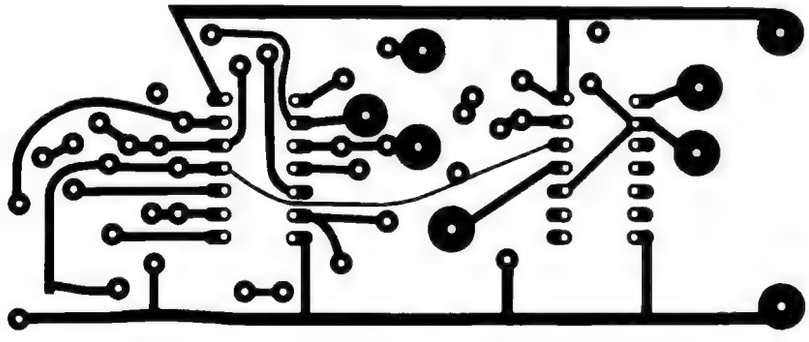


Bild 10. Platinenvorlage

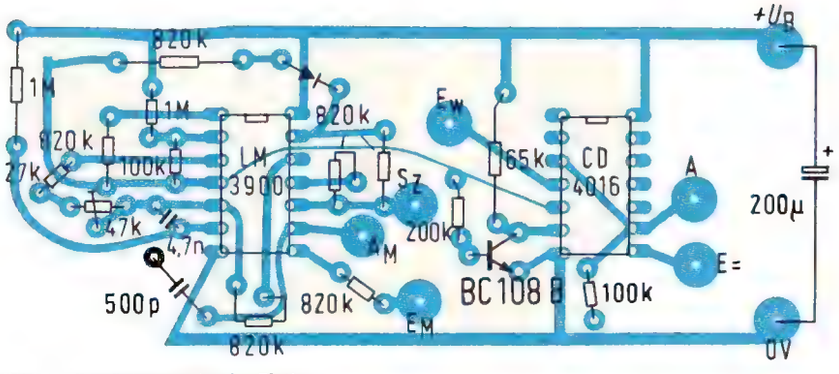


Bild 11. Bestückungsseite der Platine

tors läßt sich eine Korrektur dieser Abweichung grundsätzlich durchführen. Da hierbei einige Abgleicharbeiten erforderlich sind, die u.a. verwendete (Z-)Dioden umfassen und streng an den benutzten Tuner gebunden sind, wurde hier auf eine Darstellung der Korrektur und Einbeziehung in die Steuereinheit verzichtet.

Literatur

Tuner: 1. Feedback PLL-Empfänger, Elektor Heft 47/1974,
IS LM 3900: 2. National Semiconductors: The LM 3900 – A New Current-Differencing Quad of +/– Input Amplifiers,
3. M. Arnoldt: Ausgangskennlinienfeldschreiber für Transistoren. Funk-Technik Heft 8 und 9/1976.
4. Wolfgang Stüber: Aufbau und Anwendung des Norton-Verstärkers. Elektronik 1974, Heft 4.
LS CD 4016: 5. RCA: COS/MOS Integrierte Digitalschaltungen. Datenbuch 1974.

Theodor Bossert

Seit einigen Jahren gibt es auf dem Fotomarkt Belichtungsmesser, die nach einem Probeblitz die günstigste Aufnahmeblende anzeigen. Hier wird nun eine neue Schaltungstechnik vorgestellt, die neben besseren Ergebnissen vor allem die Produktion solcher Geräte vereinfachen dürfte.

Neue Schaltungstechnik für Blitz-Belichtungsmesser

Nicht immer ist man mit einem Computerblitz optimal bedient. Will man den Beleuchtungs- und den Aufnahmestandpunkt trennen, so bereitet bereits ein selbstgeregeltes Blitzgerät Schwierigkeiten. Kommen mehrere synchrone Blitze zur Anwendung, muß man unbedingt ungeregelte Blitze verwenden. Hierfür, aber auch für Detailmessungen werden Blitzbelichtungsmesser benötigt.

Das Meßproblem

Bei normalen Belichtungsmessern wird am kontinuierlichen Licht die mittlere Leuchtdichte im Aufnahmewinkel (integrale Messung) oder in einem Teilwinkel (Spotmessung) ermittelt. Bei Blitzbelichtungsmessern muß hingegen ein zeitliches Integral über diese mittlere Leuchtdichte gemessen und gespeichert werden.

Da in der Fotografie genormte Blendenwerte verwendet werden und diese Skalen 2-logarithmisch sind, d.h. daß ein Faktor 2 immer einen (oder eine feste Anzahl) Skalenteil ausmacht, muß jeder Belichtungsmesser logarithmisch anzeigen.

Dynamikbereich und Meßfehler

Mit Siliziumdioden kann man ohne meßbare Abweichung von der Proportionalität zwischen Leuchtdichte und Fotostrom einen Dynamikbereich von über 10^5 überstreichen. Da jeder Faktor 2 eine Blendenstufe ausmacht, erreicht man einen Dynamikbereich von gut 16 Blendenstufen, d.h. es können 17 Blendenwerte angezeigt werden.

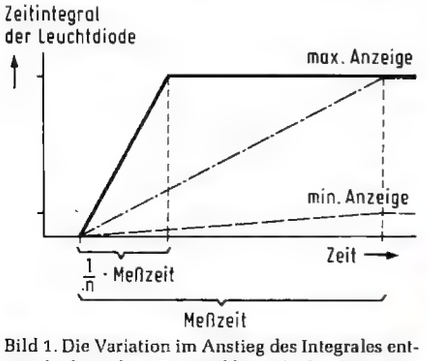


Bild 1. Die Variation im Anstieg des Integrales entspricht hier dem Dynamikbereich des Fotoempfängers, die Variation im Endwert des Integrales dem Dynamikbereich der Anzeige.
Max. Blitzlicht ——————
max. Dauerlicht – · – · – · –
min. Dauerlicht – – – – – –

Der Meßfehler eines Belichtungsmessers sollte immer kleiner bleiben als $\pm\ ^1/_2$ Skalenteilung. Bei einer Skalenteilung von Blende zu Blende bedingt dies einen relativen Fehler von $\sqrt{2}$, d.h. +41 %, –29 %. Bei der Anzeige halber Blendenstufen bedeutet dies einen relativen Fehler von $\sqrt[4]{2}$, d.h. +19 %, –16 %.

In der Praxis wird wohl im allgemeinen der Dynamikbereich der auf den Fotoempfänger folgenden Elektronik kleiner sein als der der Fotodiode selbst. In dem weiter unten genauer beschriebenen Gerät wird bei einem relativen Fehler von $\sqrt[4]{2}$, d.h. +19 %, –16 % ein Dynamikbereich von gut 10^4, d.h. von über 13 Blendenstufen erreicht.

Diese Überlegungen gelten sowohl für normale Belichtungsmesser als auch für Blitzbelichtungsmesser. Beim letzteren kommt jedoch noch ein neuer Gesichtspunkt dazu: das max. Tastverhältnis. In *Bild 1* ist der Einfluß des Tastverhältnisses auf den Dynamikbereich veranschaulicht. Es soll ja die ganze in die Meßzeit fallende Leuchtdichte integriert werden. Ist die Lichtquelle nur für $^1/_n$tel der Meßzeit wirksam, so hätte man auch die Meßzeit auf $^1/_n$tel verkürzen können. Soll die Anzeigeskala sinnvoll sein, so muß bereits nach $^1/_n$tel der Meßzeit Vollausschlag erreicht werden können. Der kleinste Ausschlag wird aber im ungünstigsten Fall in der vollen Meßzeit geliefert; deshalb ist in der Anzeige ein um den Faktor $^1/_n$ kleinerer Dynamikbereich zu erreichen als beim Fotoempfänger und dessen Elektronik.

Bei einer Meßzeit von 32 ms bedeutet ein maximales Tastverhältnis von $n=2^5=32$, daß für den Vollausschlag eine minimale Leuchtdauer von 1 ms erforderlich ist; für kleinere Ausschläge reichen entsprechend kürzere Zeiten.

In der schon erwähnten Schaltung bedeutet ein maximales Tastverhältnis von 32 eine Reduzierung des Dynamikbereiches von gut 10^4 auf rund 300, was gut acht Blendenstufen, also neun Blendenwerte sind.

Die analoge Schaltungstechnik

In *Bild 2* sind zwei mögliche, analoge Meßverfahren dargestellt. Ein linearer Fotoempfänger erzeugt einen der momentanen Leuchtdichte proportionalen Strom. Diesen Strom summiert der Integrator über die vom Zeitablauf vorgegebene Zeit; nach bzw. vor der Logarithmierung wird der Meßwert in einer Sample-Hold-Schaltung gespeichert. Über eine Analoganzeige wird dann das Meßergebnis ausgegeben.

Die Schwächen dieser Schaltungstechnik sind der durch Spannungsdriften eingeschränkte Dynamikbereich und die vielen engtolerierten (oder abzugleichenden) Bauelemente. Die bekannten, käuflichen Blitzbelichtungsmesser arbeiten mit einer analogen Schaltungstechnik.

Die digitale Schaltungstechnik

Das neue, digitale Meßverfahren ist in *Bild 3* dargestellt. Wieder steht am Anfang ein linearer Fotoempfänger. Seinen Strom wandelt der Strom-Frequenzumsetzer linear in die Frequenz eines Rechtecksignales. Nur in der vom Zeitablauf gegebenen Zeit ist der Ausgang des Umsetzers aktiv. Die Summe der Ausgangsimpulse ist proportional dem Integral über den Eingangsstrom. Im Binärzähler mit logarithmischem Dekoder wird diese Summe gespeichert und nach den höchsten 2er-Potenzen

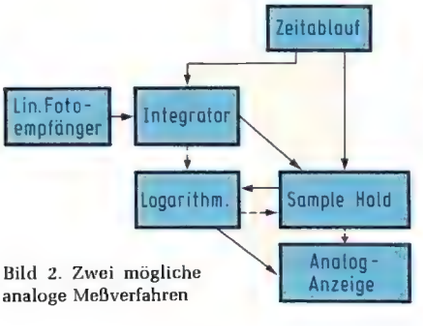


Bild 2. Zwei mögliche analoge Meßverfahren

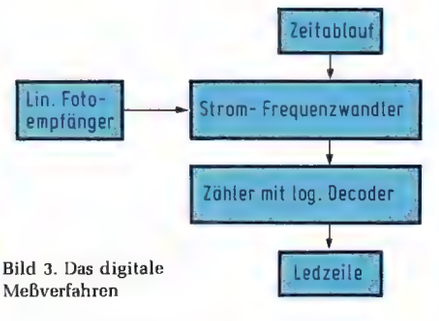
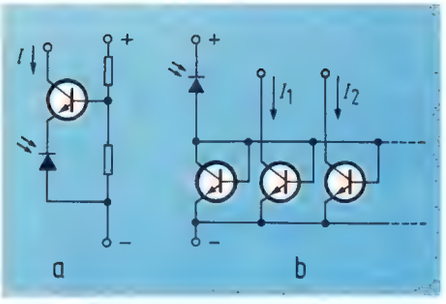


Bild 3. Das digitale Meßverfahren



◄ Bild 4. Entkopplungsschaltungen für die Fotohalbleiter

sortiert. Über eine Led-Zeile kann das Meßergebnis ausgegeben werden.

Der Vorteil dieser Schaltungstechnik liegt im großen Dynamikbereich (da nur der Fotostrom als analoge Größe auftritt) und in der geringen Anzahl engtolerierter (oder abgeglichener) Bauelemente.

Das digitale Meßverfahren in CMOS-Technik

Zum Aufbau digitaler Schaltungen für den Batteriebetrieb kommt von den verschiedenen Logikfamilien nur die CMOS-Technologie in Frage. Im folgenden werden nun Schaltungsvorschläge mit CMOS-Bausteinen gemacht.

Der Fotoempfänger

Aus Gründen der Linearität und der oberen Grenzfrequenz kommen nur Si-Fotodioden (oder schnelle Fotoelemente) in Betracht. Da diese Halbleiter erhebliche Kapazitäten haben, sollten sie im Falle taktender A/F Umsetzereingänge über eine Entkopplungsschaltung betrieben werden.

Hierzu eignet sich z. B. ein Transistor in Basisschaltung, wie in *Bild 4a* angegeben. Wird der Fotostrom zum Steuern mehrerer Funktionen benötigt, setzt man mit Vorteil einen steuerbaren Stromgenerator (current mirror) ein, wie er in *Bild 4b* gezeigt ist.

Bei der Basisschaltung arbeitet die Fotodiode an dem kleinen Lastwiderstand $r_E = \frac{U_T}{I_E}$. Da man mit Hilfe der Basisvorspannung die Fotodiode an deutlicher Sperrspannung betreiben kann, bleibt der Einfluß der Sperrschichtkapazität gering. Beim steuerbaren Stromgenerator hat man den Vorteil, daß die Diode an nahezu voller Betriebsspannung liegt und daß der Ausgangsstrom fast im ganzen Betriebsspannungsintervall zur Verfügung steht. Auch hier wieder arbeitet die Fotodiode an einem sehr kleinen Lastwiderstand $r = U_T/I$. Wichtig ist hier, daß a) die Transistoren aus derselben Produktfamilie kommen, d. h. sie haben einen ähnlichen Stromverstärkungsgang $B = B(I_C)$, b) sie bei immer gleicher Temperatur arbeiten (verkleben!) und c) der Eingangstransistor auch bei U_{CE} = 0,5 V nicht in Sättigung gerät. Vorteilhaft ist dafür eine Multitransistoren-IS.

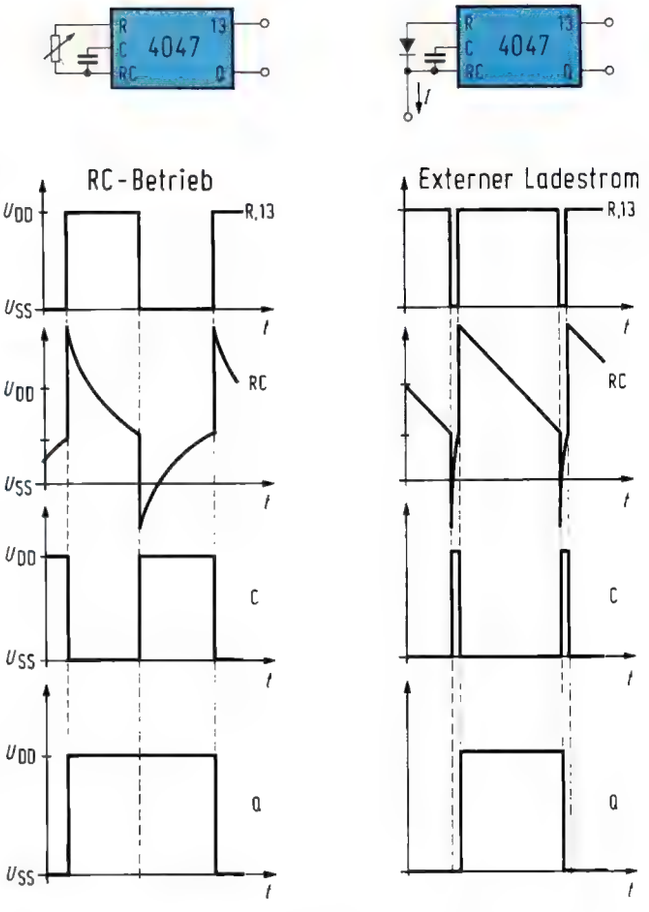


Bild 5. ► Schaltung des Strom-Frequenzwandlers

A/f-Wandler mit der CMOS-IS 4047

Die IS 4047 enthält u. a. einen astabilen Multivibrator. Durch externe Eingabe der Ladeströme kann damit ein Strom-Frequenzumsetzer aufgebaut werden. In *Bild 5* ist ein solcher A/f-Wandler gezeigt und dem normalen RC-Betrieb gegenübergestellt. Solange die externe Ladezeit des Kondensators groß ist gegen die Rückladezeit über die Diode, jedoch der Ladestrom weit über den beteiligten Leckströmen liegt, hat man eine Proportionalität zwischen Eingangsstrom und Ausgangsfrequenz. Der Proportionalitätsfaktor ist abhängig von den Schwellspannungen und damit von der Versorgungsspannung. Wenn die Versorgungsspannung z. B. zwischen 7,5 V und 9 V variiert, so ergibt dies eine Frequenzänderung um ± 9 % bezogen auf 8,25 V.

Zähler mit logarithmischem Dekoder

Es besteht die Aufgabe, eine Summe von Impulsen nach den höchsten 2er-Potenzen zu decodieren. Da von halber Blende zu halber Blende angezeigt werden soll, muß die Zuordnung von Skalenteilen und Summen proportional sein:

0.2^1)	$2^1.2^{1,5}$);	$2^{1,5}.2^2$)	....	Summe
ohne	1	2	....	Skalenteil

Da halbe 2er-Potenzen keine ganzen Zahlen sind, wird hier $2^{0,5} = 1{,}41$ ... näherungsweise ersetzt durch 1,5; es werden nur ganze Zahlen berücksichtigt:

0,1,	2,	3,	4,5	...	Summe
ohne 1	2	3	....	Skalenteil

Bei einer Skala mit 16 Skalenteilen hat man als Ende dieser Folge:

383,...,511,	512,...∞	Summe
16	ohne	Skalenteil

In *Bild 6* ist eine Schaltung angegeben, die eine solche Zuordnung bewirkt. Dabei sind jedem Platz A...H des Schieberegisters zwei Skalenteile zugeordnet, entsprechend den Zuständen des Flipflops FF1. Die Schaltung ist komplizierter aufgebaut als mit dem heutigen Angebot an CMOS-IS nötig, jedoch ist im Moment noch eine Schaltung mit programmierbaren Teilern teurer.

In der Schaltung von Bild 6 wird nach dem allgemeinen Rücksetzen begonnen. Die Flipflops stehen dann so, daß an IN_1 des 4015 und an dem NAND, das 2^1 mit B vergleicht, H ansteht. Nach dem ersten Impuls an T (d. h. nach dem zweiten Impuls an Pin 13 des 4047) geht das Bit 2^1 nach H. Dies bewirkt ein

Rücksetzen des Zählers bei simultaner Zustandsänderung an FF_1. Damit wird H an IN_1 nach Platz A geschoben. Bereits nach dem nächsten Impuls an Pin 13 kommt ein Zählerreset und ein Zustandswechsel an FF_1. Dies bewirkt die einmalige Zustandsänderung an FF_2 und damit endgültig 0 an IN_1. Der nächste Impuls an Pin 13 bewirkt wieder ein Zählerreset gleichzeitig mit einer Zustandsänderung an FF_1, was H im Schieberegister nach B schiebt. Jedes weitere, zweite Zählerreset ist verbunden mit einem Platzwechsel im Register. Wird H über den Anschluß H hinausgeschoben, so bleibt dauernd A...H=0.

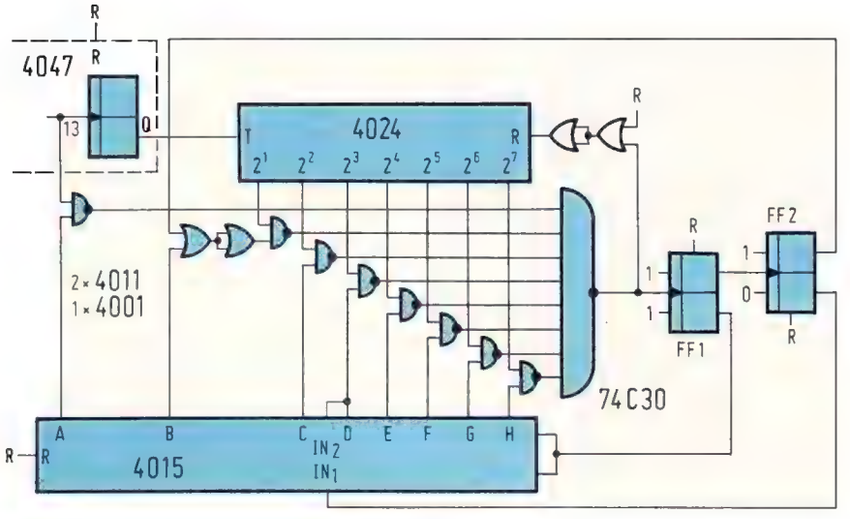


Bild 6. Schaltung des Zählers mit logarithmischen Decodern

Das Mustergerät

In *Bild 7* ist die vollständige Schaltung eines Blitzbelichtungsmessers dargestellt. Es wurden vier Vierfach-LED-Zeilen als Skala verwendet. Um die Batterie zu schonen, ist die Anzeige nur bei Bedarf in Betrieb (Anzeigen-Monoflop). Sinkt die Versorgungsspannung während der Anzeige unter 6 V, so flakkert die Anzeige (Batteriekontrolle). Da die Anzeige bei 6 V noch 4 mA aufnimmt, während der Messung aber die Anzeige gesperrt ist und die sonstige Schaltung mit unter 400 µA auskommt, ist das Stabilisieren der Versorgungsspannung des A/F-Wandlers unnötig. Es sind zwei Meßzeiten wählbar, 32 ms und 2 ms (Meßzeitmonoflop). Die Messung kann von Hand (bzw. per Fernauslöser) oder optisch eingeleitet werden (Auslöser).

Als Fotodiode wurde die Basis-Kollektordiode des Fototransistors BPX25 verwendet. Um die spektrale Empfindlichkeit dieses Siliziumhalbleiters dem menschlichen Auge anzupassen, wurde ein Blaufilter verwendet.

Durch die Wahl des Kondensators c_x kann das Gerät abgeglichen werden (50....500 pF). Die sehr unfeine Entprellung der Schalter wurde wegen des geringeren Aufwandes gewählt. Bei 18° DIN reicht die Skala des Mustergerätes von Blende 1,4 bis 22(32).

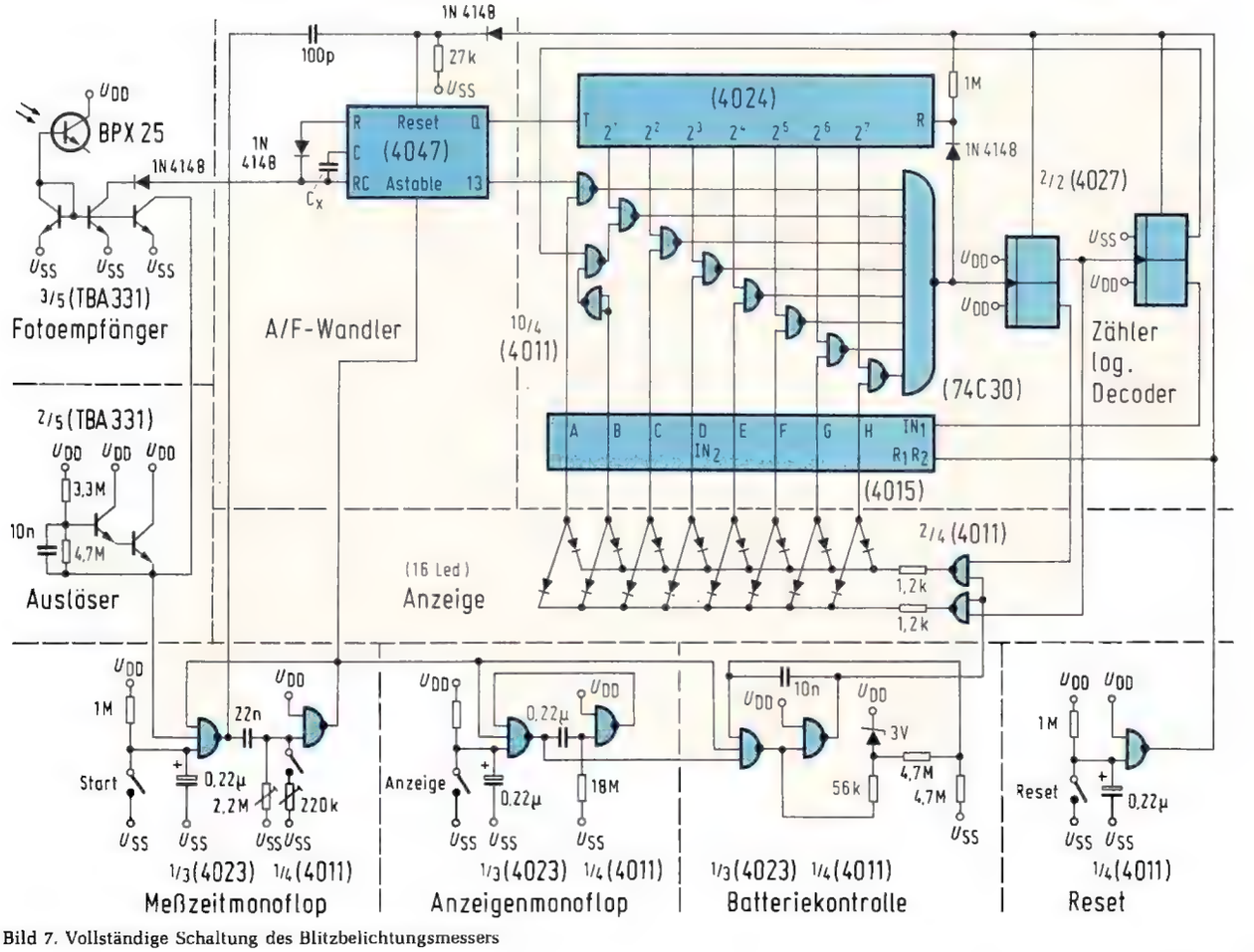


Bild 7. Vollständige Schaltung des Blitzbelichtungsmessers

Ing.(grad)
Hans Hansen

Die Kriminalpolizei empfiehlt, Einfamilienhäuser, aber auch Wohnungen, mit Alarmanlagen als geeignetem Mittel gegen Einbrüche auszurüsten. Für den Elektroniker kommt der Selbstbau einer derartigen Anlage in Frage. Der nachstehende Beitrag gibt eine Anregung.

Alarmanlage

Die beschriebene Schaltung kann je nach den zu stellenden Anforderungen auch teilweise ausgeführt werden. Um zu vermeiden, daß die Anlage durch Auftrennen einer Leitung wirkungslos gemacht wird, kommt nur ein Ruhestrom-Prinzip in Frage.
Sie erfüllt in vollem Umfang folgende Aufgaben:

- Auslösen des Alarms bei unbefugten Eingriffen an Türen und Fenstern, Bodenklappen und dergleichen oder bei Leitungsunterbrechung.
- Einschalten der Außenbeleuchtung, Treppenhausbeleuchtung, Haustürbeleuchtung oder dergleichen.
- Anzeige der Unterbrechungsstelle der Ruhestromschleife.
- Beendigen des akustischen Alarms nach Ablauf von etwa 30 s.
- Bei Abwesenheit des Wohnungs-Inhabers:
- Selbsttätiges Ausschalten der Außenbeleuchtung usw. nach etwa 20 min.
- Selbsttätiges Rückstellen der Anlage auf Betriebsbereitschaft und Löschen des optischen Alarms.
- Selbsttätiges Ausschalten der Gesamtanlage, falls die Betriebsbereitschaft nicht wieder herzustellen ist.

Blockschaltung

Das Auslöseteil (*Bild 1*) setzt den Tongenerator und damit den Lautsprecher in Tätigkeit sowie die Blinkschaltung für den optischen Alarm. Der Tongenerator versorgt den Lautsprecher mit einer Tonfolge, die der der Polizeisirene nachgeahmt ist.

Die erste Zeitschaltstufe setzt die Alarmsirene sofort beim Eintreten des Alarmfalls in Betrieb. Die akustischen Einrichtungen werden über die Zeitschaltstufe nach etwa 30 s ausgeschaltet, während der optische Blinkalarm bestehen bleibt, bis die Alarmursache beseitigt oder die Anlage zurückgestellt ist.

Die zweite Zeitschaltstufe stellt nach etwa 20 min den Bereitschaftszustand wieder her, falls die Ruhestromschleife nicht noch unterbrochen ist. Im letzteren Fall schaltet diese Zeitschaltstufe die Gesamtanlage nach einer weiteren Verzögerung von einigen Sekunden netzseitig aus.

Im Alarmfall wird die Außenbeleuchtung (Treppenhausleuchte oder dergleichen) als weitere Abschreckung eingeschaltet. Dazu dienen der Transistor T 43 als Treiber und der Leistungstransistor T 44, der das Relais 1d ansteuert, sobald der Anschlußpunkt A 4 im Alarmfall auf Minus gelangt. Dieser Schaltzustand wird beibehalten, bis die zweite Zeitschaltstufe die Anlage auf Betriebsbereitschaft zurückstellt oder sich die Anlage selbst ausschaltet.

Die akustischen Einrichtungen sind mit S 1 und S 2 abschaltbar zur stummen Prüfung der Anlage mit LED-Anzeige (LED 14 und 15), damit das Wiedereinschalten nicht vergessen wird.

Als Ergänzung kann ein weiterer Schalter vorgesehen werden, der zum Arbeitskontakt des Relais 1d parallel liegt, damit die Außenbeleuchtung z. B. beim Auftreten verdächtiger Geräusche (Einbruchsabsicht) von der Zentrale aus eingeschaltet werden kann. Für die Musteranlage ist ein Drucktaster mit einer Verzögerungsschaltung vorgesehen worden, so daß sich die Beleuchtung etwa 1 min nach dem Einschalten durch den Drucktaster automatisch wieder ausschaltet.

Beim Einschalten der Alarmanlage leitet der Transistor T 46 (Bild 1) und lädt den Kondensator C 8 langsam auf. Wird der Drucktaster T 4 betägtigt, so wird T 45 plötzlich leitend, während T 46 sperrt (monostabiler Multivibrator). Durch das Sperren von T 46 wird die Basis von T 47 nach Minus gezogen und dieser Transistor leitet. Er dient, ebenso wie T 43, als Treiber für T 44 und schaltet die Außenbeleuchtung über das Relais 1d ein. Der Kondensator C 8 entlädt sich langsam, bis die Schaltung zurückkippt und T 46 plötzlich wieder leitet. Dadurch sperren T 45, T 47, T 43 und T 44, wobei die Außenbeleuchtung erlischt. Bei den angegebenen Werten bleibt die Beleuchtung etwa 70 s eingeschaltet.

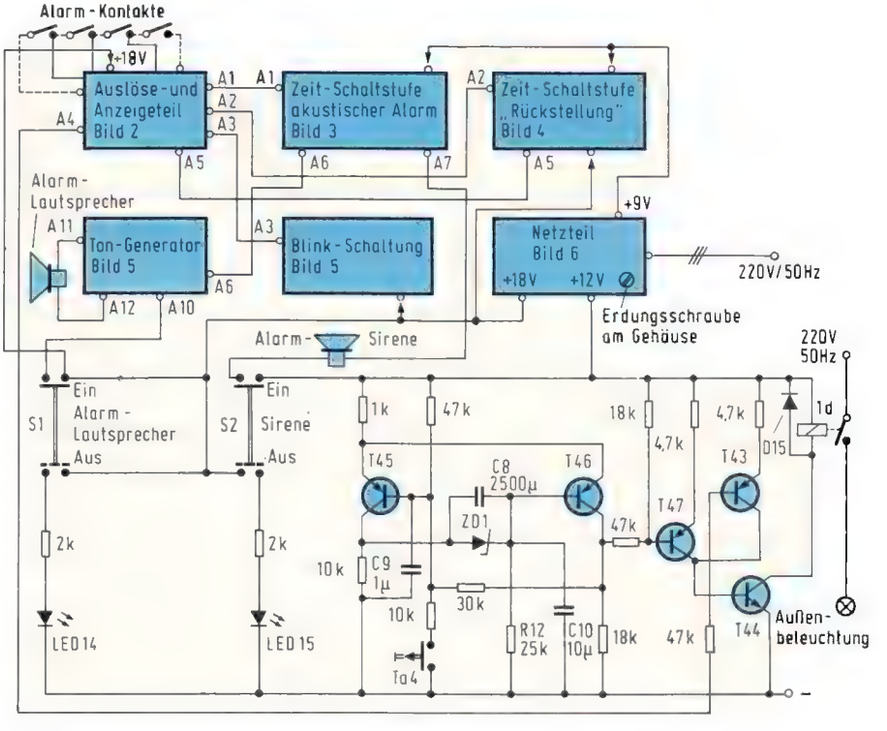


Bild 1. Blockschaltung und Zusatzeinrichtung der Alarmanlage

Die Kondensatoren C 9 und C 10 dienen dazu, das (nicht beabsichtigte) Einschalten der Beleuchtung zu verhindern, wenn Netzspannungsstöße oder Induktionsspannungen in das Gerät gelangen. Die Z-Diode ZD 1 kann erforderlich sein, um die Ladung des Kondensators C 8 zu begrenzen und damit ebenfalls zu verhindern, daß sich die Beleuchtung unbeabsichtigt einschaltet. Beim Mustergerät ist auf die Z-Diode verzichtet worden, weil das gelegentliche, durch Fremdeinwirkung verursachte Einschalten der Außenbeleuchtung bei Abwesenheit durchaus erwünscht ist.

Auslöse- und Anzeigeteil

Der Ruhestromkreis (*Bild 2*) wird durch den Widerstand R 1, die Kollektor-Emitter-Strecke des Transistors T 13 und die Alarmkontakte K 1 ... K 10 (Anzahl beliebig) gebildet. Beim Einschalten leitet T 13, der über R 2 und R 3 an seiner Basis positives Potential erhält, während T 14, dessen Basis über T 13 an Minus liegt, sperrt. Wird einer der Kontakte geöffnet oder die Ruhestromschleife durch einen Eingriff von außen auch nur kurz unterbrochen, so leitet T 14, weil seine Basis über R 1 und den Basis-Widerstand (18 kΩ) positives Potential erhält. Nunmehr leiten auch T 15 und T 16. Die Anschlußpunkte A 1 ... A 4 gelangen über die Emitter-Kollektor-Strecke T 16 an Minus und lösen den Alarm aus.

T 13 dient dazu, die Unterbrechung des Ruhestromkreises und damit den Alarm aufrecht zu erhalten (Erschütterungskontakte sprechen nur kurz an), und zwar durch T 15, der die Basis von T 13 über etwa 220 kΩ (Größe ausprobieren!) an Minus legt. T 16, scheinbar unnötig, hat sich als zweckmäßig erwiesen, weil er Rückwirkungen auf die Selbsthaltung des Alarms vermeidet.

Hat ein Alarmkontakt geöffnet, beispielsweise K 1 (gedacht für die Haustür), so erhält die Basis von T 1 positive Spannung, weil D 1 sperrt. T 1 bringt die Leuchtdiode LED 1 zum Leuchten und zeigt damit das Öffnen des Kontaktes K 1 als Unterbrechungsstelle der Ruhestromschleife an. Diese Anzeige ist bei umfangreicher Ruhestromschleife wichtig, weil sofort erkennbar wird, welcher Kontakt angesprochen hat oder beim Einschalten der Anlage nicht geschlossen ist.

Beim Ansprechen eines Alarmkontaktes leuchtet nicht nur die zugehörige Leuchtdiode, sondern auch alle „davor" liegenden mit kleinerer Ordnungszahl, z.B. leuchten bei offenem Kontakt K 5 die Dioden LED 1, LED 2, LED 3, LED 4 und LED 5. Die LED mit der höchsten Ordnungszahl zeigt die „Einbruchstelle" an.

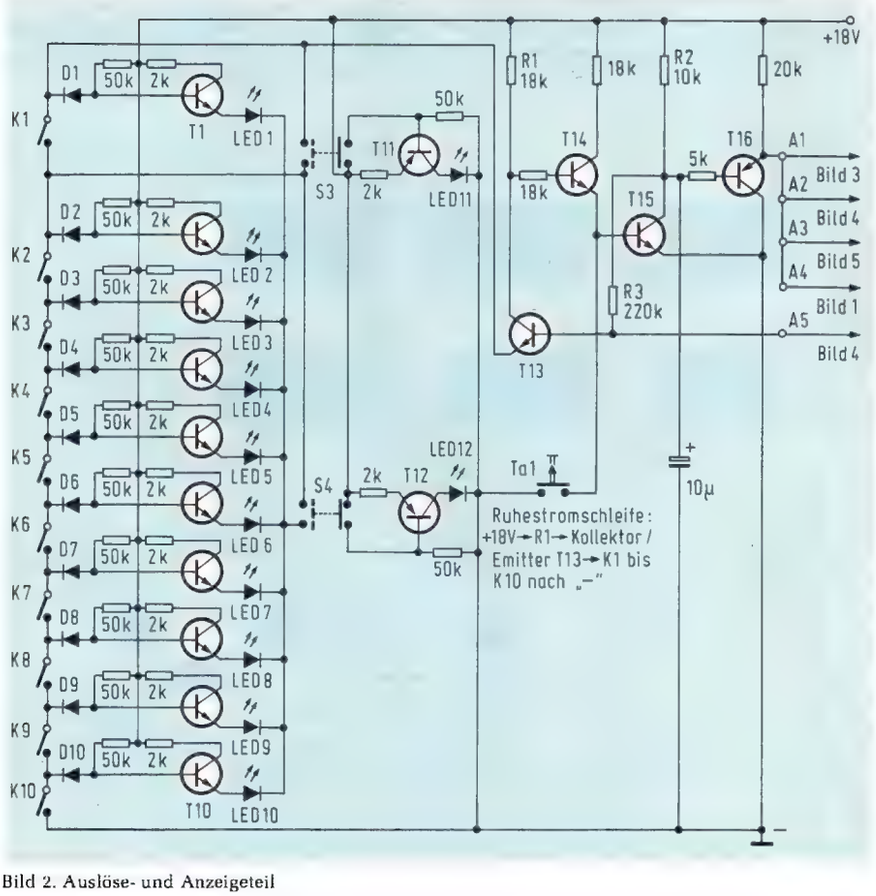


Bild 2. Auslöse- und Anzeigeteil

Die Schalter S 3 und S 4 dienen zum Überdrücken des Kontaktes K 1 (Haustür) bzw. der Kontakte K 2...K 10 für den Fall, daß die Haustür geöffnet oder die Anlage von der Zentrale aus geprüft werden soll. Dafür sind Umschalter eingesetzt, damit der Kurzschluß der Alarmkontakte mittels der LED 11 und 12 über T 11 und T 12 angezeigt wird. Zum „Scharf"-Schalten müssen diese „Kurzschlüsse" natürlich aufgehoben werden. Die Leuchtdioden LED 11 und 12 erinnern daran.

Bei Kurzschluß der Alarmkontakte durch den Umschalter S 4 arbeitet die LED-Anzeige für die Alarmkontakte *nicht*, wie man dem Schaltschema entnehmen kann. Sie ist in diesem Falle aber auch nicht notwenig. Es sei erwähnt, daß die Kurzschluß-Schalter S 3 und S 4 nicht unbedingt vorgesehen werden müssen, sich aber als zweckmäßig erwiesen haben. Je nach den örtlichen Verhältnissen können sogar mehr als zwei derartige Schalter vorgesehen und die Aufteilung auf die Alarmkontakte geändert werden.

Der Drucktaster T 1 dient zum Abstellen des Alarms. Voraussetzung ist, daß alle Alarmkontakte wieder geschlossen sind oder durch S 3 bzw. S 4 kurzgeschlossen werden.

Zeitschaltstufe für akustischen Alarm

Der Transistor (*Bild 3*) T 22 sperrt im Bereitschaftszustand, weil die Basis über R 7 und den Punkt A 1 auf Plus gehalten wird. Im Alarmfall gerät A 1 auf Minus, T 22 leitet, schaltet T 23 durch und setzt den Tongenerator mit angeschlossenem Lautsprecher über Anschlußpunkt A 6 in Betrieb. An Punkt A 7 wird gleichzeitig die Alarmsirene eingeschaltet.

Mit Punkt A 1 wird im Alarmfall auch die Basis T 17 über R 4 an Minus gelegt. T 17, der nach dem Einschalten den Kondensator C 1 aufgeladen und im geladenen Zustand gehalten hat, sperrt. Der Kondensator entlädt sich langsam (Verzögerung etwa 30 s) über R 5 und paralell dazu über 47 kΩ und die Basis-Emitter-Strecke von T 18, wodurch die Basis T 18 langsam auf Minus gezogen wird. Dementsprechend steigt das Potential am Kollektor

T 18 und bringt den Schmitt-Trigger T 19/T 20 zum Kippen. T 19 sperrt also, während T 20 plötzlich durchschaltet und die Basis von T 21 über R 6 auf Plus legt. Damit öffnet auch T 21. Der Kollektor T 21 gelangt also plötzlich auf Minus, sperrt T 22 und T 23 und löscht damit den akustischen Alarm.

Zeitschaltstufe für Rückstellung

Ist die Anlage, z. B. bei Abwesenheit, nicht zurückgestellt worden, so wird sie nach dem Alarmfall und Ablauf einer Verzögerungszeit von etwa 20 min wieder in den Bereitschaftszustand gebracht, sofern die Kontakte K 1...K 10 wieder geschlossen sind (*Bild 4*). Bleibt dieser Versuch ergebnislos, weil die Ruhestromschleife noch offen ist, so schaltet sich die Gesamtanlage nach einer weiteren, aber kurzen Verzögerung aus.

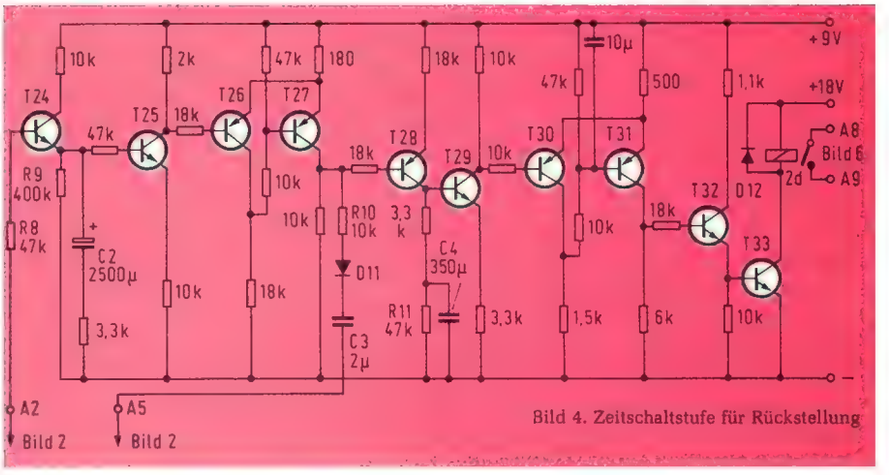


Bild 4. Zeitschaltstufe für Rückstellung

Der Kollektor T 27 bleibt daher auf Plus und T 28 wird gesperrt. Damit kann sich der Kondensator C 4 über R 11 und T 29 entladen, bis dieser Transistor infolge Sinkens seiner Basisspannung langsam sperrt. Dadurch wird sein Kollektor immer positiver, bis der Schmitt-Trigger T 30/T 31 kippt. Der Kollektor T 31 wird plötzlich positiv und öffnet T 32 als Treiber für T 33. T 33 läßt das Relais 2d ansprechen, dessen Arbeitskontakt A 8/A 9 das Stromstoßrelais 3d im Netzteil ansteuert und die Netzspannug abschaltet.

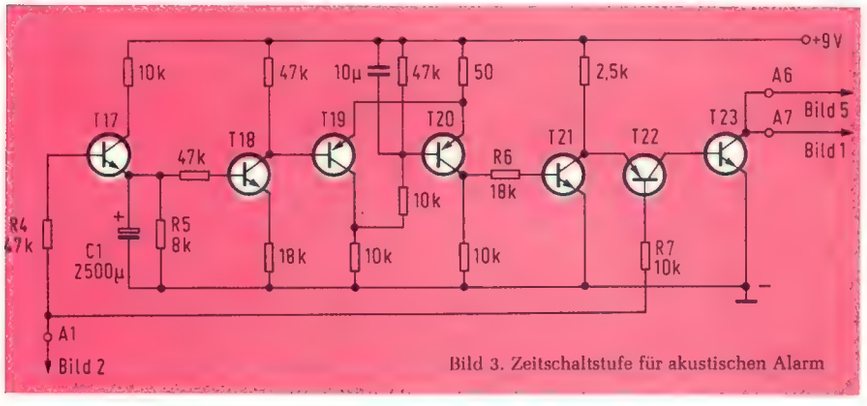


Bild 3. Zeitschaltstufe für akustischen Alarm

Punkt A 2 liegt bei Bereitschaft auf Plus und damit ebenfalls die Basis T 24 über R 8. Wie bei der ersten Zeitschaltstufe kippt der Schmitt-Trigger T 26/T 27 nach Ablauf der Verzögerungszeit von etwa 20 min T 24...T 27 entsprechen T 17...T 20 der ersten Zeitschaltstufe. Nach dem Kippen des Schmitt-Triggers springt der Kollektor T 27 plötzlich auf Plus und ein positiver Impuls gelangt über R 10, D 11 und C 3 auf Punkt A 5 des Auslöseteils. Dadurch öffnet T 13 wieder, wenn alle Alarmkontakte geschlossen sind, und der Bereitschaftszustand ist wieder hergestellt.

Damit wird A 2 (A 1, A 3 und A 4) wieder positiv und T 26/T 27 kippen zurück. Die Basis T 28 wird negativ. T 28 leitet wieder, so daß sich die Ladung des Kondensators C 4 wieder ergänzt. Der folgende Schmitt-Trigger T 30/T 31 kann also nicht ansprechen, weil T 29 weiter leitet und die Basis T 30 negativ bleibt. Ist aber einer der Alarmkontakte offen, so bleibt der positive Impuls über C 3 auf A 5 wirkungslos. T 13 bleibt gesperrt.

Tongenerator und Blinkschaltung

Der Multivibrator T 36/T 37 (*Bild 5*) arbeitet auf niedriger Frequenz (Größenordnung 1 Hz) und öffnet T 36 und T 37 abwechselnd zu verschieden langen Zeiten. Bei leitendem T 36 ist auch D 13 leitend, und ebenso ist D 14 jeweils leitend, solange T 37 durchgeschaltet ist.

Die beiden Multivibratoren T 34/ 35 und T 38/T 39, die im Tonfrequenzgebiet bei verschiedenen Frequenzen arbeiten, sind also abwechselnd in Betrieb. Sie sind über die Kondensatoren C 5 und C 6 an die Basis T 40 gekoppelt, an dessen Kollektor die verstärkte Tonfrequenzspannung über C 7 für den Lautsprecher abgenommen wird.

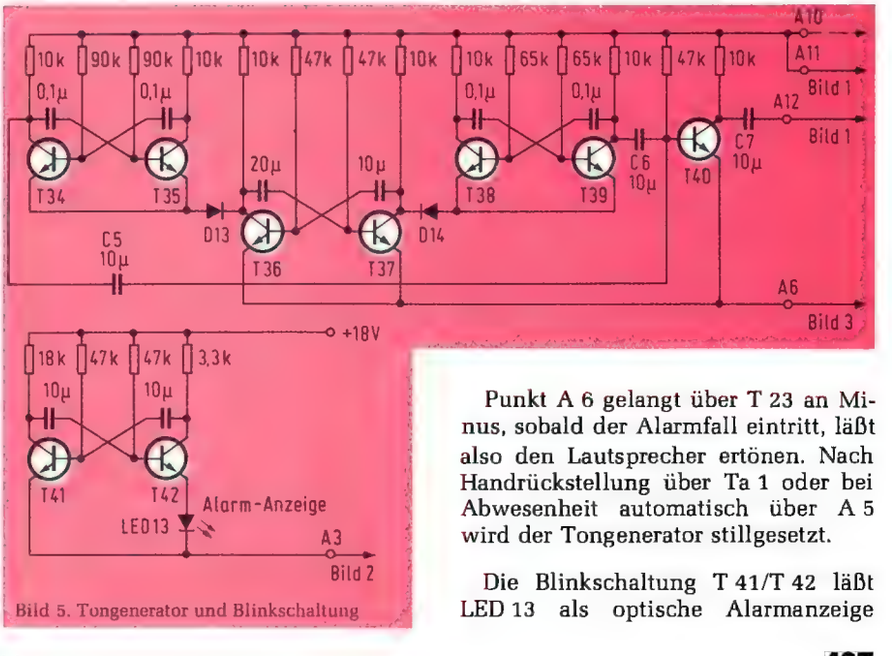


Bild 5. Tongenerator und Blinkschaltung

Punkt A 6 gelangt über T 23 an Minus, sobald der Alarmfall eintritt, läßt also den Lautsprecher ertönen. Nach Handrückstellung über Ta 1 oder bei Abwesenheit automatisch über A 5 wird der Tongenerator stillgesetzt.

Die Blinkschaltung T 41/T 42 läßt LED 13 als optische Alarmanzeige

blinken, solange der Alarmzustand dauert.

Netzteil

An das Netzteil (*Bild 6*) werden keine besonderen Anforderungen gestellt. Die Spannung von 9 V dient zur Versorgung der beiden Zeitschaltstufen, während die übrigen Teile beim Mustergerät mit 18 V versorgt werden. Die Spannungen brauchen nicht stabilisiert zu werden. Eine einzige Gleichspannung reicht bei entsprechender Änderung der Widerstandswerte aus.

Statt eines Ausschalters ist das Stromstoßrelais 3d vorgesehen, zu dessen Kontakt der Drucktaster Ta 2 parallel liegt. Ferner ist Ta 3 vorgesehen, der zum Einschalten gleichzeitig mit Ta 2 gedrückt werden muß, damit der Relaiskontakt in die „Ein"-Stellung springt. Zum Ausschalten wird nur Ta 3 betätigt.

Ein Hauptschalter (Schlüsselschalter) in der Netzzuleitung ist zweckmäßig, Erdungsschraube bei Verwendung eines Metallgehäuses und Sicherungen sind unumgänglich.

Eine Notstromversorgung war beim Mustergerät nicht erforderlich, weil die EVU-Versorgungsleitung auch außerhalb des Hauses für Einbrecher nicht zugänglich ist. Gegebenenfalls kommt ein Akku, gepuffert mit dem Netzgerät, in Frage.

Auslösekontakte

Für die Musteranlage wurden Schutzgas-Kontakte RG 50 mit den zugehörigen Magneten verwendet. Selbstverständlich sind beliebige Kontaktgeber verwendbar. Zur Sicherung der Fenster sind die Glasrohr-Kontakte in Holzklötze eingesetzt worden, die unmittelbar hinter dem Rolladengurt oberhalb des Gurtkastens befestigt wurden. Der Magnet wurde in Haarklipse eingeklebt. Diese Haarklipse werden zum Schließen der Alarmkontakte so an den Rolladengurt geklemmt, daß man das Schließen des Reed-Kontaktes hört.

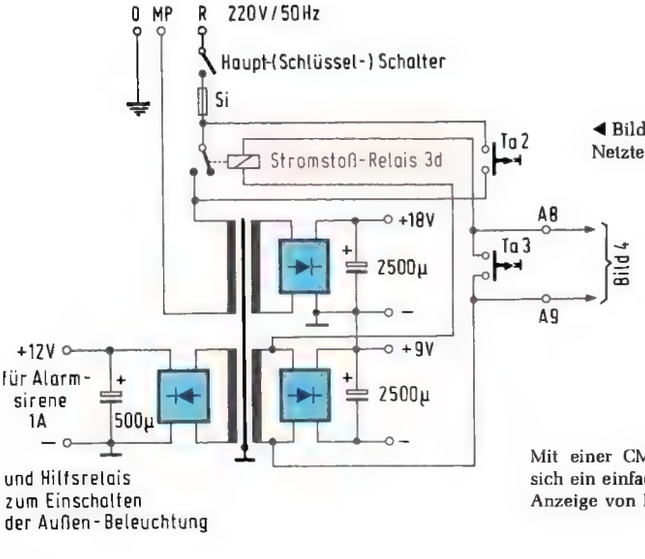
In Haus- oder Wohnungstüren sowie Fensterflügel wird die Reed-Kontaktröhre in senkrechter Lage so neben dem Rahmen oder in ein Holzklötzchen eingelassen, daß der Magnet unmittelbar gegenüber in die Schmalseite des Tür- oder Fensterflügels eingesetzt werden kann. Feststehende Fenster werden mit Erschütterungskontakten ausgerüstet.

Aufbau und Betrieb

Für die Musteranlage sind Universal-Transistoren ähnlich BC 107 bzw. BC 177 verwendet worden mit folgenden Ausnahmen: Als T 23 ist der Typ 2 N 3055 verwendet worden wegen der zu schaltenden Alarmsirene, als Treiber-Transistor T 22 der Typ AD 161. Für T 33, T 40 und T 44 haben die Transistoren AD 161 Anwendung gefunden.

Bei der Inbetriebnahme ist es zweckmäßig, vor dem Durchprüfen der Funktionen so lange zu warten, bis die Lade-Kondensatoren C 1 und C 2 etwa ihre Höchstspannung erreicht haben. Das Mustergerät hat problemlos gearbeitet. Die Bemessung der Widerstände und Kondensatoren ist unkritisch, die Werte müssen den Transistoren und der Gleichspannung angepaßt werden. C 1 und C 2 können selbstverständlich bei gleichzeitiger Änderung von R 5 und R 9 andere Werte erhalten. Beim Mustergerät sind vorzugsweise vorhandene Bauteile verwendet worden.

Wenn Haus oder Wohnung nicht dauernd besetzt sind, kann beispielsweise ein Schlüsselschalter in die Haustür eingesetzt werden. Beim Verlassen der Wohnung wird zunächst S 3 auf Kurzschluß des Alarmkontaktes K 1, dann die Gesamtanlage mit dem Schlüsselschalter an der Haustür ausgeschaltet. Anschließend wird S 3 wieder zurückgeschaltet und beim Verlassen der Wohnung die gesamte Anlage mit dem Schlüsselschalter in Bereitschaftszustand gesetzt. ■



◀ Bild 6.
Netzteil der Alarmanlage

Spannungsausfall-Anzeige

Die Schaltung zur Erkennung von Versorgungs-Spannungs-Ausfällen.

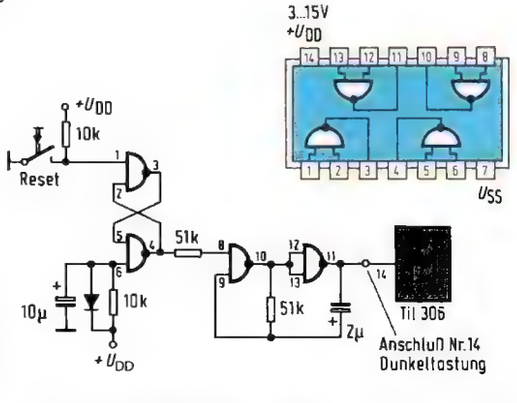
Wird eine Spannung z. B. 5 V angelegt und als Indikator ein Anzeigeelement (z. B. TIL 306 von Texas) mit Dunkelsteuerungseingang verwendet, so blinkt diese so lange, bis mit dem Reset-Taster einmalig Reset gesetzt wird. Bemerkenswert an dieser Schaltung ist, daß sie mit einer einzigen IS 4011 aufgebaut ist. Beim Anschalten eines oder mehrerer Indikatoren ist jedoch darauf zu achten, daß der am Ausgang zur Verfügung stehende Strom (ca. 0,8 mA) zur Ansteuerung ausreicht.

Die Schaltung hat folgende Logikzustände:

Nach dem Anlegen von VCC wechselt der Ausgang mit niedriger Frequenz zwischen 0 und L.

- Nachdem einmalig der Reset-Taster gedrückt wurde, bleibt der Ausgang kontinuierlich auf log. 0.
- Fällt die Versorgungsspannung kurzzeitig aus so tritt wieder Zustand wie unter 1 ein.

Die Blinkfrequenz der Schaltung beträgt etwa 6 Hz. Paul Kutter



▶ Mit einer CMOS-IS 4011 läßt sich ein einfacher Indikator zur Anzeige von Netzausfällen aufbauen

Die konventionelle Zündung mit mechanischem Unterbrecher entspricht nicht mehr den Anforderungen moderner Verbrennungsmotoren. Der zu Beginn optimal eingestellte Zündzeitpunkt verschiebt sich progressiv mit dem Abbrennen der Kontakte, wodurch sich die Motorleistung verringert und der CO_2-Gehalt der Abgase ansteigt. Die Verwendung elektronischer Zündschaltungen ermöglicht hier eine Verbesserung. Der einmal eingestellte Zündzeitpunkt bleibt lange Zeit konstant, der Motor behält seine Leistungsfähigkeit.

Joël Redoutey

Einfache elektronische Zündung

Die elektronischen Schaltungen sind mannigfaltig und reichen vom einfachen „Servo-Unterbrecher" bis hin zu Schaltungen mit Vorlaufkorrekturen. Bei Fahrzeugen, die serienmäßig mit elektronischer Zündung ausgerüstet sind, trifft man bereits auf berührungslose „Unterbrecher" (magnetische, optoelektronische oder Hall-Effekt-Impulsgeber, Näherungsschalter).

Die im folgenden beschriebene Schaltung benutzt das Prinzip der variablen Stromflußdauer bei konstanter Pausendauer, behält aber den mechanischen Unterbrecher bei, damit sie leicht in jedes beliebige Fahrzeug eingebaut werden kann. Sie bietet gegenüber der herkömmlichen Zündung eine Anzahl von Vorteilen:

- praktisch kein Kontaktverschleiß
- große Stabilität des Zündzeitpunktes
- hohe Zuverlässigkeit
- steile Anstiegsflanke der Zündspannung (selbst beim Starten)
- konstante Funkendauer
- große Energiereserve
- absoluter Schutz gegen Kurzschluß oder Unterbrechung des Hochspannungsausganges sowie gegen versehentliche Falschpolung.

Funktionsprinzip

Erinnern wir uns kurz des Funktionsprinzips der klassischen Zündung. *Bild 1* stellt ein solches System dar. Ein über Kurbel- oder Nockenwelle betriebener Unterbrecher schaltet den Strom in der Primärwicklung der Zündspule ein und aus. Beim Öffnen des Unterbrecherkontaktes erscheint dann an der Sekundärwicklung eine Hochspannung. Diese Hochspannung wird dann mittels des Verteilers an die betroffene Zündkerze gelegt.

Der die Primärwicklung der Spule durchfließende Strom hat den auf *Bild 2* dargestellten Verlauf. Die Periodendauer T hängt von der Motodrehzahl ab. Der Schließwinkel

$$\delta = \frac{\text{Schließzeit des Unterbrechers (t ein)}}{\text{Periodendauer (T)}}$$

ist bei der klassischen Zündung konstant beträgt allgemein 63 %.

Bei hohen Motordrehzahlen ist die Schließzeit des Unterbrechers nicht mehr ausreichend, den Primärstrom auf seinen Maximalwert steigen zu lassen. Dies hat eine geringere Zündspannung zur Folge (siehe Bild 2).

In der vorgeschlagenen Schaltung wird nicht der Schließwinkel, sondern die t_{aus} – Zeit des Primärstromes der

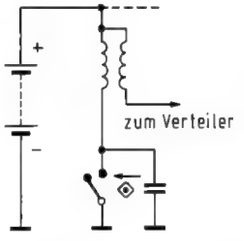
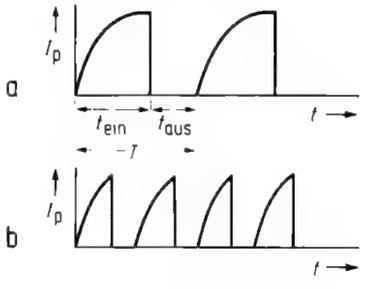


Bild 1. Prinzipschaltung einer herkömmlichen Zündung

Bild 2. ▶ Primärer Zündstrom bei niedriger Drehzahl (a) und bei hoher Drehzahl (b)



Zündspule festgelegt. Das hat folgende Gründe: Während der t_{aus} – Zeit entsteht der Zündfunke. Für eine gute Zündung des Gemisches muß der Zündfunke während etwa 1 ms erhalten bleiben, d. h. die t_{aus} – Zeit muß größer sein als 1 ms. Wird die t_{aus} – Zeit wie in der vom Autor vorgeschlagenen Schaltung auf 1,5 ms festgelegt, so ergibt sich bis zu Drehzahlen von 7400 min^{-1} (für 4-Zylinder-4-Takt-Motoren) eine saubere Zündung des Gemisches.

Für einen 4-Zylinder-Motor beträgt die Periodendauer T bei 5000 min^{-1} ca. 6 ms. Bei einer herkömmlichen Zündung fließt der Spulenstrom während t_{ein} = 0,63 T = 3,8 ms lang. Bei der vorgeschlagenen Schaltung beträgt die Einschaltdauer t_{ein} = T – 1,5 ms = 4,5 ms.

Schaltungsbeschreibung

Man unterscheidet auf dem Blockschaltbild in *Bild 4* drei Hauptfunktionen:

- Ein Monoflop mit einer kalibrierten Zeit t_{aus} = 1,5 ms getriggert durch das Öffnen des Unterbrechers
- Treiber
- Leistungsschalter.

Die komplette Schaltung ist in *Bild 5* dargestellt. Die vom Kontaktprellen hervorgerufenen Impulse werden durch ein Eingangsnetzwerk unterdrückt. Der Unterbrecherimpuls gelangt auf den Eingang einer flankengesteuerten monostabilen Kippschaltung (Monoflop gebildet aus T1 und T2). Im Kollektor von T2 stehen Impulse von 1,5 ms Länge zur Verfügung, die vom Transistor T3 verstärkt werden.

T4 ist ein speziell für die Automobilzündung konzipierter monolithischer Darlington-Transistor. Er bildet den Leistungsschalter. Er ist normalerweise leitend und wird nur nach Öffnen des Unterbrecherkontaktes für ca. 1,5 ms gesperrt.

Die Z-Dioden D5 und D6 begrenzen die Überspannung auf einen Wert, der unterhalb der Kollektor-Emitter-Durchbruchspannung des Leistungs-Darlington-Transistors liegt. Diese Z-

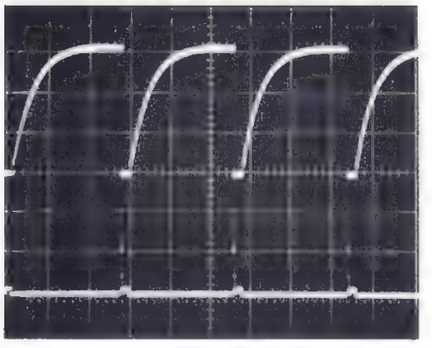


Bild 3. Strom und Spannung in der Primärwicklung der Zündspule. Maßstab: I = 2 A/division, t = 5 ms/division, U = 100 V/division)

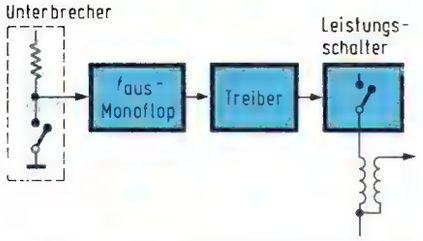


Bild 4. Blockschaltung der elektronischen Zündung

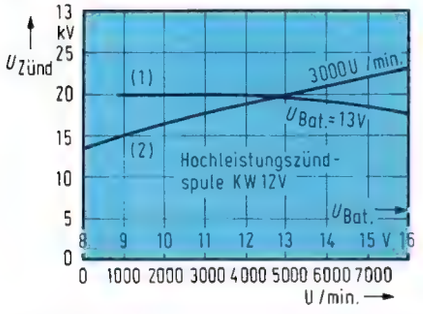


Bild 6. Verlauf der verfügbaren Zündspannung als Funktion der Motordrehzahl (Kurve 1) und der Versorgungsspannung (Kurve 2)

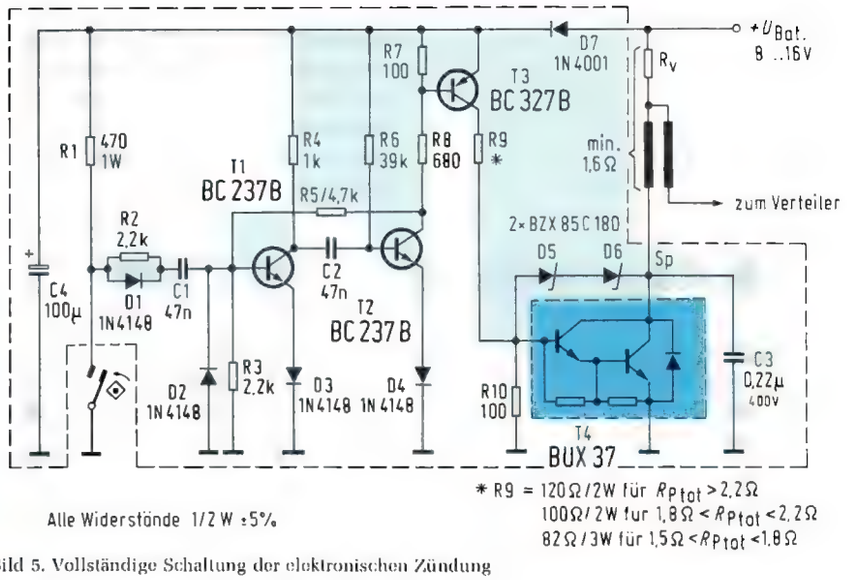


Bild 5. Vollständige Schaltung der elektronischen Zündung

Dioden treten nur dann in Aktion, wenn die Sekundärseite der Zündspule ausnahmsweise von der Last getrennt ist.

Bemerkungen zum Thema Schutz

Bei elektronischen Zündungen wird die Betriebszuverlässigkeit von der Auslegung und Beschaltung des Hochvolt-Darlington-Transistors bestimmt. Es ist deshalb sicherzustellen, daß dieser selbst unter extremen Betriebsbedingungen innerhalb seiner zulässigen Belastungsgrenzen betrieben wird.

Die für den Hochvolt-Darlington-Transistor gefährlichsten Betriebsbedingungen liegen vor, wenn durch einen Fehler in der Zündanlage die Sekundärseite der Zündspule unterbrochen ist und gleichzeitig die Batteriespannung ihren Maximalwert hat. Dies tritt z. B. auf, wenn sich bei hoher Fahrzeuggeschwindigkeit ein Zündkabel löst.

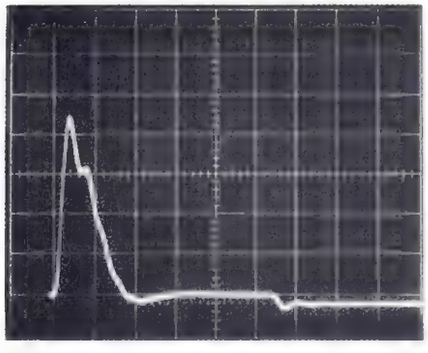


Bild 7. Oszillogramm der Hochspannung, aufgenommen an einer Belastung von 1 Ω. U_{Bat} = 14 V. n = 3000 min^{-1}. (Maßstab: Spannung 5 kV/div. Zeit 200 us/div)

Bei diesem Fehler können auf der Primärseite der Zündspule gefährlich hohe Spannungen auftreten, die den Hochvolt-Darlington-Transistor gefährden würden. In der vorgeschlagenen Schaltung wird der Hochvolt-Darlington-Transistor (BUX 37) dadurch geschützt, daß zwischen Kollektor und Basis zwei Z-Dioden liegen, deren Z-Spannung kleiner als die erlaubte Kollektor-Emitter-Durchbruchspannung U_{CEOsus} des BUX 37 ist.

Bei extremen Betriebsbedingungen können parasitäre Überschläge zwischen Primär- und Sekundärseite der Spule auftreten, die gefährliche Oszillationen verursachen. Es ist daher sehr wichtig, daß die Elemente R10 – D5 – D6 und C3 mit sehr kurzen Verbindungen dicht am Darlington-Transistor T4 verdrahtet sind.

Der Verpolungsschutz gegenüber der Spannungsquelle ist durch die Diode D7 für die Steuerstufen und durch die integrierte Inversstromdiode des Darlington für die Leistungsstufe sichergestellt. Wenn alle diese Maßnahmen getroffen sind, arbeitet die Schaltung mit einer sehr hohen Betriebszuverlässigkeit.

Leistungsfähigkeit der Schaltung

Die Schaltung kann in jeder 12-V-Zündanlage arbeiten, jedoch variieren die Ergebnisse leicht je nach Typen der

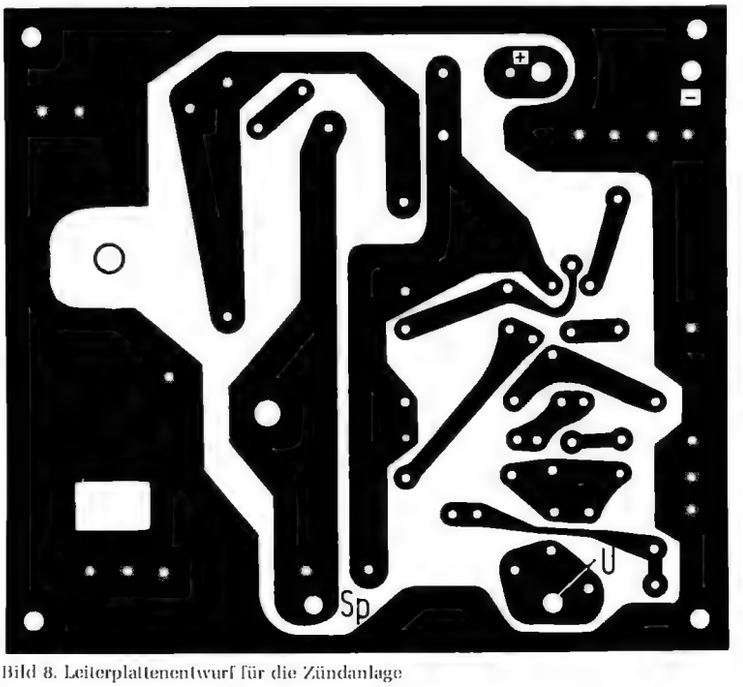


Bild 8. Leiterplattenentwurf für die Zündanlage

verwendeten Spule. Wir empfehlen die Verwendung einer Zündspule mit zusätzlichem äußeren Widerstand (bessere Wärmeableitung) und einem Windungsverhältnis von 1 : 80 ... 100. Man sollte aber darauf achten, daß der Gesamtwiderstand (Primärwiderstand und zusätzlicher äußerer Widerstand) der Schaltung nicht kleiner als 1,6 Ω wird, damit der Kollektorstrom des Darlingtons niemals 10 A überschreitet.
Bild 6 zeigt die Hochspannung an der Sekundärseite der Zündspule in Abhängigkeit von der Motordrehzahl (Kurve 1) und der Batteriespannung (Kurve 2).
Meßbedingungen: 4-Zylinder-4-Takt-Motor, Zündspule mit Widerstand 1 MΩ abgeschlossen.

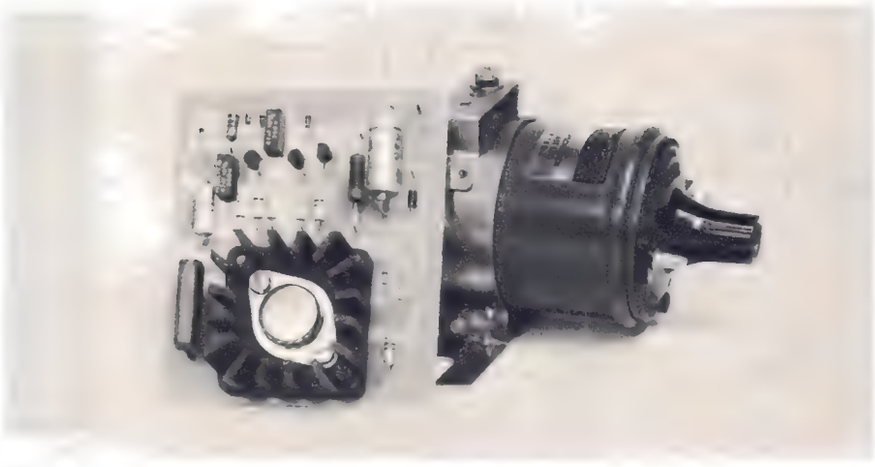


Bild 10. Fertig aufgebaute Zündanlage

Aufbau

Alle Bauelemente sind auf einer Platine gemäß *Bild 8* aufgebracht. Der Hochvolt-Darlington-Transistor ist auf einen Kühlkörper mit einem thermischen Widerstand von ca. 6 °C/W montiert (*Bild 9*). Die Schaltung wird an einer gut belüfteten, vor Feuchtigkeit und Schmutz geschützten Stelle installiert. *Bild 10* zeigt die fertig aufgebaute Zündung.

Es braucht keine elektrische Einstellung zu erfolgen, und die Schaltung funktioniert, sobald Spannung angelegt wird. Bei Einbau der Schaltung sollte nicht vergessen werden, den parallel zum Unterbrecher geschalteten Kondensator *abzuklemmen*.

Nach Unterlagen aus dem Applikationslabor der Fa. Thomson-CSF in Aix-en-Provence.

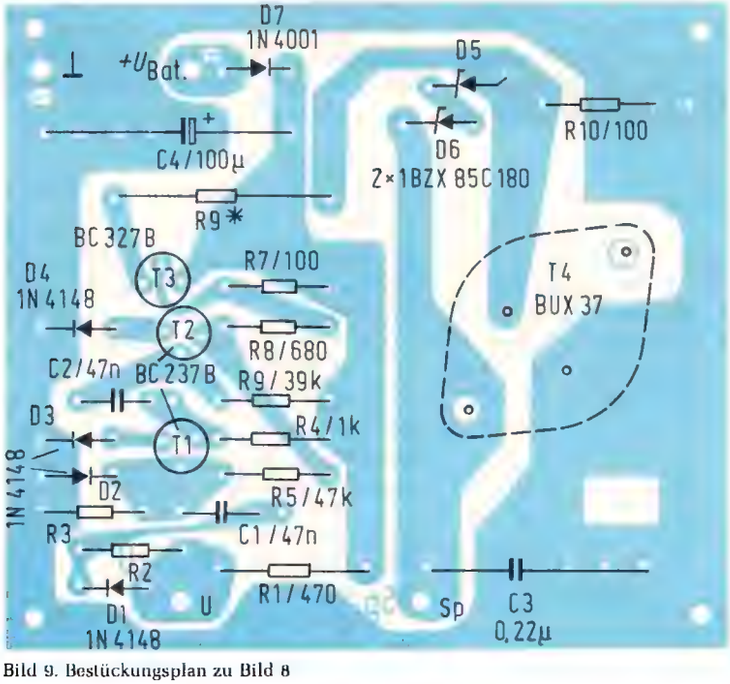


Bild 9. Bestückungsplan zu Bild 8

Georg Angelé

Logik-Teststift

Übliche einfache Schaltungen für Logiktester haben einige Nachteile. So dient als Referenzspannung meist die Durchlaßspannung von PN-Übergängen. Da sich diese nicht fein genug abstufen lassen, kann auf diese Weise der jeweilige logische Pegel nur angenähert erkannt werden. Zusätzlich unterliegen die Durchlaßspannungen von PN-Übergängen einer starken Temperaturdrift. Das Anliegen einer Taktfrequenz oder aber auch einzelner Impulse können nicht erkannt werden.

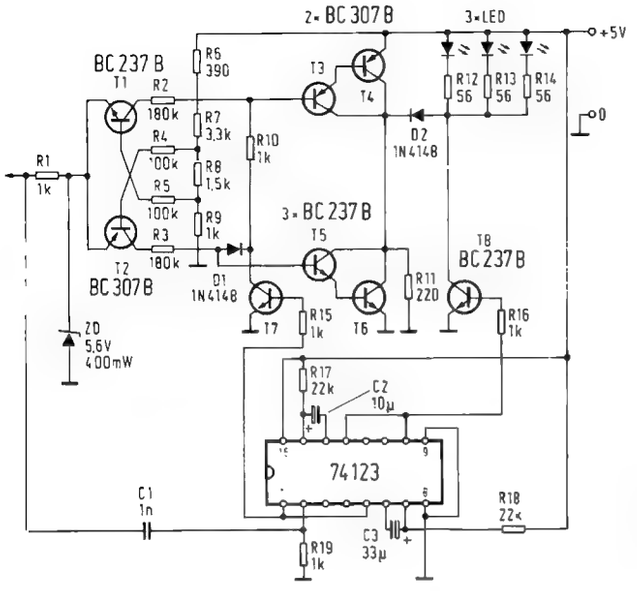
Die Anzeige erfolgt meist über zwei LED, die jeweils einem logischen Zustand zugeordnet sind. Dies erfordert beim Bediener jeweils einen zusätzlichen Denkprozeß, um der jeweiligen LED den entsprechenden logischen Zustand zuzuordnen, und damit eine gewisse Gewöhnung.

Die hier angegebene Schaltung vermeidet diese Nachteile. Die Indikation erfolgt nur über eine LED-Gruppe. Bei offenem Eingang oder Anliegen eines undefinierten Pegels glimmen die LED nur schwach. Bei L-Pegel erlöschen die LED, bei H-Pegel leuchten sie hell auf. Eine hochfrequente Pulsfolge wird durch ein Blinken mit einer Frequenz von ca. 2 Hz angezeigt.

Der Teststift wird zur Spannungsversorgung mit + 5 V an die Versorgungsspannung der zu untersuchenden Schaltung angeschlossen. Die maximale Stromaufnahme beträgt ca. 150 mA. Der statische Eingangsstrom beträgt maximal 40 µA und im normalen Betrieb 20 µA, was einer Belastung der Schaltung von etwa einer halben Lasteinheit entspricht.

Schaltungsbeschreibung

Die an der Tastspitze anliegende Eingangsspannung gelangt über R1 an die Emitter von T1 und T2. R1 und ZD schützen die Schaltung (*Bild*) vor zu hohen Eingangsspannungen. ZD dient gleichzeitig als Clamping-Diode gegen negative Eingangsspannungen. Der Eingang des Monoflop 74123 ist durch C1 gleichspannungsmäßig von T1, T2 getrennt. Ist der Eingang offen, oder liegt ein undefinierter Pegel an, so sind alle Transistoren gesperrt. Über R12/R13/R14, D2, R11 kann ein schwacher Strom durch die LED fließen, so daß diese schwach leuchten. Unterschreitet die Eingangsspannung den durch den Spannungsteiler R6/R7/R8 und R9 und die Basis-Emitterspannung von T1 gegebenen Schwellwert von



Schaltung des Logik-Teststifts

Stückliste

R1, R9, R15, R16, R19, R10: 1kΩ	C1: 1nF 40V Keramik
R8: 1,5 kΩ	C2: 10 µF 10 V Tantal
R7: 3,3 kΩ	C3: 33 µF 10 V Tantal
R17, R18: 22 kΩ	D1, D2: 1N4148
R4, R5: 100 kΩ	ZD: 5,6 V, 400 mW
R2, R3: 180 kΩ	T1, T5, T6, T7, T8: BC237
	T2, T3, T4: BC307B
R6: 390 Ω	IC: SN 74123 TTL
R11: 220 Ω	LED: 3...5 mm Ø
R12, R13, R14: 56 Ω	diffus

Alle Widerstände 1/8 W

0,4 V, so wird T1 leitend. Über T4/T3, R2, T1, R1 fließt nun ein Strom und steuert das Darlingtonpaar T3/T4 durch. Dadurch steigt die Spannung an R11 soweit an, daß die LED erlöschen.

Überschreitet dagegen die Eingangsspannung den an der Basis von T2 anliegenden Schwellwert plus die Basis-Emitter-Spannung von T2 bei 2,4 V, so wird T2 leitend. Über R1, T2, R3, T5/T6 fließt nun ein Strom und steuert das Darlingtonpaar T5/T6 durch. Dadurch wird R11 überbrückt und der Strom durch die LED nur noch von R12/R13/R14 begrenzt. Die LED leuchten nun hell auf. Das Monoflop 74123 ermöglicht es, auch kurze Impulse von nur wenigen ns Dauer zu erkennen, was sonst oft nur mit einem Speicheroszillografen möglich ist, indem diese verlängert werden. Pulsfolgen bis zu Wiederholfrequenzen im Megahertzbereich werden durch Blinken angezeigt.

Gelangt ein Impuls ausreichender Flankensteilheit an den Eingang, so wird Monoflop 1 getriggert. Die Ausgangsflanke von MF 1 triggert sofort MF 2, welches auf etwa die doppelte Pulslänge eingestellt ist. Durch den H-Zustand am Ausgang von MF 2 wird MF 1 verriegelt und kann durch weitere Impulse nicht mehr nachgetriggert werden. Sobald MF 1 auf H-Pegel gesprungen ist, fließt über R16/T8 ein Strom. T8 wird durchgesteuert, die LED leuchten hell auf.

Gleichzeitig geht jedoch auch MF 2 auf H-Pegel und steuert über R15 T7 durch. Nun kann über T4/T3, R10, T7 ein Strom fließen und T4/T3 werden durchgesteuert. Gleichzeitig wird T5/T6 über D1 verriegelt, damit kein Kurzschlußstrom über T4/T3/T5/T6 fließen kann. Damit steigt die Spannung an R11 an. Dies hat jedoch keinen Einfluß auf die LED, da D2 in Sperrichtung beansprucht wird. Sobald jedoch MF 1 zurückkippt und T8 wieder sperrt, werden die LED durch MF 2 dunkelgesteuert. Nach Ablauf der Pulsperiode von MF 2 zeigen die LED den anliegenden statischen Zustand an. Da jedoch gleichzeitig MF 1 freigegeben wird, kann dieses bei Anliegen einer Taktfrequenz sofort neu getriggert werden und der Vorgang wiederholt sich periodisch.

Aufbau

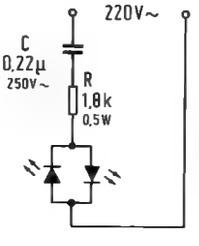
Als Widerstände können 1/8-W-Typen verwendet werden. Der Transistortyp ist nicht kritisch. Es können Silizium-Universaltypen im Plastikgehäuse, ähnlich BC 237/BC 307, verwendet werden. Als Gehäuse kann ein größerer Filzschreiber (Textmarker) dienen. Die Tastspitze und die LED werden in der Kappe montiert. Die LED werden im Winkel von 120° angeordnet. Hier erweist sich eine Kappe mit sechseckigem Querschnitt sehr günstig. Die Bauteile werden frei verdrahtet und untereinander mit UHU-Hart fixiert.

Ein sorgfältiger, äußerst platzsparender Aufbau ist erforderlich. Als Zuleitung dient ein hochflexibles Koaxialkabel. In die Kappenspitze wird mittels Unterlegscheiben eine M3-Messingschraube eingesetzt. In den Kopf dieser Schraube wird eine Bohrung mit 1 mm Ø angebracht. In diese lötet man eine etwas gekürzte Nähnadel ein.

Sollten andere Schwellspannungen für die logischen Zustände gewünscht werden, so sind diese durch Änderung der Widerstände R6 bis R9 einzustellen. Der Logiktester kann auch als Durchgangsprüfer und zum Testen der Diodenstrecken eines Transistors verwendet werden (gegen $+U_B$).

Netzanzeige mit LED

Als Netzspannungsindikatoren werden üblicherweise – neben Kleinstglühlampen – Glimmlampen verwendet, deren Einbau in Mustergeräten im allgemeinen aufwendig ist. Die Anwendung von LED erleichtert nicht nur die Montage (6,5 Ø Bohrung in der Frontplatte bei Verwendung der üblichen Befestigungshülsen), sondern ermöglicht zur Zeit vier verschiedene Anzeigefarben.



Auch mit Leuchtdioden lassen sich Netzspannungen anzeigen

Der Betrieb am Netz erfolgt durch Stromeinprägung über einen Kondensator. Wirkleistung fällt nur am Begrenzerwiderstand und der Diodenschaltung an. Somit stellt die Gesamtschaltung – die weniger als 0,5 W Wirkleistung aufnimmt – einen verlustbehafteten Kondensator dar. Eine der beiden Leuchtdioden kann durch eine beliebige Siliziumdiode ersetzt werden.

Dipl.-Ing. Viktor Sauer

Herwig Feichtinger

Nickel-Cadmium-Akkus haben in den letzten Jahren in Bereichen Einzug gehalten, die vorher Trockenbatterien oder Bleiakkus vorbehalten waren; erwähnt seien nur Modellfernsteuerungen, tragbare Rundfunk-, Fernseh- und Funksprechgeräte, Taschenrechner, „schnurlose" Rasierapparate und elektronische Blitzgeräte. Dieser Aufsatz will dem Anwender Möglichkeiten und Grenzen von NiCd-Akkus aufzeigen.

Gasdichte NiCd-Akkumulatoren – Tips für Anwender

NiCd-Akkus werden grundsätzlich in zwei Ausführungen gefertigt: einmal als „offene" Zellen relativ hoher Kapazität, die nur stehend betrieben werden dürfen und einen Wassernachfüll-Stutzen besitzen, und zum zweiten als „gasdichte" Zellen, die wartungsfrei sind und allein schon deshalb eine sehr große Verbreitung gefunden haben.

Der Ausdruck „gasdicht" trifft allerdings nur im Normalbetrieb zu, denn die Zellen verfügen meist über ein Sicherheitsventil, das im Falle zu hohen Innendrucks (z. B. infolge starker Überladung) öffnet.

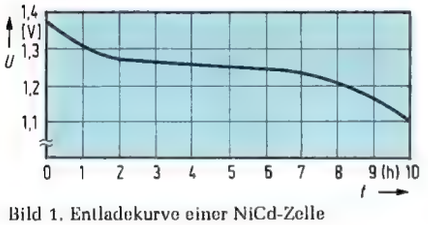


Bild 1. Entladekurve einer NiCd-Zelle

Gasdichte Nickel-Cadmium-Akkumulatoren gibt es als Knopf-, Rund- oder prismatische Zellen bzw. als Batterien aus mehreren dieser Zellen. Die meisten Trockenbatterie-Formen, wie etwa Mono-, Baby- und Mignonzellen, sind durch entsprechende NiCd-Akkus austauschbar. Allerdings: Während sechs in Serie geschaltete Kohle-Zink-Zellen eine Nennspannung von 9 V aufweisen, ergeben sich bei der gleichen Anzahl von NiCd-Zellen nur 7,2 V! Geräte, die für beide Stromversorgungsarten geeignet sind, haben daher im Batteriefach Platz für so viele NiCd-Zellen, wie zum Erreichen der Nenn-Betriebsspannung erforderlich sind. Werden aber Trockenbatterien eingesetzt, so wird die erforderliche geringere Zellenzahl durch die Verwendung von sogenannten „Blindzellen" ausgeglichen, die mit ihren spannungsliefernden Artgenossen nur die Form gemeinsam haben, im Inneren aber lediglich ein Stück Draht besitzen.

Das Entladeverhalten von NiCd-Akkus

Ein typisches Spannungs-Zeit-Diagramm für die zehnstündige Entladung zeigt *Bild 1*. Zugrundegelegt ist eine einzelne NiCd-Zelle, die mit einem Strom entsprechend einem Zehntel ihrer Kapazität belastet wird; bei einer Kapazität von 500 mAh wären das also z. B. 50 mA. Auffallend ist die relativ flache Entladekurve, die erst dann steil abfällt, wenn die Zelle ohnehin praktisch leer ist. Die Unterschiede zwischen verschiedenen Ausführungsformen bzw. den Produkten verschiedener Herstellerfirmen betragen in diesem Diagramm nur wenige zehn Millivolt; schließlich kochen alle Firmen nur mit Kalilauge!

Qualitätsunterschiede werden erst sichtbar, wenn der Akku nicht mehr mit I_{10} (so nennt man den Strom, der für eine zehnstündige Entladung sorgt), sondern mit höheren Strömen entladen wird. Theoretisch wäre ja ein Akku, der mit $10 \cdot I_{10}$ belastet wird, in genau einer Stunde leer; in Wirklichkeit ist er es schon früher, weil die Kapazität mit der Höhe der Belastung zurückgeht. *Bild 2* zeigt die Abhängigkeit der entnehmbaren Kapazität vom Entladestrom für verschiedene Zellenarten einer Firma, nämlich für Knopfzellen mit Masse- (Normal-) und Zwillingselektroden und für Zellen mit Sinterelektroden. Letztere haben offensichtlich die günstigsten Eigenschaften, denn auch bei

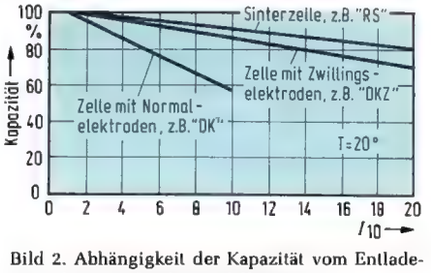


Bild 2. Abhängigkeit der Kapazität vom Entladestrom bei verschiedenen Zellenarten

relativ hoher Belastung besitzen sie praktisch noch ihre volle Kapazität. Dieses Verhalten ist auf den besonders geringen Innenwiderstand der Sinterzellen zurückzuführen, muß aber auch durch einen etwas höheren Preis bezahlt werden. (Diese Zellen sind übrigens auch für das weiter unten besprochene Schnellladen geeignet.)

Außer vom Entladestrom ist die Kapazität von NiCd-Akkus auch noch von der Betriebstemperatur abhängig, wie aus *Bild 3* ersichtlich ist. Die Ursache dafür liegt darin, daß der Innenwiderstand bei tiefen Temperaturen merklich zunimmt. Sinterzellen mit ihrem ohnehin sehr kleinen Innenwiderstand sind daher von tiefen Temperaturen weniger betroffen als Zellen mit Normalelektroden.

Allerdings haben Normalzellen auch einen Vorteil gegenüber den Sinterzellen: ihre Selbstentladung ist wesentlich geringer. *Bild 4* zeigt, wie beide Ausführungen sich bei einer Temperatur von 20 °C selbst entladen. Dazu muß noch bemerkt werden, daß auch diese Kurven temperaturabhängig sind: Ein

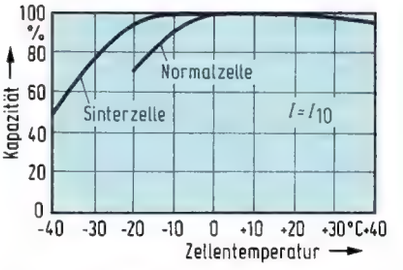


Bild 3. Abhängigkeit der Kapazität von der Temperatur bei Zellen mit Normal- und Sinterelektroden

kalter Akku behält seine Kapazität wesentlich länger, und bei negativen Temperaturen ist die Selbstentladung praktisch zu vernachlässigen.

Lademethoden

Als „Normalladung" bezeichnet man ein Verfahren, bei dem ein völlig entladender Akku etw 12...14 Stunden lang mit dem Strom I_{10} (s. o.) geladen wird, d. h. die in die Zellen „hineingepumpte" Energie ist etwa 20...40 % größer als die bei der Entladung wieder entnehmbare Energie. Die Ursache hierfür liegt im begrenzten Wirkungsgrad von NiCd-Akkus, der bei Sinterzellen etwas günstiger ist als bei Zellen mit Masseelektroden. Vom Laden mit konstanter Spannung, wie das bei Bleiakkus teilweise üblich ist, muß hier dringend abgeraten werden, weil der Ladestrom bei noch fast leerer Zelle unzulässig groß würde. Vielmehr empfehlen die Hersteller eine Ladung mit einigermaßen konstantem Strom, der auch zu Beginn der Ladung nicht größer als etwa $1{,}2 \cdot I_{10}$ sein sollte.

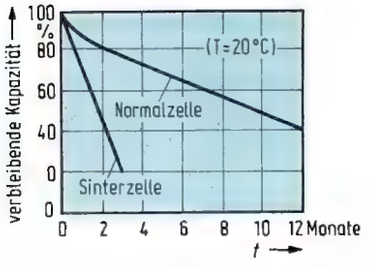


Bild 4. Selbstentladung von NiCd-Zellen

Setzt man einen konstanten Ladestrom der Größe I_{10} voraus, ergibt sich ein Ladespannungsverlauf nach *Bild 5*. Auch hier bewegen sich die Unterschiede zwischen verschiedenen Akkus nur in der Größenordnung von einigen zehn Millivolt. Zu Beginn der Ladung beträgt die Spannung etwa 1,3 V und steigt dann bis etwa 1,5 V pro Zelle an. Um die Bedingung einzuhalten, daß der anfängliche Strom nicht den Wert $1{,}2 \cdot I_{10}$ überschreitet, aber bei nahezu voller Zelle noch I_{10} fließt, muß die Leerlaufspannung des Ladegeräts etwa 2,5 V pro Zelle betragen; für 10 Zellen (Nennspannung 12 V, Ladespannung 13...15 V) ergeben sich 25 V. Der notwendige Vorwiderstand errechnet sich aus dem Ladestrom I_{10} und der Differenz zwischen Ladegerät-Leerlaufspannung U_L und Ladeendspannung des Akkus (1,5 V pro Zelle):

$$R = \frac{U_L - (n \cdot 1{,}5\ V)}{I_{10}} \quad (n = \text{Zellenzahl})$$

Legt man die vorher erwähnte Spannung des Ladegeräts von 2,5 V pro Akkuzelle zugrunde, so ergibt sich der Vorwiderstand zu

$$R = \frac{n \cdot 1\ V}{I_{10}}$$

Dabei ist allerdings eine gesiebte, nicht pulsierende Ladespannung vorausgesetzt. Bei brummempfindlichen Geräten, die während des Ladevorgangs gleichzeitig aus dem Akku versorgt werden, wie etwa Funkgeräte oder Meldeempfänger, ist das auch sinnvoll; sparsame Leute können aber andernfalls die Siebung weglassen. *Bild 6* zeigt eine einfache Schaltung, die für einen 12-V/500-mAh-Akku dimensioniert ist.

Ein wesentlicher Vorzug des Normalladens mit I_{10} ist, daß es relativ unkritisch bezüglich einer eventuellen Überladung ist. Während Sinterzellen sogar wochenlang mit diesem Strom beaufschlagt werden dürfen, ist dies bei Normalzellen zumindest zehn bis 14 Stunden gestattet. Es ist daher zulässig, einen Akku unbekannten Ladezustandes (!) und beliebigen Typs etwa 12 Stunden mit I_{10} zu laden; also auch dann, wenn er ohnehin noch seine volle Kapazität besitzt! Bei dieser Ladeart ist es daher weder notwendig noch üblich, eine automatische Abschaltung im Ladegerät vorzusehen; anders bei der Schnellladung.

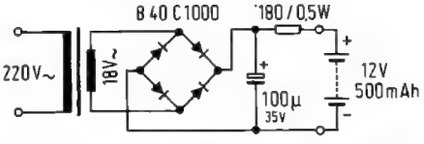


Bild 6. Einfache Ladeschaltung für einen 12-V-Akku mit 500 mAh Kapazität

Grundsätzlich sind für einen Ladestrom größer als I_{10} nur Sinterakkus geeignet; bei Zellen mit Masse- oder Zwillingsmasseelektroden würde der Zelleninnendruck auf unzulässig hohe Werte ansteigen.

Die heutige Technologie ermöglicht die Aufladung eines Sinterakkus bereits etwa innerhalb ein bis zwei Minuten, während Ladezeiten von etwa einer Stunde mit Strömen von $10...15 \cdot I_{10}$ als üblich für Schnellladegeräte bezeichnet werden können. Eine automatische Endabschaltung ist hier unbedingt zu empfehlen. Die einfachste Methode, eine Überladung zu vermeiden, besteht darin, vor dem Ladevorgang den Akku völlig zu entladen, z. B. mit $50 \cdot I_{10}$, und dann mit einer Schaltuhr definiert eine Stunde mit $12 \cdot I_{10}$ aufzuladen. Dieses Verfahren ist zwar etwas umständlich, funktioniert aber nachweislich am sichersten und vermeidet gewisse Nachteile anderer Methoden, von denen wegen ihrer Verbreitung hier noch die Ladeendspannungsabschaltung besprochen werden soll.

Wie schon der Name sagt, beruht sie auf dem Abschalten des Schnellladestroms bei einer bestimmten Klemmenspannung des Akkus. Leider ist das nicht ganz unproblematisch: zum einen ist die Ladeendspannung temperaturabhängig (*Bild 7*), zum zweiten wird sie auch vom Wert des gerade fließenden Ladestroms beeinflußt, bedingt durch den Innenwiderstand der Zellen. Eine dritte Schwierigkeit ist, daß die Spannungsänderung gegen Ende der Ladezeit nur relativ gering ist, oft sogar geringer als die Schwankungen, die sich aus den beiden ersten Punkten ergeben.

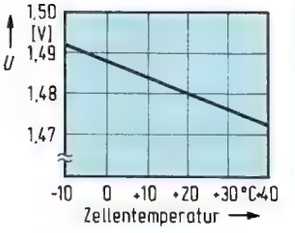


Bild 7. Temperaturabhängigkeit der Ladeendspannung

Dieses Verfahren ist daher technisch aufwendiger, besonders dann, wenn es über einen weiten Temperaturbereich (Temperaturkompensation!) oder bei verschiedenen Ladeströmen und Akkusorten verwendet werden soll. Legt man sich dagegen auf eine einigermaßen konstante Umgebungstemperatur und auf einen ebenso konstanten Ladestrom fest, um den Akku bei definierten Bedingungen zu laden, kann die Schaltung des notwendigen Schnellladegeräts recht einfach sein, wie aus *Bild 8* ersichtlich. Eine Ladedauer unter einer Stunde kann hier allerdings nicht empfohlen werden, da die Erwärmung der Zellen die Ladeendspannung verschieben würde.

Um ein Überladen sicher zu vermeiden, ist es auch sinnvoll, den Ladestrom bereits bei etwa 80 % der Kapazität abzuschalten und dann ohne Zeit- oder Spannungsbegrenzung mit I_{10} weiterzuladen, wie das allgemein von den Akku-Herstellern empfohlen wird.

Die Lebensdauer von NiCd-Akkus

Obwohl sich die Fabrikate der verschiedenen Firmen nur sehr geringfügig im Aufbau unterscheiden, werden recht unterschiedliche Lebenserwartungen angegeben, nämlich etwa zwischen 500 und 10 000 Lade-Entlade-Zyklen. Grundsätzlich kann aber festgestellt werden, daß die Zahl der erreichbaren Zyklen sehr stark mit stei-

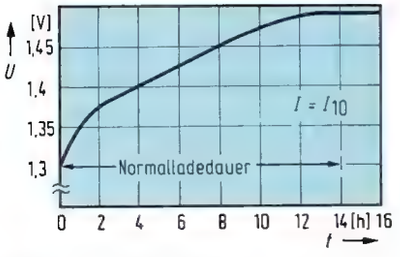


Bild 5. Ladespannungsverlauf einer einzelnen Zelle

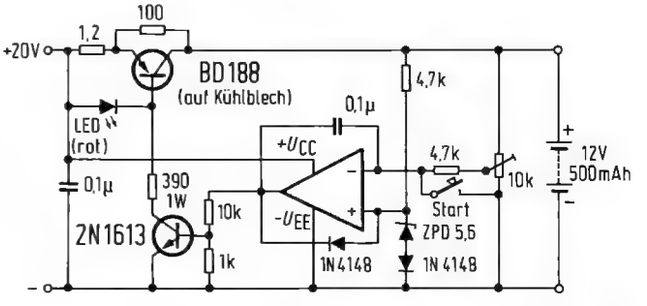


Bild 8. ▶ Schaltung eines Schnellladegeräts, mit dem ein 12-V/500-mAh-Akku in einer Stunde geladen werden kann

gender Zellentemperatur zurückgeht: Kalte Akkus leben länger!

Die sich nach längerer Betriebs- oder Lagerungszeit an der Zellendichtung einstellende Kristallbildung ist kein Anzeichen für ein baldiges Ende der Lebensdauer. Es handelt sich dabei vielmehr um mikroskopische Spuren von ausgelaufenem bzw. durch die Dichtung hindurchdiffundiertem Elektrolyt, der beim Austrocknen an der Luft relativ große Kristalle von Kaliumhydroxid erzeugt.

Soll ein Nickel-Cadmium-Akku längere Zeit gelagert werden, so spielt der anfängliche Ladezustand keine Rolle. Die Hersteller empfehlen Umgebungstemperaturen von 10...20 °C, während die Luftfeuchtigkeit bei etwa 50 % liegen soll. Nach der Lagerung ist es nützlich, den Akku etwa 24 Stunden lang mit I_{10} zu laden, um die Zellen „aufzufrischen" und die volle Kapazität wiederherzustellen.

Schadet dem Akku eine Tiefentladung?

Im Gegensatz zu Bleiakkumulator-Zellen dürfen NiCd-Zellen tiefentladen werden, ohne ihre Lebensdauer zu beeinträchtigen. Das gilt aber mit einer Einschränkung: Batterien aus seriengeschalteten Zellen sollen nicht weiter als auf eine Spannung von etwa 1 V pro Zelle entladen werden, da sonst die Gefahr besteht, daß sich einzelne Zellen wegen der nicht immer exakt gleichen Kapazität umpolen, was die Lebensdauer mit Sicherheit beschneidet. Gerade in diesem Zusammenhang ist dann oft zu beobachten, daß eine einzelne Zelle einer Batterie ausfällt und die mittlere Entladespannung des Akkus deswegen um etwa 1,2 V niedriger liegt. Die Zellen müssen dann einzeln geprüft werden. Bewährt hat sich dafür die folgende Methode:

Zunächst mißt man die Spannung der unbelasteten Zelle; ist sie in Ordnung, sind mindestens etwa 1 V vorhanden. Sollte das nicht der Fall sein, ist nachzuprüfen, ob sich diese Spannung wenigstens einstellt, wenn der Akku etwa zwei Minuten lang mit $10 \cdot I_{10}$ geladen wurde. Um schließlich festzustellen, ob sich die Zelle vielleicht wegen eines Feinschlusses in ihrem Inneren unzulässig schnell selbst entlädt, schließt man sie 24 Stunden lang kurz (es empfiehlt sich bei geladenen Zellen allerdings eine vorherige Entladung über einen Widerstand!) und lädt sie dann etwa zwei Minuten lang mit I_{10}. Die Zelle ist in Ordnung, wenn nach einer Ruhepause von 90 Minuten die Leerlaufspannung noch mindestens 0,5 V beträgt.

Wenn die Akkus unter besonderen Bedingungen, wie hohe mechanische Belastung, extreme Temperaturen u. a., betrieben werden sollen, ist stets eine Rücksprache mit dem Hersteller ratsam.

Literatur

General Electric, Anwendungstechnisches Handbuch: Nickel-Cadmium-Akkumulatoren, 1975

Varta GmbH, Gasdichte Nickel-Cadmium-Akkumulatoren, Hinweise für die Projektierung, Hannover 1976

Berichtigung

Codierter Türöffner mit nur einer Taste

(Funkschau 1976, Heft 21)

In die Zeichnungen haben sich einige Fehler eingeschlichen. Bei allen IS 7442 müssen in der Schaltung (*Bild 1*) die Pinbezeichnungen 12 mit 15 vertauscht werden. Der Widerstand R2 wird von 10 kΩ auf 100 kΩ geändert.

Bei der Innenschaltung der IS 7442 ist „D" in Wirklichkeit mit Pin 12 verbunden, „9" mit Pin 11 und „8" mit Pin 10.

Im Bestückungsplan muß bei allen senkrecht eingezeichneten Elkos der Pluspol unten liegen; der positive Anschluß des waagrecht eingezeichneten 22-µF-Elkos ist links. Der Widerstand 1 kΩ, der im Bestückungsplan von den Pins 1, 2 und 4 des MFL 1 (CD 4011) zur Versorgungsspannung gezeichnet ist, wurde in der Schaltung vergessen; er kann allerdings auch entfallen.

Verbesserung des Nf-Störabstandes durch aussteuerungsabhängiges Rauschfilter

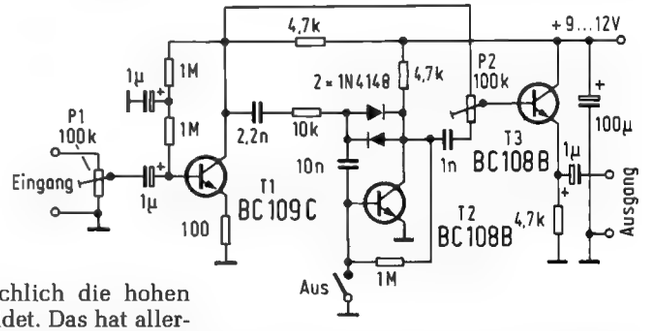
Die weit verbreiteten Kassetten-Tonbandgeräte der unteren Preisklasse haben einen Störabstand, der – bedingt durch die geringe Spurbereite und die kleine Bandgeschwindigkeit – oft in der Größenordnung von etwa 35 dB liegt, was besonders bei der Wiedergabe über eine Hi-Fi-Anlage unangenehm auffällt. Untersucht man das Rauschspektrum genauer, so zeigt sich, daß der Störabstand insbesondere bei den höheren Nf-Frequenzen, also oberhalb etwa 4 kHz, ungenügend ist.

Hochwertige Hi-Fi-Verstärker besitzen daher ein schaltbares „Rauschfilter", das auch tatsächlich die hohen Frequenzen beschneidet. Das hat allerdings den Nachteil, daß dadurch auch der Frequenzbereich des Nutzsignals eingeengt wird.

Da das Rauschen aber nur bei den leisen Stellen zu hören ist und sonst vom Nutzsignal überdeckt wird, liegt der Gedanke nahe, ein solches Rauschfilter nur dann wirken zu lassen, wenn die Aussteuerung sehr gering ist. Ein solches Verfahren, das den ausnutzbaren Dynamikbereich z.B. von Tonbandgeräten erheblich erweitert, ist seit einiger Zeit unter dem Namen „DNL" (Dynamic Noise Limiter) bekannt. Das *Bild* zeigt eine nach diesem Prinzip arbeitende Schaltung, die sich durch einen besonders geringen Aufwand auszeichnet.

Die Schaltung

Das Eingangssignal gelangt über einen Pegeleinsteller (P1) zunächst zu einer Vorverstärkerstufe (T1), an deren Kollektor sich die Nf nun aufteilt: die hohen Frequenzen gelangen über eine Begrenzerstufe (T2) und die niedrigeren direkt zu einem Balanceeinsteller (P2). Dieser ist so einzustellen, daß sich Frequenzen über etwa 4...5 kHz gerade aufheben, da die Phase in der Begrenzerstufe um 180° gedreht wird. Der nachfolgende Transistor T3 erniedrigt lediglich die Ausgangsimpedanz der Schaltung. Die Wirkungsweise ist leicht zu verstehen: Bei geringer Aussteuerung heben sich hohe Nf-Frequen-



Einfache Schaltung zur dynamischen Rauschunterdrückung

zen am Balance-Einsteller auf; wenn die Nf-Spannung anwächst, gerät die zweite Stufe in Begrenzung und verschiebt die Symmetrie, so daß die Höhen wieder hörbar werden.

Natürlich entstehen bei jeder Begrenzung Oberwellen des Eingangssignals; wegen der symmetrisch angeordneten Dioden hier jedoch nur ungeradzahlige. Die Harmonischen liegen daher so hoch, daß sie keinen Störeindruck hervorrufen können.

Abgleich

Zunächst wird auf den Eingang nur das normale Grundrauschen gegeben, z. B. von einem Tonbandgerät mit einem unbespielten Band. Der Pegeleinsteller P1 wird nur so weit aufgedreht, daß dieses Rauschen gerade zu hören ist. Nun dreht man vorsichtig am Balanceeinsteller P2, so daß ein deutliches Rauschminimum auftritt. Erst jetzt wird P1 weiter aufgedreht, und zwar genau an den Punkt, wo ein eindeutig hörbarer Rauschunterdrückungs-Schwellwert auftritt. Wenn jetzt ein bespieltes Tonband verwendet wird, zeigt sich sofort eine wesentliche Verbesserung des Signal-Rausch-Abstandes.

Die Schaltung eignet sich gleichermaßen für Kassettenrecorder, alte Platten und leicht verrauscht einfallende UKW-Sender. H. Feichtinger

Sensortasten selbstgebaut

Immer öfter erscheinen in der FUNKSCHAU Bauanleitungen für Geräte mit Sensorbedienung. Da sich viele Hobby-Elektroniker solche Geräte – sei es aus praktischen Erwägungen oder auch aus Designgründen – nachbauen möchten, taucht hier auch oft die Frage auf, wie man Sensoren mechanisch gestalten könnte.

Hierbei müssen folgende Anforderungen an die Berührungsflächen gestellt werden:

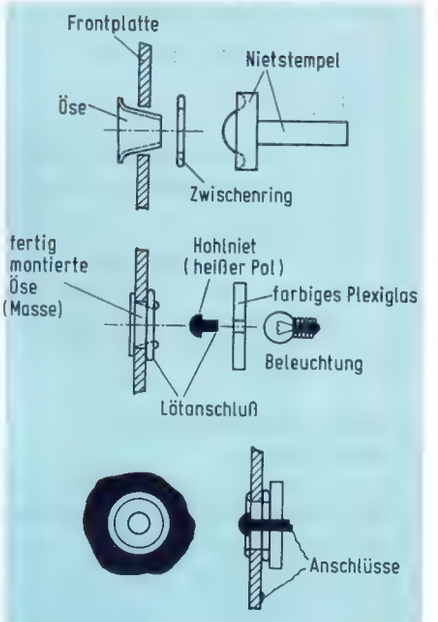
a) Der Sensor darf auch über längere Benutzungszeiträume nicht korrodieren.

b) Er sollte anschlußseitig lötbar sein.

c) Er muß sich einfach in Gehäuse, Frontplatten usw. montieren lassen.

d) Der Sensor soll – last, not least – ein gefälliges Äußeres besitzen.

Diese Anforderungen werden von Ösen mit Hohlnieten, wie sie z. B. bei Öljacken oder Zelten verwendet werden, außerordentlich gut erfüllt. Diese Ösen bzw. Hohlnieten sind rund, in verschiedenen Größen erhältlich, vernickelt, gut lötbar und leicht zu montieren. Die Montage ist aus dem *Bild* ersichtlich. Zu diesen recht preiswerten „Sensoren" wird das nötige Montagewerkzeug übrigens gleich mitgeliefert. Sie haben zudem den Vorteil, daß sie in fast jeder Kurzwarenabteilung oder in Nähwarengeschäften erhältlich sind. Der Verfasser hat sich auf diese Weise seine sensorbedienten Geräte gebaut, ohne daß es jemals zu „Kontaktschwierigkeiten" kam!



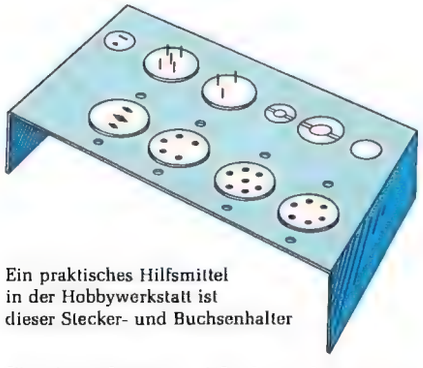
Zusammenbau des Sensors aus verschiedenen Nietteilen

Besonders elegant wirken die Sensoren, wenn sie auf mattschwarzem Untergrund montiert werden und im Ein-Zustand beleuchtet werden (Hersteller: Ösen Fa. Prym, Hohlnieten Fa. suki).

Klaus-Dieter Ratsch

Hilfsmittel zum Anlöten von Steckern

Oftmals müssen Kabel an Dioden- und sonstige Stecker angelötet werden. Dabei wünscht man sich dann drei Hände: eine zum Steckerfesthalten, eine für das Lötzinn und eine für den Lötkolben! Als praktisch hat sich ein kleiner Lötständer mit allen gängigen Buchsen bewährt. Man nimmt ein U-förmig gebogenes Blech und montiert darauf die gängigen Buchsen und Stekker. Hier kann nun ohne Schwierigkeiten gelötet werden. Man sollte das Blech übrigens größer als im Moment notwendig ausführen; später erscheinende oder vergessene Steckerformen können dann nachträglich angebracht werden. Manfred Kurth



Ein praktisches Hilfsmittel in der Hobbywerkstatt ist dieser Stecker- und Buchsenhalter

Universalnetzteil mit Stromregelung

FS 23/1976, Seite 1021

Nach Bau des Netzteils stellte ich fest, daß das Gerät sich auch ausgezeichnet als Kurzschlußtester einsetzen läßt. Bei kurzgeschlossenem Ausgang (2-A-Bereich) stellt man den Strom so ein, daß die rote Leuchtdiode gerade noch anzeigt. Beim Prüfen von Widerständen mit kleinen Werten (Wicklungen o. ä.) leuchtet in einwandfreiem Zustand des Bauteiles die grüne Leuchtdiode auf. Auf diese Weise können Kurzschlüsse von Widerständen $< 1\ \Omega$ unterschieden werden. Rudolf Fetting

Es hat sich übrigens herausgestellt, daß die Stromregelung des oben genannten Netzteils nicht in allen Fällen richtig arbeitet. Dies liegt an den unterschiedlichen Durchlaßkennlinien der in dieser Schaltung verwendeten gelben Leuchtdiode. Der Strom, der die Basis des Stromregeltransistors T5 ansteuern soll, fließt über diese Diode ab.

Abhilfe schafft eine Diode (z. B. 1 N 4148), die in Reihe zu dem 1-kΩ-Widerstand an Punkt 11 der Platine geschaltet wird. Die Katode der Diode zeigt dabei zur Basis des Transistors T5.

Herwig Feichtinger

Die hier beschriebene Schaltung enthält eine Hf- und eine Nf-Endstufe, um Reichweite und Wiedergabelautstärke von tragbaren 2-m-FM-Geräten bei Mobilbetrieb (oder als Feststation) zu erhöhen. Besonders praktisch ist die Möglichkeit, den im Gerät enthaltenen 12-V-Akku aus der Autobatterie aufzuladen.

Mobil-Zusatz für 2-m-Handfunksprechgeräte

Der Mobil-Zusatz wurde ursprünglich für das in der FUNKSCHAU 1977, Heft 2, beschriebene Handfunksprechgerät mit 80-Kanal-Synthesizer entwikkelt, er eignet sich jedoch auch für die meisten anderen Gerätetypen. Das eingebaute Akku-Ladegerät arbeitet mit einem eisenlosen Spannungswandler und liefert einen Ladestrom von etwa 25 mA, ist also für eine Akku-Kapazität von 250 mAh geeignet; durch Ändern eines Widerstandes können aber auch bis zu 50 mA entnommen werden. Die Nf-Endstufe weist eine Spannungsverstärkung von etwa 4 auf und kann über 3 W an einen 4-Ω-Lautsprecher abgeben; die Hf-Endstufe verstärkt um den Faktor 10 und vermag maximal 12 W an die Antenne zu liefern.

Die Nf-Endstufe

Da nur eine relativ geringe Spannungsverstärkung erforderlich ist, wurde die Nf-Endstufe in diskreter Technik aufgebaut, was eine recht preiswerte Lösung darstellt. Wichtig ist, daß der Lautsprecherausgang des angeschlossenen Funkgeräts gleichspannungsfrei ist; andernfalls muß die Schaltung in *Bild 1* durch einen Koppelkondensator (etwa 10 µF) am Eingang erweitert werden.

Die Ruhestromeinstellung der beiden Endtransistoren erfolgt mit zwei Dioden und einem parallelliegenden Widerstand (47 Ω). Um eine möglichst große Ausgangsleistung zu erzielen, wird die „Bootstrap"-Schaltung verwendet, d. h. die Ausgangsspannung wird kapazitiv auf die Treiberstufe rückgeführt.

Die Schaltung der Nf-Endstufe ist so ausgelegt, daß Frequenzen unter etwa 300 Hz stark geschwächt werden, da sie nur einen unnötigen Teil der Leistung beanspruchen würden, ohne die Verständlichkeit zu verbessern.

Die Hf-Endstufe

Übliche tragbare FM-Geräte besitzen Ausgangsleistungen in der Größenordnung von 1 W, um den eingebauten Akku nicht übermäßig zu belasten. Da im Auto oder zu Hause der Stromverbrauch (fast) keine Rolle spielt, kann man sich den Luxus einer Reichweitensteigerung durch eine zusätzliche Hf-Endstufe durchaus leisten. Die in *Bild 2* gezeigte Schaltung verstärkt die Leistung um den Faktor 10 und ist bis zu einer Ausgangsleistung von 12 W aussteuerbar. Die Sende-Empfangs-Umschaltung erfolgt rein elektronisch mit drei antiparallelen Diodenpaaren, die bei Empfang sperren, da ihre Schwellspannung nicht erreicht wird, und bei Senden von der Hf selbst durchgeschaltet werden. Am Antennenausgang dient ein π-Filter zur Unterdrückung von Oberwellen, die wegen des in C-Betrieb arbeitenden Endtransistors entstehen.

Der CTC-Transistor B12-12 wurde wegen seiner Unempfindlichkeit gegenüber Leerlauf und Kurzschluß der Ausgangsbuchse gewählt; bei Betriebsspannungen bis zu 15 V ist er fast nicht totzukriegen, solange man nur für ausreichende Kühlung sorgt.

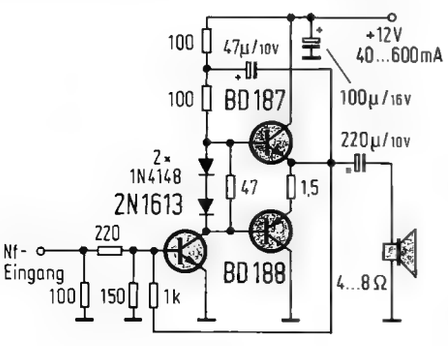
Besonders nützlich: das Ladegerät

Um den im Funkgerät eingebauten 12-V-Akku auch aus dem 12-V-Bordnetz im Kraftfahrzeug aufladen zu können, enthält der Mobilzusatz einen Spannungswandler, der eine Leerlaufspannung von etwa 24 V erzeugt; dies ist notwendig, weil ein Nickel-Cadmium-Akkumulator erst bei einer Klemmenspannung von etwa 15 V geladen ist, während die mittlere Spannung des Bordnetzes nur bei 13,5 V liegt.

Der Spannungswandler arbeitet ohne Trafo; wegen des geringen notwendigen Stromes wurde eine IS 555 verwendet, deren rechteckförmige Ausgangsspannung mit einer üblichen Spannungsverdoppler-Schaltung zur Erzeugung der notwendigen Ladespannung herangezogen wird. Da die Schwingfrequenz bei etwa 20 kHz liegt, genügen relativ kleine Kondensatoren, um die Ausgangsspannung von Wechselspannungsresten zu säubern.

Eine LED zeigt den Ladestrom an; der Ladezustand läßt sich allerdings nicht erkennen, da der Strom über die Ladedauer nahezu konstant bleibt. Auf eine automatische Endabschaltung wurde absichtlich verzichtet, weil es sehr schwierig ist, ein sicheres Abschalten einer solchen Automatik über den gesamten vorkommenden Temperaturbereich zu gewährleisten.

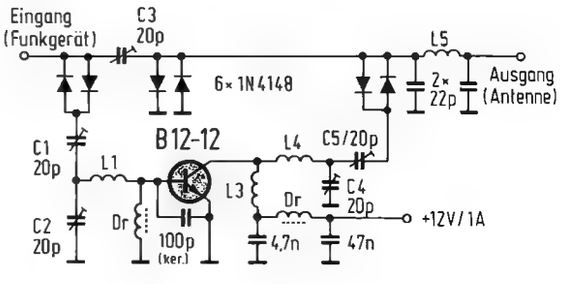
Will man nicht einen 250-mAh-Akku aufladen, für den das Ladegerät in *Bild 3* dimensioniert ist, sondern eine 500-mAh-Ausführung, so ist der am Ausgang befindliche 220-Ω-Widerstand auf etwa 47 Ω abzuändern; der Ladestrom beträgt dann nicht mehr 25 mA, sondern 50 mA. Um dann die Leuchtdiode nicht zu überlasten, empfiehlt es sich, ihr einen 68-Ω-Widerstand parallelzuschalten, der einen Teil des Ladestromes übernimmt.



◀ Bild 1. Die Schaltung der Nf-Endstufe. Sie liefert etwa 3 W an einem 4-Ω-Lautsprecher

Bild 2. ▶ Die Hf-Endstufe arbeitet mit elektronischer Sende-Empfangs-Umschaltung und besitzt eine Verstärkung von 10 dB

Die Phasenleitung zwischen C3 und L5 wird auf der Platine durch eine Spule (L2) verkürzt.



Drei Schaltungsteile – eine Platine

Alle drei beschriebenen Baugruppen des Mobil-Zusatzes sind auf einer gemeinsamen Platine (*Bild 4*) untergebracht; sie sind aber räumlich so verteilt, daß sie z. B. durch Zersägen der Platine auch getrennt aufgebaut werden können.

Bild 5 zeigt den passenden Bestükkungsplan. Für die Nf-Endtransistoren eignen sich selbstverständlich auch ähnliche, gleichwertige Typen; in jedem Fall ist aber die Montage auf einem Kühlblech oder -körper erforderlich. Am einfachsten ist es, die beiden Nf-Transistoren direkt an eine Gehäusewand zu schrauben.

Beim Hf-Endtransistor ist das leider nicht möglich, da er möglichst kurzbeinig auf die Platine gelötet werden muß. Als Kühlung bietet sich hier an, ihn von unten auf die Platine zu setzen und ihn mit seinem Schraubstutzen an einem Zwischenblech innerhalb des Gehäuses zu befestigen.

Der 100-pF-Kondensator zwischen Basis und Emitter des Hf-Endtransistors muß direkt an die Anschlußfahnen des B12-12 gelötet werden, um die Zuleitungsinduktivitäten gering zu halten.

Abgleich der Hf-Endstufe

Da weder die Nf-Endstufe noch das Ladegerät eine Einstellarbeit erfordern, beschränkt sich der Abgleich auf die Hf-Endstufe; hierzu ist außer dem Funkgerät lediglich ein Hf-Wattmeter erforderlich.

Zunächst wird allerdings eine Antenne angeschlossen und der Trimmer C 3 mit Hilfe eines schwach einfallenden Senders auf besten Empfang eingestellt. Dann ersetzt man die Antenne durch ein Wattmeter, schaltet das Funkgerät auf Sendung und gleicht alle übrigen Trimmer auf maximale Ausgangsleistung ab.

Siebung der Bordnetz-Spannung

Um unerwünschte Störungen im Empfänger und auf der Sendermodulation durch Wechselspannungsanteile des Bordnetzes im Kraftfahrzeug zu vermeiden, ist in jedem Falle eine ausreichende Siebung ratsam.

Ein großer Teil solcher Störungen läßt sich schon dadurch umgehen, daß die Betriebsspannung z. B. nicht vom Zigaretten-Anzünder oder ähnlich „verseuchten" Anschlüssen abge-

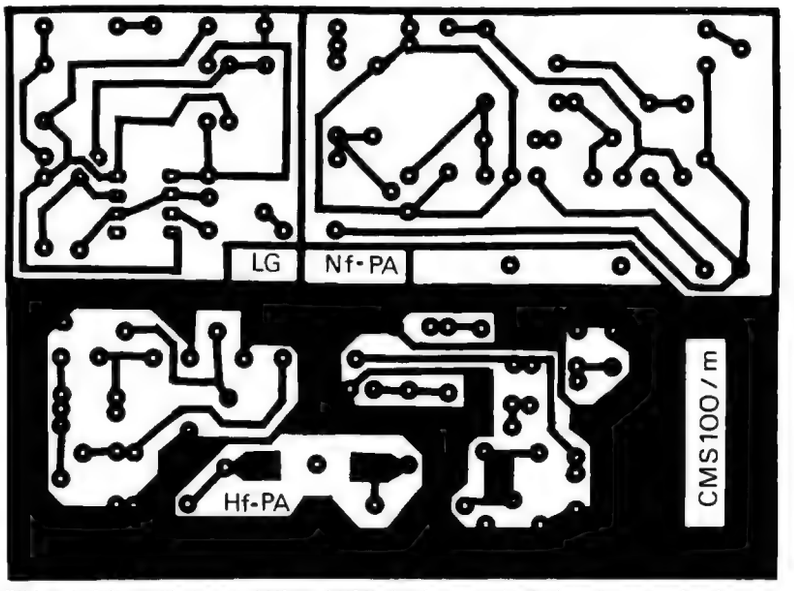
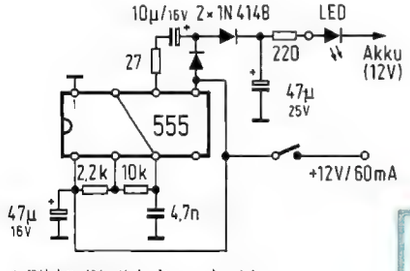
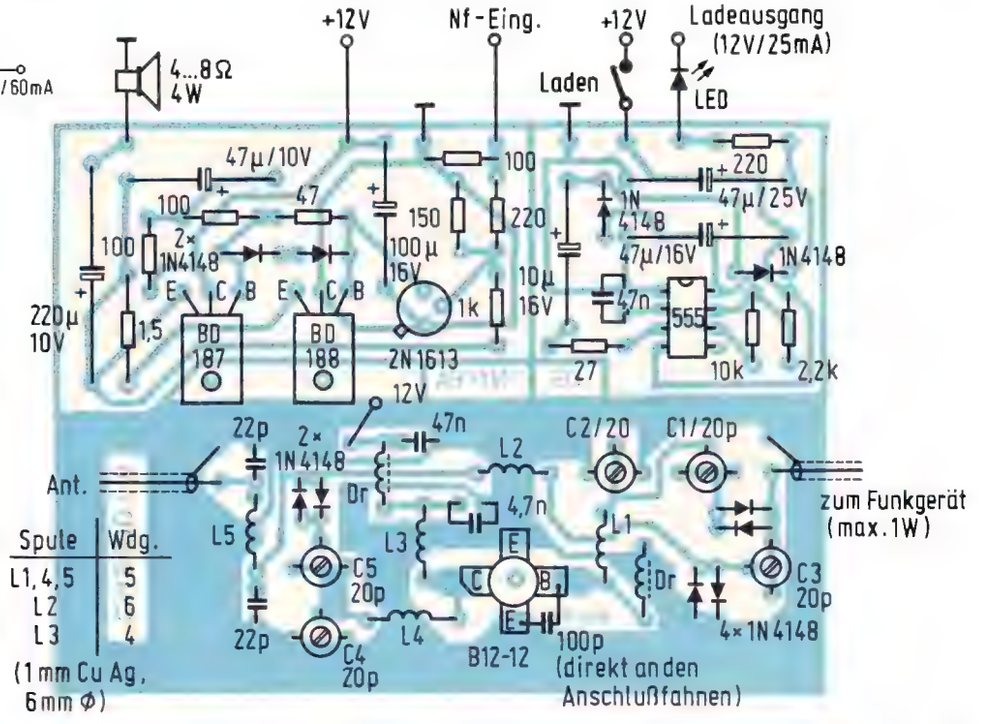


Bild 4. Auf dieser Platine sind Nf- und Hf-Endstufe sowie das Ladegerät untergebracht



▲ Bild 3. Die Schaltung des Mobil-Ladegeräts. Es ist für einen Ausgangsstrom von 25 mA dimensioniert, kann aber durch Ändern eines Widerstandes auch für 50 mA ausgelegt werden



Spule	Wdg.
L1, 4, 5	5
L2	6
L3	4

(1 mm Cu Ag, 6 mm Ø)

Bild 5. ▶ Der Bestückungsplan. Die Leistungstransistoren müssen unbedingt gekühlt werden

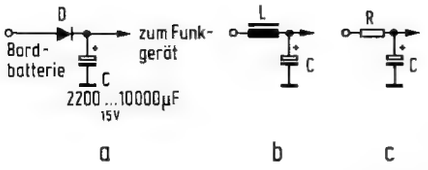


Bild 6. Drei Möglichkeiten zur Siebung der Bordnetz-Spannung in einem Kraftfahrzeug. Synthesizer-Funkgeräte verlangen eine besonders gut gesiebte Betriebsspannung

nommen wird, sondern direkt von den Anschlußklemmen der Bordbatterie. Ihr geringer Innenwiderstand ist oft ein besseres Siebmittel als riesige Elkos!

Trotzdem reicht oft diese Maßnahme allein nicht zur vollständigen Beseitigung von Lichtmaschinen-Geräuschen, Scheibenwischer-Impulsen und ähnlichen Störungen aus, so daß zusätzliche Bauelemente zur Siebung notwendig werden. *Bild 6* zeigt einige Möglichkeiten, wie eine gute Siebung der Betriebsspannung mit relativ geringem Aufwand möglich ist.

Je nach Art und Spannungsverlauf der Störspannung ist eine der drei gezeichneten Methoden mehr oder weniger gut geeignet. Die Diode in Bild 6a bedingt natürlich einen Spannungsabfall, der aber meist noch in Kauf genommen werden kann. Die Siebwirkung besteht darin, daß über die Diode der Strom nur in den Elko hinein-, aber nicht herausfließen kann, so daß die Diode scheinbar einen hohen Innenwiderstand aufweist, der höher als der dem tatsächlichen Spannungsverlust entsprechende Widerstand ist.

Verbreitet ist auch eine Siebung nach Bild 6b, wo eine Nf-Drossel ausreichender Strombelastbarkeit an die Stelle der Diode tritt. Wenn keine allzu großen Ströme fließen, läßt sich die Drossel sogar durch einen Widerstand ersetzen, der wegen der an ihm abfallenden Spannung natürlich nicht sehr groß sein darf; infolgedessen ist auch die Siebwirkung nicht so gut wie bei den beiden vorangegangenen Schaltungen.

Allgemein kann gesagt werden, daß Synthesizer wesentlich anfälliger gegenüber Störspannungen auf dem Bordnetz sind als quarzgesteuerte Geräte; sie erfordern daher eine besonders gute Siebung.

Um die Strombelastung der Siebung gering zu halten, kann die Betriebsspannung des hier beschriebenen Mobil-Zusatzes auch direkt mit dem Bordnetz verbunden werden, so daß nur die Versorgung des Funkgeräts selbst gesiebt werden muß. Dadurch ist der in der Siebung fließende Strom nur etwa 200...400 mA.

Die Platine, passende Bauelemente und ein zum Einschieben des in der FUNKSCHAU beschriebenen 80-Kanal-Handfunksprechgerätes geeignetes Gehäuse liefert die Firma J. Frank, Wasserburger Landstr. 120, 8000 München 82.

Literatur

2-m-FM-Handfunksprechgerät mit 80-Kanal-Synthesizer. FUNKSCHAU 1977, Heft 2, und FUNKSCHAU 1976, Heft 18

Ing. (grad.) Helmut Ebersmann

Digitale Einbruch-Warnanlage

Die nachfolgend beschriebene Warnanlage ist für den Einbau in Kraftfahrzeuge bestimmt, kann aber genauso gut im Haus oder für andere Zwecke eingesetzt werden. Sie zeichnet sich durch eine geradezu „intelligente" Steuerung aus.

Ein Problem bei der Anwendung von Alarmanlagen ist das Schärfen und das Entschärfen. Es soll einerseits für den Anwender problemlos sein, ihn in seinen Benutzergewohnheiten also möglichst wenig einschränken, andererseits soll es einem potentiellen Dieb nicht möglich sein, die Alarmanlage außer Gefecht zu setzen.

Bei Kfz-Alarmanlagen ist es oft üblich, zum Schärfen und Entschärfen eine Zeitkonstante einzuführen. Beim Entschärfen erweist sich diese Methode als praktikabel; beim Schärfen hingegen treten hier Probleme auf. Ist die Zeit zu kurz gewählt, muß man das Fahrzeug fluchtartig verlassen, ist sie dagegen zu lang, hat man keine Kontrolle über das Scharfwerden der Anlage. Das Bedienen über Tür- oder Zündschloß ist meist technisch und/oder mechanisch zu kompliziert.

Als Kriterium zum Ansprechen der Anlage wird meist das Öffnen einer Tür über den Türkontakt der Innenbeleuchtung gewählt. Warum soll man dies nicht auch als Kriterium zum Scharfmachen benutzen?

Der Funktionsablauf

Der Funktionsablauf wurde also wie folgt festgelegt:

1. Betätigen eines Schalters vor dem Aussteigen (für Umstehende fast unbemerkt), wobei es nicht von Bedeutung sein soll, ob die Tür bereits offen oder noch geschlossen ist.
2. Rückmeldung der Anlage durch Aufleuchten einer Leuchtdiode.
3. Öffnen der Tür ohne Reaktion der Anlage.
4. Schließen der Tür und damit endgültiges Scharfmachen der Anlage. Rückmeldung durch Verlöschen der Leuchtdiode.
5. Beim nächsten Öffnen einer Tür Ablauf einer Verzögerungszeit (5s genügen). Innerhalb dieser Zeit Möglichkeit zum Ausschalten mittels desselben Schalters.
6. Nach Ablauf der Verzögerungszeit Einschalten des Alarms. (Der TÜV erlaubt hierzu nur die Benutzung der fahrzeugeigenen Hupe!).
7. Nach Ablauf der Alarmzeit (< 30s) geht die Anlage in Wartestellung, um bei erneutem Bewegen (Öffnen oder Schließen) der Tür wieder Alarm zu geben, dieses Mal aber ohne Verzögerung. Während des Alarms darf ein

2-m-Mini

Rechtzeitig zur „Ham '77", der Amateurfunk-Messe in Friedrichshafen, bringt die FUNKSCHAU in Heft 14 wieder ein Schmankerl für Selbstbauer: das 2-m-Mini. Ein kleines, aber feines FM-Gerätchen, etwas größer als eine Zigarettenpackung, dafür weniger gesundheitsschädlich, mit 100 mW Ausgangsleistung und zwei Festkanälen. Der Empfänger-Ruhestrom beträgt nur 5 mA, deshalb sind auch mit einer handelsüblichen 9-V-Batterie viele Betriebsstunden möglich. Ein Mustergerät wird in Friedrichshafen auf dem Franzis-Stand zu sehen sein. Fe

Abschalten über den erwähnten Schalter selbstverständlich nicht möglich sein.

Zur Anordnung des Schalters ein Tip. Es gibt zwei Möglichkeiten: a) versteckte Anbringung, für den nicht Eingeweihten also unsichtbar. Diese Methode ist aber oft umständlich und man fällt durch ungewöhnliches Hantieren auf, b) offene Anbringung am Armaturenbrett, getarnt mit einer normalen Funktion. Der Fantasie des Anwenders sind hier nur wenig Grenzen gesetzt.

Die Steuerung

Für die Realisierung der Schaltung bietet sich heute die leistungssparende CMOS-Technik an.

Die eingangs aufgestellten Anforderungen an die Warnanlage lesen sich fast wie ein Programm. Was liegt also näher, als die Schaltung ähnlich wie einen Rechner aufzubauen. Der einzige Unterschied zu einem echten Mikrocomputer ist der, daß das Programm fest installiert ist.

Die zentrale Einheit eines solchen Mikroprozessors ist der Adreßzähler mit dem Befehlsregister. Das Befehlsregister übersetzt die im Adreßzähler stehende Zahl in einen entsprechenden Befehl. Im Befehl enthalten ist die nächste Zahl für den Adreßzähler, die entweder direkt oder erst nach Eintritt einer weiteren Bedingung angesteuert wird.

In der *Tabelle 1* ist das Programm zu sehen. In der ersten Spalte ist die Adresse und ihre Bedeutung zu lesen. Die zweite Spalte zeigt die Funktion, die das Befehlsregister auszugeben hat. Die dritte Spalte enthält die Bedingung, unter welcher der Adreßzähler auf die nächste Adresse übergeht. In der letzten Spalte schließlich ist die Adresse notiert, auf die der Adreßzähler beim Eintritt der Sprungbedingung übergeht.

Aufgeschlüsselt liest sich das Programm wie folgt: Im rückgestellten Zustand (reset), der Befehlsschalter steht also auf ‚aus', steht im Adreßzähler die Zahl 2. Der Taktgenerator (clock) ist einzuschalten. Nachdem der Befehlsschalter auf ‚ein' geschaltet wird, wird der Reset-Befehl aufgehoben und der Zähler springt mit dem nächsten Clockimpuls auf 3.

Auf 3 ist die Anlage voreingestellt (preset). Über T3 wird (die Anzeige eingeschaltet. Das Tor 1, das nur einen Impuls durchläßt, wenn die Tür geschlossen wird (die Eingangsspannung springt von low auf high), wird freigegeben. Damit geht der Zähler auf 4.

Bei 4 ist die Anlage scharf (set). Die Anzeige verlöscht. Jetzt wird das zweite Tor geöffnet, das nur beim Öffnen einer Tür einen Impuls durchläßt (Eingang von high auf low). Durch einen solchen Vorgang wird der Adreßzähler auf 5 gesetzt.

Damit beginnt die Verzögerung (delay). Die Eingänge sind verriegelt. Der Taktgenerator gibt Impulse ab. Mit jedem Impuls wird der Zähler um 1 weitergesetzt, bis er bei Null ankommt. Insgesamt sind dazu 12 Impulse nötig.

Im Zählerstand Null wird Alarm gegeben, der Adreßzähler IS 1 wird festgehalten und das Rücksetzen unmöglich gemacht (enable). Der Alarmzeit-

Tabelle 1. Der Programmablauf

Adresse	Funktion	Sprungbedingung	nächste Adresse
2 reset	Takt ein	Befehlsschalter ein, Takt	3
3 preset	Gate 1 auf, Anzeige an	Eing. low-high	4
4 set	Gate 2 auf	Eing. high-low	5
5 delay	Takt ein	Takt	6
6 delay	Takt ein	Takt	7
.			
.			
.			
15 delay	Takt ein	Takt	0
0 alarm	IS 1: enable clock- input & reset, IS 2: count, Takt ein, T 1 und T 2 ein	Q7 high : Takt	1
1 alarm-preset	Gates 1 und 2 auf: IS 1: Rückwärtszählen	Eing. low-high + high-low	0

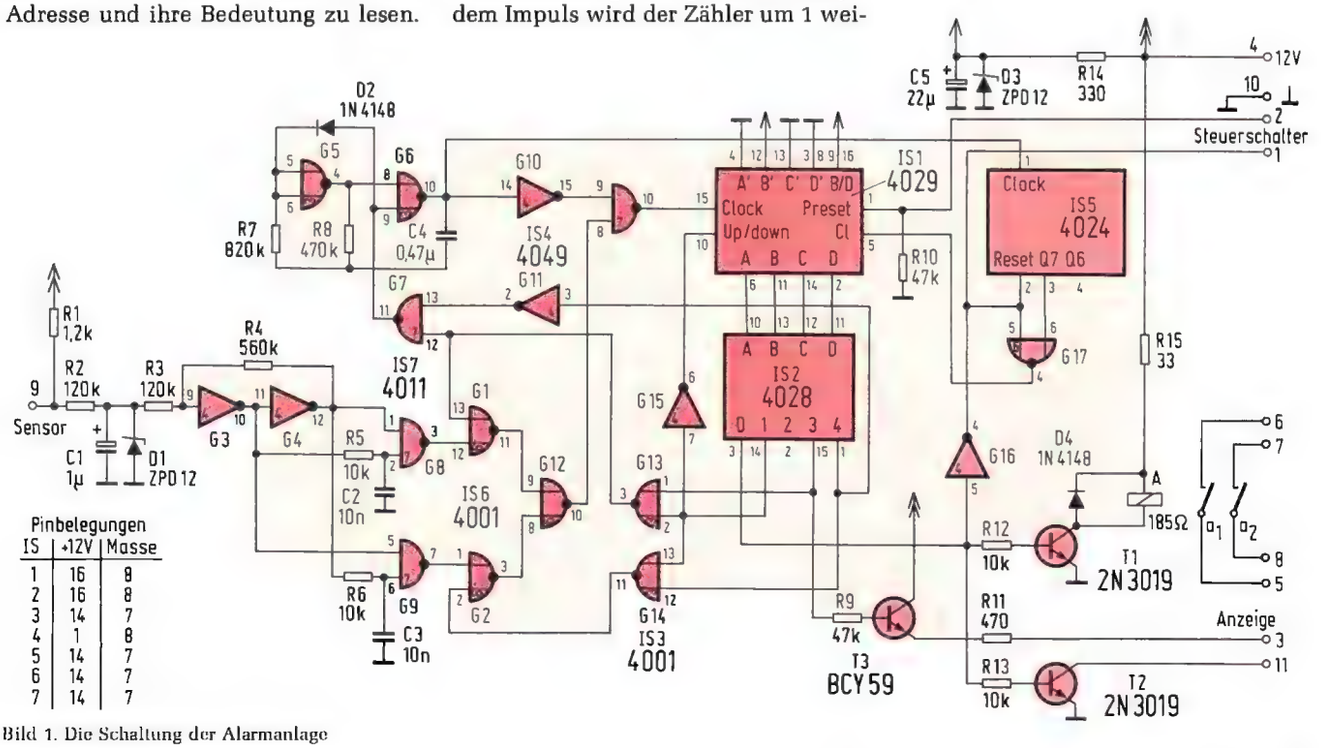


Bild 1. Die Schaltung der Alarmanlage

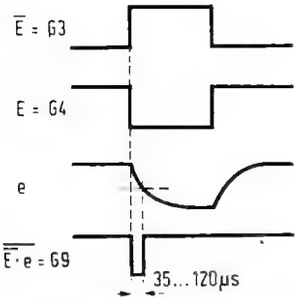


Bild 2. Der Schaltvorgang der Gatter G 8 und G 9

zähler IS 2 fängt an, die Taktimpulse zu zählen. Bei einem bestimmten Zählerstand wird über seinen Ausgang Q7 ein Signal abgegeben, das mit dem nächsten Taktimpuls den Adreßzähler wieder um 1 weitersetzt. Der Alarm wird ausgeschaltet, beide Eingangstore geöffnet, Zähler 2 rückgesetzt und Zähler 1 auf Rückwärtszählen (countdown) vorbereitet. Kommt jetzt ein weiterer Impuls über Tor 1 oder 2, so springt der Adreßzähler auf Null zurück und der Alarm beginnt von vorn. Das Rücksetzen auf den Zustand 2 ist jederzeit außer beim Zählerstand 0 möglich.

Der Stromlaufplan ist in *Bild 1* dargestellt. Als Adreßzähler arbeitet der Zähler IS 1 vom Typ CD 4029, ein voreinstellbarer Vor-Rückwärtszähler. Die Decodierung (sie entspricht dem Befehlsregister) findet in IS 2, (Typ CD 4028) statt. *Tabelle 2* stellt die aus Tabelle 1 abgeleiteten logischen Verknüpfungen dar.

Die Eingangsschaltung

Der Impuls vom Türkontakt muß zunächst einmal aufbereitet werden. Der Widerstand R1 dient dazu, auch dann eine logische 1 am Eingang zu garantieren, wenn die Innenbeleuchtung des Fahrzeuges ausgeschaltet ist. Mittels R2 und C1 wird das Eingangssignal integriert, um Störungen, vor allem Schalterprellen, auszufiltern. Die beiden Inverter G3 und G4 sind durch R3, R4 als

Tabelle 2. Logische Verknüpfungen

Clock-Steuerung:	$\overline{1+3\cdot4}$
IS 1, CI:	$\overline{0+Q7}$
IS 1, clock:	$\overline{G1+G2\cdot Clock}$
IS 1, up/down:	$\overline{1}$
Gate 1:	$\overline{\overline{1+3}+\overline{E\cdot e}}$
Gate 2:	$\overline{\overline{1+4}+\overline{E\cdot e}}$

(e = E verzögert; E = Eingang)

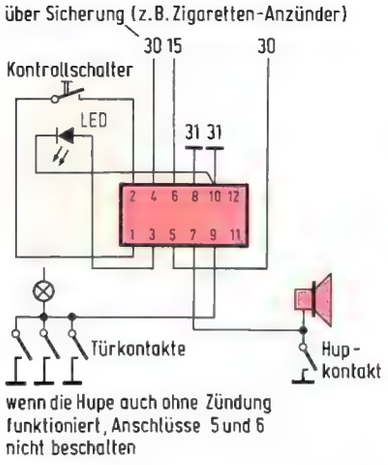


Bild 3. Die externe Verdrahtung der Alarmanlage

Schmitt-Trigger geschaltet, was zur weiteren Erhöhung des Störabstandes beiträgt. Die Z-Diode D1 schützt die CMOS-Schaltkreise vor Spannungsspitzen aus dem Bordnetz die einige kV betragen können.

Aufgabe der NAND-Gatter G8 und G9 ist es, nur auf der Flanke des Eingangssignales einen kurzen Impuls zu erzeugen. Dazu wird dem phasenrichtigen Signal jeweils das invertierte Signal verzögert hinzugefügt; *Bild 2* zeigt den Schaltvorgang. Das Gatter G9 erzeugt also einen Impuls beim Öffnen der Tür. Der Eingang geht dabei auf low. G8 erfüllt die entgegengesetzte Funktion.

Der Taktgenerator arbeitet in bekannter Schaltung mit den Gattern G5, G6. Die Taktzeit ergibt sich aus der geforderten Verzögerungszeit und den laut Programm zu zählenden Impulsen.

$$\text{Taktzeit} = \frac{\text{Verzögerungszeit}}{N} = \frac{5}{12} = 0{,}41667\ \text{s}$$

Aus der Taktzeit und der geforderten Alarmzeit ergibt sich die benötigte Kapazität des Alarmzeitzählers IS 5.

$$N5 = \frac{\text{Alarmzeit}}{\text{Taktzeit}} = \frac{30\ \text{s}}{0{,}42\ \text{s}} = 72$$

Die Ausgänge des Zählers CD 4024 stehen im Verhältnis 2^n:1 zueinander.

$2^n = 72$; $n = 6{,}17$

Zu wählen wäre also Ausgang Q6 mit einer Zählkapazität von 64. Gefordert ist aber ein positiver Impuls. Dieser steht beim 65. Taktimpuls an Q7 zur Verfügung. Die Alarmzeit beträgt somit 65·0,41667s = 27,1 s. Soll der Alarm kürzer sein, wird G17 an den Ausgang Q6 angeschlossen, der beim 33. Impuls auf log. 1 geht. Die Alarmzeit beträgt dann 13,75 s.

Die Ausgänge

Der Ausgang 3 des Befehlsregisters IS 2 steuert mittels des Transistors T3 über den Widerstand R11 eine Leuchtdiode mit etwa 20 mA an. Der Alarm wird über das Relais A ausgelöst. Wird ein Kammrelais mit 220 Ω verwendet, kann R15 entfallen. Ohne R3 kann das 185-Ω-Relais aber auch in 6-V-Anlagen verwendet werden, wenn die Batterie nicht schon zu schwach ist. Besser verwendet man in diesem Fall ein niederohmigeres Relais. Der Widerstand R11 wird im Falle des 6-V-Betriebes mit 220 Ω gewählt.

An den Ausgang 11 können weitere Meldeeinrichtungen angeschlossen werden. Die Belastbarkeit des Ausganges liegt bei etwa 100 mA. Wird der Ausgang 11 nicht benötigt, lasse man R13 und T2 bei der Bestückung weg.

Die gesamte Schaltung hat bei 12 V Betriebsspannung eine Ruhestromaufnahme von etwa 500 µA. Bei höherer

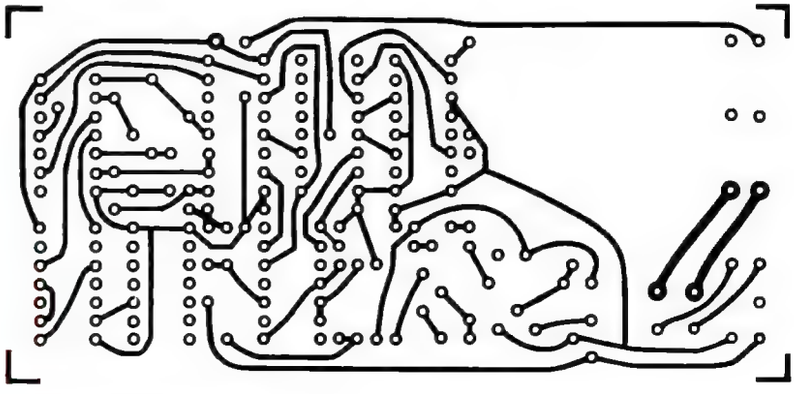


Bild 4. Die Lötseite der Platine

Batteriespannung fließt zusätzlich etwas Zenerstrom durch D3. *Bild 3* zeigt das Einfügen der Anlage in das Bordnetz. *Bild 4* zeigt die Leiterbahnen der Lötseite, *Bild 5* die der Bestückungsseite, beides im Maßstab 1:1. *Bild 6* zeigt die Lage der Bauelemente. D4 und R15 werden direkt am Relais angelötet. An den mit einem Punkt gekennzeichneten Bohrungen wird durch einen Draht eine Verbindung zwischen Ober- und Unterseite hergestellt. Die auf der Bestükkungsseite verlaufenden Leiterbahnen werden auch auf dieser Seite mit den betreffenden Bauelementen verlötet. Beim Einbau der CMOS-Schaltkreise sind die üblichen Vorsichtsmaßregeln zu beachten: Galvanisch vom Netz getrennten und geerdeten Lötkolben verwenden und möglichst den Lötenden selbst ebenfalls mit Erdpotential verbinden. Das Relais A wird mit einem geeigneten Kleber auf der Leiterplatte befestigt.

Die Leiterbahnen vom Relais zu den Ausgängen 5 bis 8 sollten dick verzinnt werden. Sie müssen den Hupenstrom aushalten.

In einigen Fahrzeugen schaltet der Türkontakt nicht nach Masse, sondern nach Plus. In diesem Fall muß die Eingangsschaltung leicht abgeändert werden. Der Widerstand R1 wird nach Masse geschaltet, der Ausgang des Gatters G8 wird auf den Eingang 1 des Gatters G2 und der Ausgang G9 auf Eingang 12 von G1 geschaltet. Grundsätzlich kann aber auch ein Inverter zwischen D1 und R3 geschaltet werden.

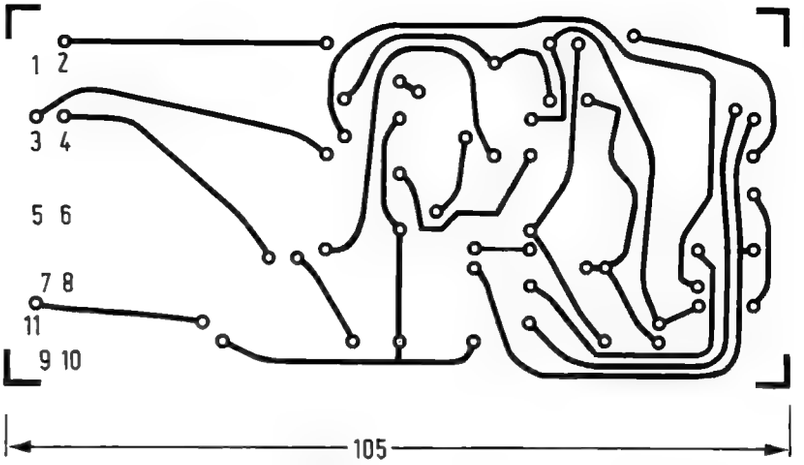


Bild 5. Die bestückungsseitigen Leiterbahnen

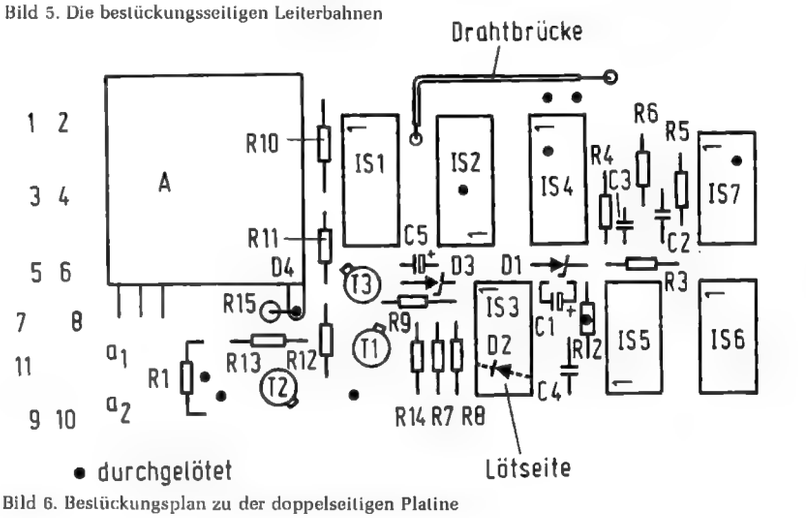


Bild 6. Bestückungsplan zu der doppelseitigen Platine

Bildmustergeneratoren sind als nützliche Helfer in der Fernseh-Reparaturwerkstatt bekannt. Das im folgenden beschriebene Gerät zeichnet sich durch Nachbausicherheit, Abgleichfreiheit und die ausschließliche Verwendung von handelsüblichen, weit verbreiteten Teilen aus.

Manfred Reimer

Ein vielseitiger Bildmustergenerator

Neben der üblichen Ausstattung besitzt dieses Gerät einige originelle Besonderheiten; u. a. erlaubt es eine eingeschränkte Verwendung des angeschlossenen Fernsehgeräts als Oszillograf. Eine zusätzlich eingebaute Einrichtung zur Auffindung sporadisch auftretender Fehler gibt Alarm, sobald sich das Schirmbild verändert.

Um den Aufwand klein zu halten und die Möglichkeiten des Amateurs nicht zu überschreiten, wurde auf die Erzeugung von Farbsignalen verzichtet. Trotzdem lassen sich natürlich auch einige Arbeiten an Farbgeräten durchführen.

Das Funktionsprinzip

Die Daten der CCIR-Fernsehnorm sind in *Tabelle 1* zusammengefaßt.

Um Abgleichfreiheit, Nachbausicherheit usw. zu gewährleisten, werden sämtliche benötigten Frequenzen durch Teilung und digitale Verarbeitung aus einer Mutterfrequenz abgeleitet. Die außer den Synchronimpulsen (15625 Hz und 50 Hz) erforderlichen Signale ergeben sich aus den zu erzeugenden Testbildern.

Das Gittermuster dient zur Einstellung der Bildgeometrie und der Konvergenz bei Farbgeräten. Es besteht aus 25 waagerechten und 32 senkrechten Linien. Das erfordert eine horizontale Videofrequenz von 32 x 15625 Hz = 500 kHz. Die Dauer der Helltastung sollte für ein scharfes Bild möglichst klein sein; aus der max. Bildauflösung von 5 MHz ergibt sich eine minimale Impulsdauer von $\frac{1}{2 \cdot 5\ \text{MHz}} = 0{,}1\ \mu\text{s}$. Die waagerechten Linien entstehen durch Helltastung jeder 25. Zeile. 25 Linien pro Bild ergeben eine vertikale Videofrequenz von 25 x 50 Hz = 1250 Hz. Die Dauer der Helltastung beträgt eine Zeilendauer, also 64 µs. Die beiden Videosignale werden über ein ODER-Gatter zusammengefaßt. Benutzt man statt dessen ein UND-Gatter, werden nur die Kreuzungspunkte des Gittermusters sichtbar; es entsteht ein Punktmuster, das zur optimalen Einstellung der Strahlschärfe über den ganzen Bildschirm dienen kann.

Das Schachbrettmuster ist ebenfalls gut zur Geometrieeinstellung geeignet. Nichtlinearitäten lassen sich besonders

gut feststellen, wenn man schräg von der Seite auf das Bild sieht. Die diagonale Anordnung der schwarzen Felder erscheint dann gekrümmt. Das Schachbrettmuster wird aus dem Gittermuster abgeleitet. Da nur jedes zweite Feld hellgetastet wird, müssen die Frequenzen des Gittermusters durch 2 geteilt werden; das Tastverhältnis ist hier 0,5.

Die Grautreppe enthält 8 verschiedene Helligkeitswerte vom Schwarzwert bis zum Weißpegel und dient zum Weißabgleich bei Farbgeräten und zur Einstellung von Helligkeit und Kontrast. Die erforderliche Treppenspannung erhält man, wenn man die Ausgänge eines Binärzählers über verschieden abgestufte Widerstände, entsprechend der Wertigkeit des jeweiligen Ausganges, zusammenfaßt. Aufgrund der 8 Stufen ergibt sich eine Steuerfrequenz von 8 x 15625 Hz = 125 kHz.

Die *Tabelle 2* zeigt eine zusammenfassende Übersicht über alle benötigten Signale. Das Blockschaltbild (*Bild 1*) zeigt, wie diese durch Teilung gewonnen werden.

Die Schaltung

Bild 2 zeigt das Gesamtschaltbild. G 1 und G 2 arbeiten aufgrund der Gegenkopplung über R 1 und R 2 im linearen Bereich, sie bilden die bekannte TTL-Quarzoszillatorschaltung; C 3 verhindert das Schwingen des Quarzes auf Harmonischen von 1 MHz.

Die Spannungen an den Ausgängen Q 4 von IS 1, Q 1 von IS 2 und Q 1 von IS 3 verhalten sich wie die entsprechenden Ausgänge eines 3-Bit-Binärzählers, der mit 125 kHz angesteuert wird. Sie werden über die Widerstände R 4...R 6 (1 kΩ, 2 kΩ, 4 kΩ) entsprechend ihrem binären Stellenwert addiert und ergeben die Treppenspannung für die Grautreppe.

Die Frequenz von 1250 Hz für die waagerechten Gittermusterlinien wird in G 3 mit Q 3 von IS 2 zu einem Impuls von 64 µs verknüpft. *Bild 3* zeigt das entsprechende Impulsdiagramm. Aufgrund des unganzzahligen Verhältnisses dieser Frequenz zur Zeilenfrequenz

Tabelle 1. Die CCIR-Fernsehnorm

Bildseitenverhältnis: 4:3
Zeilenzahl: 625
Bildwechselfrequenz: 25 Hz
Abtastart: Zeilensprungverfahren (2 Halbbilder je 312,5 Zeilen)
Zeilenfrequenz: 15 625 Hz
Vertikalsynchronimpulse: 270 µs Dauer
Horizontalsynchronimpulse: 5,8 µs Dauer
Modulationsart: Restseitenbandmodulation, negativ
Pegelwerte:
Synchronpegel: 100 %
Schwarzpegel: 70 %
Weißpegel: 10 %

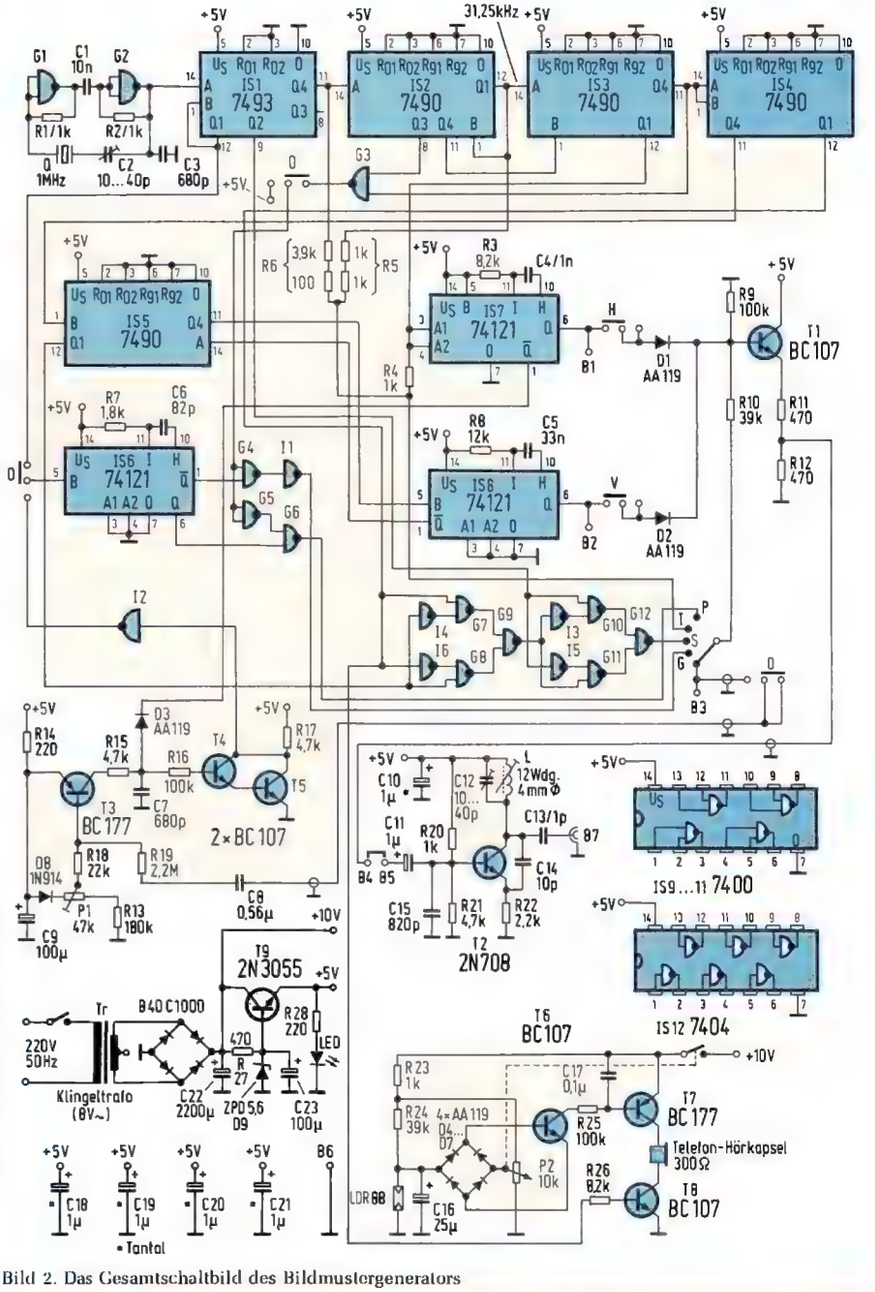


Bild 2. Das Gesamtschaltbild des Bildmustergenerators

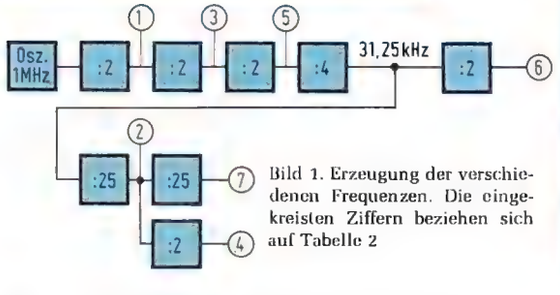


Bild 1. Erzeugung der verschiedenen Frequenzen. Die eingekreisten Ziffern beziehen sich auf Tabelle 2

Tabelle 2. Übersicht über die benötigten Frequenzen

Nr.	Signal	Frequenz	Impulsdauer/ Tastverh.
1	Gitter/Punkt hor.	500 kHz	0,1 µs
2	Gitter/Punkt vert.	1250 Hz	64 µs
3	Schachbrett hor.	250 kHz	0,5
4	Schachbrett vert.	625 Hz	0,5
5	Grautreppe hor.	125 kHz	beliebig
6	Synchr.-Imp. hor.	15625 Hz	5,8 µs
7	Synchr.-Imp. vert.	50 Hz	280 µs

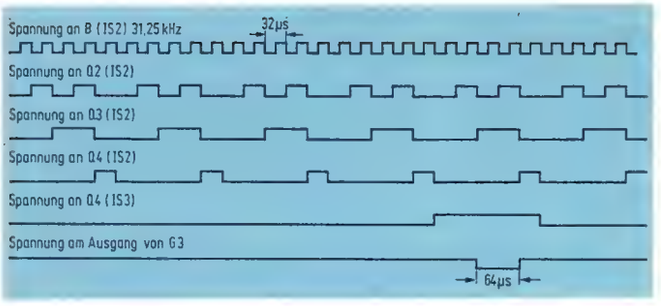


Bild 3. Impulsdiagramm zur Bildung des vertikalen Gittermustersignals

Bild 4. ▶ Das Gerät des Verfassers

wird bei jedem zweiten Teilbild die Helltastung einer Zeile in der Bildmitte beginnen und enden, was einen kleinen Absatz ergibt, der in der Praxis aber nicht stört. Die Frequenz 500 kHz wird in IS 6 in 0,1 µs lange Impulse verwandelt. Diese werden in G 4 mit den 1250-Hz-Impulsen verknüpft und bilden das Gittermuster. G 4 bildet in Verbindung mit I 1 und den invertierten Eingangssignalen eine NOR-Funktion. Werden dagegen die nicht invertierten Signale über G 6 (NAND) verknüpft, entsteht das Punktmuster.

Bei der Erklärung des Schachbrettmusters stelle man sich zunächst eine Zeile vor, die mit 250 kHz (Freq. 3) hell- und dunkelgetastet wird. Wäre das bei jeder Zeile so, würden nur senkrechte Balken entstehen. Daher muß sich nach jeweils 25 Zeilen die Phasenlage des Signals ändern; das geschieht durch die Gatter I 3, I 5 und G 10...12, die als schaltbarer Inverter dienen, der mit 625 Hz umgeschaltet wird. In der Zuführung dieser Frequenz liegt ein weiterer Phasenschalter I 4, I 6, G 7...G 9; dieser arbeitet abhängig von der Stellung des Flipflop aus IS 5. Das Flipflop wird mit der Bildwechselfrequenz (50 Hz) angesteuert und sorgt nach jedem fertig geschriebenen Teilbild für eine Umschaltung der Phasenlage. Dadurch wird die in dem Moment auch erfolgende Umschaltung in I 3, I 5, G 10...12 wieder aufgehoben. Das ist notwendig, weil wegen der ungeradzahligen Felderanzahl in senkrechter Richtung die ersten Felder mit derselben Phasenlage geschrieben werden müssen wie die letzten des vorherigen Teilbildes. Andernfalls würde jedes Karo nach einem Halbbild seine „Farbe" ändern.

Die Monoflops IS 7 und IS 8 erzeugen die genormten Impulslängen für die Synchronimpulse, die dann mit D 1 und D 2 zusammengefaßt und dem Videotransistor T 1 zugeführt werden.

Sämtliche Videosignale gelangen über den Wahlschalter an die Basis von T 1, wobei R 10 dafür sorgt, daß auch bei Schwarzpegel noch ein genügender Spannungsunterschied zum Synchronsignal besteht. Der Spannungsteiler R 11/R 12 paßt das fertige BAS-Signal dem Aussteuerbereich des Hf-Oszillators (T 2) an. Das modulierte Hf-Signal wird über C 13 ausgekoppelt und kann über B 7 den Antennenbuchsen eines Fernsehgerätes zugeführt werden. Mit C 12 läßt sich der gesamte VHF-Bereich I (Kan. 2...4) durchstimmen. An B 4 kann das (invertierte) BAS-Signal direkt abgenommen werden, z. B. zur Prüfung von Videoverstärkern.

Wird in Schalterstellung „Gittermuster" die Taste „O" gedrückt, erscheint auf dem Bildschirm eine senkrechte Linie, die folgendermaßen entsteht: Mit jedem H-Synchronimpuls wird C 7 über D 3 auf einen definierten Betrag entladen. Die anschließende Ladung über die Stromquelle T 3 hängt von der an P 1 abgegriffenen Spannung ab. Nach einer bestimmten Zeit beginnen T 4 und T 5 zu leiten, wodurch das Monoflop IS 6 getriggert wird. Es löst einen Impuls aus, der gegenüber dem Zeilenimpuls um einen bestimmten Zeitbetrag verschoben ist und auf dem Bildschirm als weißer Punkt erscheint. Die Punkte aller Zeilen bilden die erwähnte senkrechte Linie, deren Lage davon abhängt, wie schnell C 7 geladen wird; also letztlich von der an P 1 eingestellten Gleichspannung. Wird dieser Gleichspannung eine extern zugeführte Wechselspannung überlagert (über B 3, C 8 und R 19) so verschiebt sich die Lage des von IC 6 gebildeten Impulses im Rhythmus der angelegten Wechselspannung; diese wird auf dem Bildschirm abgebildet.

Die Zeitablenkung dieses „Oszillografen" ist dabei die Bildkippfrequenz von 50 Hz. Wenn an der Taste V der Vertikalsynchronimpuls abgeschaltet wird, läßt sie sich am Bildfangregler des Fernsehers in gewissen Grenzen einstellen, so daß meist ein stehendes Bild erreicht wird.

Zugegeben, zu einem anständigen Oszillografen fehlt noch eine ganze Menge, und auch die Linearität läßt zu wünschen übrig. Aber gemessen am geringen Aufwand kann diese Zusatzschaltung bei der Beurteilung von Kurvenformen im Nf-Bereich demjenigen, der noch keinen Oszillografen besitzt, wertvolle Dienste leisten. Die Eingangsempfindlichkeit ist übrigens außerordentlich groß; sie liegt in der Größenordnung von 0,1 mV/cm bei einer 59-cm-Bildröhre!

Zum Schluß sei noch die „Alarmschaltung" beschrieben. Ein Fotowiderstand, der an geeigneter Stelle des Bildschirms angebracht wird, ist Zweig einer aus P 2 und R 24 gebildeten Brükke, die mit P 2 ins Gleichgewicht gebracht werden kann. Sobald die Bildschirmhelligkeit vom vorgegebenen Wert abweicht, beginnt T 6 zu leiten, er liefert den Basisstrom für T 7, der schließlich den Stromkreis für die Hörkapsel schließt. Diese gibt nun, gesteuert von T 8, einen durchdringenden 625-Hz-Ton von sich. C 16 unterdrückt schnelle Helligkeitsänderungen, wie sie durch das Bildflimmern entstehen.

Das Netzteil ist einfach: Als Trafo wird ein preiswerter Klingeltrafo verwendet. Die Stabilisierungsschaltung entspricht der üblichen Form; bei einem maximalen Betriebsstrom von 220 mA nimmt sich allerdings der 2N 3055 etwas lächerlich aus. Er wurde im Mustergerät hauptsächlich aus Preisgründen, aber auch aus Gründen der (Kurzschluß-) Sicherheit eingebaut. Ein Kühlblech ist nicht erforderlich.

Hinweise für den Nachbau

Der Aufbau ist unkritisch. Es sollte lediglich auf kurze Verbindungsleitungen geachtet werden. Das gilt in besonderem Maße für den VHF-Oszillator, der zumindest weit genug von anderen Teilen entfernt aufgebaut werden soll; besser noch ist eine eigene Abschirmung. Die Stützkondensatoren C 18...C 21 werden an verschiedenen Stellen der Schaltung möglichst nahe an den Stromversorgungsanschlüssen der IS angebracht.

Für verschiedene Zwecke (z. B. exakte Einstellung von Bild- und Zeilenfrequenz) hat es sich als zweckmäßig erwiesen, die Synchronimpulse abschaltbar zu machen. Das geschieht mit den Tasten V und H. Außerdem werden die entsprechenden Signale an Buchsen (B 1 und B 2) geführt.

Das Mustergerät wurde in ein Alugehäuse eingebaut; *Bild 4* vermittelt einen Eindruck.

Auch ohne Spezialbauteile und ohne die Anwendung einer besonderen Miniaturisierungs-Technologie läßt sich heute ein echtes Westentaschen-Funksprechgerät aufbauen, dessen Leistungsfähigkeit zumindest für die Nahbereichs-Kommunikation vollkommen ausreicht.

Herwig Feichtinger

2-m-Mini

Subminiatur-FM-Funksprechgerät

Auf Gewicht und Größe eines tragbaren Funksprechgeräts hat heute zweifellos die Stromversorgung (Akku oder Batterie) den größten Einfluß, denn alle übrigen Teile lassen sich fast beliebig miniaturisieren. Das bedeutet, daß bei einer gegebenen Mindest-Betriebsdauer die Batterie und damit das Gesamtgerät nur dann wesentlich verkleinert werden können, wenn der Stromverbrauch der Schaltung drastisch gesenkt wird. Wenn beispielsweise (wie hier) nur eine übliche 9-V-Batterie mit etwa 90 mAh nutzbarer Kapazität verwendet werden soll, darf der mittlere Stromverbrauch des Geräts nur etwa 9 mA betragen, um einen zehnstündigen Betrieb zu gewährleisten.

Nimmt man weiter an, daß der mittlere Stromverbrauch etwa doppelt so groß ist wie der Ruhestrom des Empfängers, so dürfte dieser unter den gleichen Voraussetzungen nur 4,5 mA betragen. Dieser Traumwert wird vom Mustergerät zwar nicht ganz erreicht, aber immerhin nur um 1 mA überschritten! Maßgebend war hierfür die Verwendung moderner, stromsparender IS sowie eine besonders „energiebewußte" Schaltungsauslegung.

Die IS TCA 770

Einen Hauptanteil des Empfänger-Ruhestromes beanspruchte bisher der Zf-Verstärker. Geht man von einer integrierten Realisierung aus, so benötigte allein dieser Schaltungsteil etwa zwischen 5 mA (SO 41 P) und 12 mA (TBA 120).

Heute steht mit der IS TCA 770 von Valvo ein Zf-Verstärker zur Verfügung, der mit nur 0,5 mA auskommt (!) und daher für die Anwendung in tragbaren Funksprechgeräten geradezu prädestiniert ist. Neben dem Begrenzerverstärker enthält er auch einen Koinzidenz-Demodulator und einen als Nf-Vorverstärker verwendbaren Operationsverstärker.

Ausschlaggebend für den extrem geringen Stromverbrauch ist die Kompensation der Basis-Kollektor-Kapazitäten in den Stufen des Begrenzerverstärkers, um hohe Arbeitswiderstände zu ermöglichen. Das Prinzipschaltbild einer solchen Stufe zeigt *Bild 1*. Da es sich um Differenzverstärker handelt, ist die Kompensation durch gegenphasig gespeiste, mitintegrierte Kondensatoren möglich, deren Wert möglichst dem der störenden Basis-Kollektor-Kapazität gleich ist. Mit diesem Schaltungskniff ist auch bei hochohmiger Auslegung die für hohe Frequenzen gegenkoppelnde Wirkung der transistorinternen Rückwirkungskapazität nahezu aufgehoben.

Bild 2 zeigt die Anschlußbelegung dieser interessanten IS.

„Energiesparen": Überlegungen zur Schaltungsauslegung

Die Notwendigkeit eines geringen Stromverbrauchs beeinflußt natürlich auch die Auslegung der diskreten Schaltungsteile. So ist beispielsweise die Verwendung von MOSFETs in der Hf-Vorstufe und in den Mischern nicht unbedingt ideal, da sie im Vergleich zu einer bipolaren Realisierung unverhältnismäßig mehr Strom beanspruchen.

Auch die Frage, ob ein Einfach- oder Doppelsuperkonzept verwendet werden soll, wird durch den Zwang der kleinen Batteriekapazität beantwortet. Denn einerseits ist eine hohe Zf aus Gründen der Spiegelselektion erforderlich, andererseits sind aber IS wie die TCA 770 nur bis etwa 500 kHz brauchbar. Der Stromverbrauch eines zusätzlichen Mischers und Oszillators beim Doppelsuper ist gegenüber dem Mehrbedarf von IS, die für höhere Zwischenfrequenzen geeignet sind, vergleichsweise gering.

Wenn in obigen Betrachtungen immer nur der Verbrauch des Empfängers berücksichtigt wurde, so hat das seinen Grund in der Relation zwischen Empfänger- und Sender-Betriebszeit; letztere kann bei normalem Funkbetrieb mit etwa 10 % veranschlagt werden. Trotzdem ist natürlich die Batteriebelastung durch den Sender durchaus wesentlich. Da im Interesse einer hohen Lebensdauer und optimalen Kapazitätsausnutzung die Stromaufnahme aus einem 9-V-Nickel-Cadmium-Akku (z.B. Varta Tr7/8) etwa 45 mA nicht übersteigen sollte, sind Überlegungen hinsichtlich Sendeleistung und Wirkungsgrad durchaus angebracht. Es wurde daher ein Konzept mit 72-MHz-Quarzen und nur einmaliger Frequenzverdopplung angewendet, und die Endstufe liefert etwa 100 mW Hf an die Antenne.

Die Schaltung des „2-m-Mini"

Wie die Gesamtschaltung in *Bild 3* zeigt, ist der Aufwand auffallend gering. (Das muß er auch sein, damit das Gerät nicht die Ausmaße eines „Kommunikationskoffers" bekommt!)

Wie schon oben erwähnt, finden im Empfänger (aber auch im Sender) ausschließlich bipolare Transistoren Verwendung. Entgegen einer weit verbreiteten Ansicht ist es auch mit dieser Technologie möglich, empfindliche

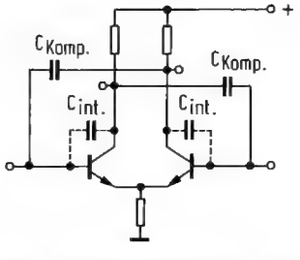


Bild 1. Die Verstärkerstufen in der IS TCA 770 sind hochohmig ausgelegt, damit der Stromverbrauch gering bleibt. Um trotzdem noch 500 kHz verarbeiten zu können, sind die störenden Basis-Kollektor-Rückwirkungskapazitäten durch einen Schaltungskniff kompensiert

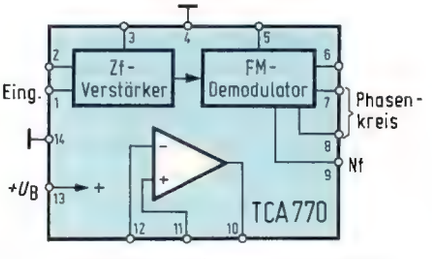


Bild 2. Die Anschlußbelegung der TCA 770. Um Verkopplungen zu vermeiden, sind die Masseanschlüsse für den Zf- und den Nf-Teil getrennt herausgeführt. Die Gehäuseform ist ursprünglich für Dickfilmschaltungen vorgesehen, läßt sich aber auch normal einlöten

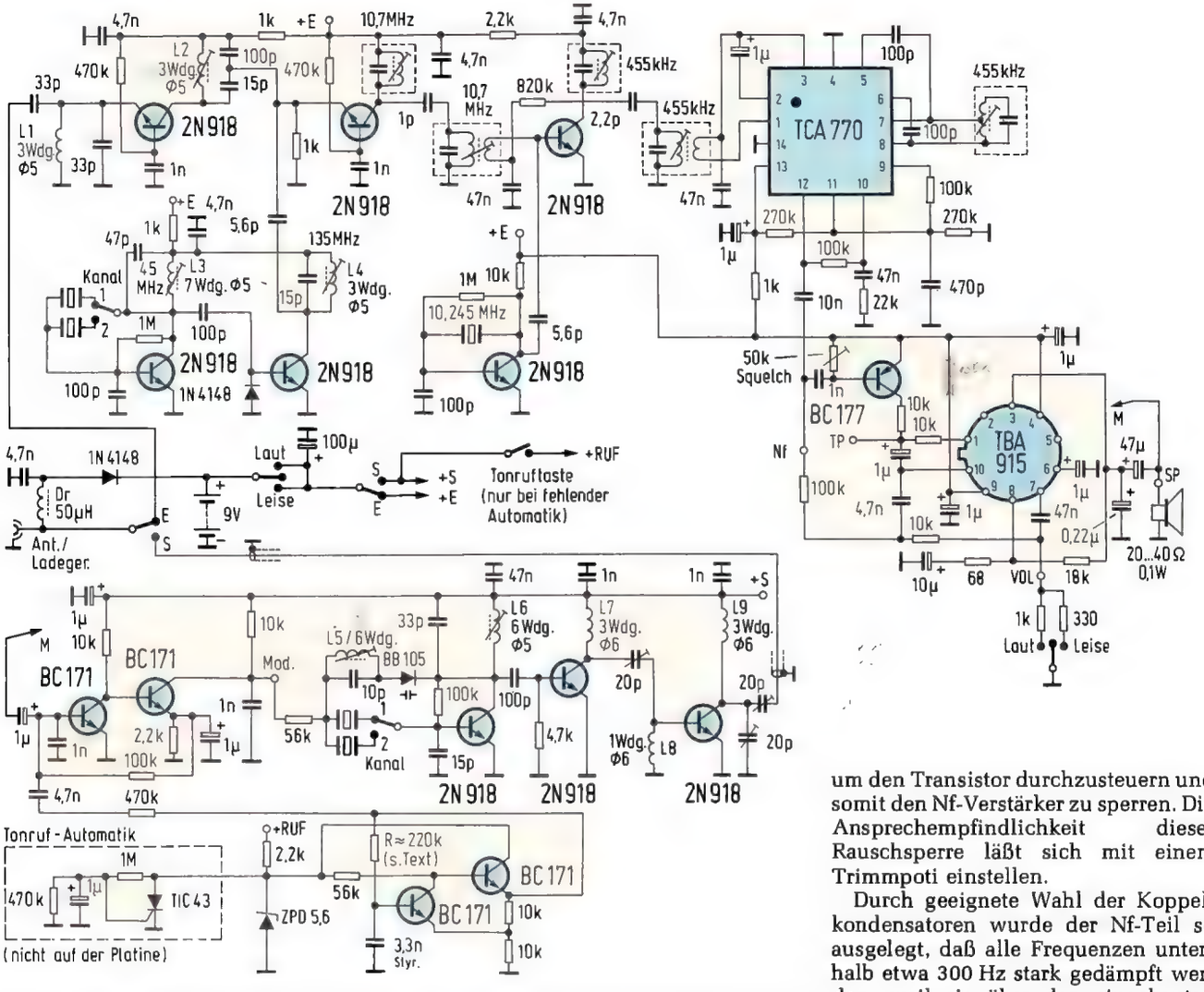


Bild 3. Das Gesamtschaltbild des „2-m-Mini". Der gestrichelt eingerahmte Schaltungsteil kann zur automatischen Tonruferzeugung zu Beginn jeder Sendung verwendet werden

Empfänger zu bauen; ein gewisser Nachteil ist dagegen die meist etwas geringere Kreuzmodulationsfestigkeit bipolarer Hf-Stufen und Mischer. Dieser Nachteil wird hier aber im Interesse des geringen Stromverbrauchs bewußt in Kauf genommen.

Hf-Stufe und erster Mischer arbeiten in Basisschaltung, da diese bei geringem Kollektorstrom deutlich bessere Resultate liefert als die Emitterschaltung, zumindest im UKW-Bereich. Als Injektionsfrequenz für den ersten Mischer dient das verdreifachte Signal des Empfänger-Quarzoszillators. Da die 1. Zf 10,7 MHz ist, errechnet ist daher die notwendige Quarzfrequenz zu

$$f_Q = \frac{f_E - 10{,}7\ \text{MHz}}{3}$$

Die erste Zf wird im zweiten Mischer auf 455 kHz umgesetzt, die schließlich von der IS TCA 770 genügend verstärkt, begrenzt und demoduliert werden; der Höckerabstand des FM-Demodulators beträgt bei der angegebenen Dimensionierung etwas 25 kHz.

Der in der Zf-IS mitintegrierte Operationsverstärker dient hier als Nf-Vorverstärker. Sein Ausgangssignal wird über eine Deemphasis und den Lautstärke-Einsteller der Nf-IS TBA 915 zugeführt, die bei 9 V Betriebsspannung etwa 300 mW an einen 20-Ω-Lautsprecher abgeben kann. Sie zeichnet sich durch einen besonders geringen Ruhestrom aus: Bei offener Rauschsperre, aber ohne Nf, benötigt sie nur knapp 2 mA. Besonders praktisch ist der Schalteingang der IS, der hier als Rauschsperre genutzt wird; er verringert den Ruhestromverbrauch (Rauschsperre geschlossen) auf etwa 0,4 mA.

Zur Ansteuerung dieses Schalteingangs dient hier ein pnp-Transistor. Er erhält an der Basis über einen Hochpaß die demodulierte Nf, die ohne empfangenes Signal praktisch nur Rauschen enthält; die Rauschspannung genügt, um den Transistor durchzusteuern und somit den Nf-Verstärker zu sperren. Die Ansprechempfindlichkeit dieser Rauschsperre läßt sich mit einem Trimmpoti einstellen.

Durch geeignete Wahl der Koppelkondensatoren wurde der Nf-Teil so ausgelegt, daß alle Frequenzen unterhalb etwa 300 Hz stark gedämpft werden, weil sie über den eingebauten kleinen Lautsprecher ohnehin nicht wiedergegeben werden können und somit nur den Stromverbrauch unnötig erhöhen würden.

Als Lautstärke-Einsteller läßt sich zwar ein 1-kΩ-Poti verwenden; da es aber relativ viel Platz braucht (hier wurde mit jedem Kubikzentimeter gerechnet), wurde eine andere Lösung gewählt: Ein zweipoliger Kipp-Umschalter mit Mittelstellung erlaubt die Schaltstellungen „laut", „aus" und „leise". Die beiden Lautstärkestellungen entsprechen bei der in Bild 3 angegebenen Dimensionierung etwa einer Nf-Ausgangsleistung von 300 mW bzw. 30 mW.

Der Sender wurde aus den obigen Gründen für die Verwendung von 72-MHz-Quarzen ausgelegt und enthält daher im Hf-Teil nur drei Stufen, nämlich den Quarzoszillator, einen Frequenzverdoppler und schließlich die „Endstufe", die ihen Namen hier nur aus ihrer Lage in der Schaltung und nicht etwa aus einer großen Leistung ableitet, denn die Ausgangsleistung

dieses einfachen Senders beträgt ja nur etwa 100 mW.

Die Erzielung eines ausreichend großen FM-Hubes ist bei derartigen Schaltungen oft ein besonderes Problem, da sich hochfrequente, meist auf dem 5. Oberton schwingende Quarze nur schwer frequenzmodulieren lassen. Dabei ist es zwar meist einfach, die Frequenz einige kHz nach unten zu ziehen, es ist aber wesentlich schwieriger, eine höhere als die auf dem Quarz aufgedruckte Frequenz zu erzeugen. Das Problem läßt sich lösen, wenn man bei der Quarzbestellung nicht genau die halbe Sendefrequenz, sondern 2 kHz mehr angibt; zum Beispiel bestellt man für die Sendefrequenz 145,000 MHz einen 72,502-MHz-Quarz. Dieser läßt sich dann mit einem im Oszillator vorhandenen Serienschwingkreis bequem die fehlenden 2 kHz nach unten ziehen, wobei es nun kein Problem mehr ist, 5 kHz Hub zu erzielen.

Der zur Ansteuerung der Modulator-Varicap notwendige Nf-Pegel wird von einem zweistufigen Mikrofonverstärker geliefert, der gleichzeitig die bei FM übliche Preemphasis (Höhenanhebung zur Verbesserung des Signal-Rausch-Abstandes) bewirkt.

Ein Tonrufoszillator für 1750 Hz ermöglicht das Auftasten von Relaisfunkstellen. Es wird empfohlen, den frequenzbestimmenden Widerstand nicht als Trimmpoti auszuführen, sondern einen geeigneten Festwiderstand auszusuchen (s.u.), da so eine wesentlich bessere Langzeitstabilität erreicht werden kann.

Da auch eine Tonfruftaste Platz benötigt, liegt der Gedanke nahe, den Tonruf automatisch z. B. für etwa 0,3 s zu Beginn jeder Sendung auszustrahlen. Wenngleich man sich über Sinn und Unsinn eines solchen „Piepmatzes" streiten kann, sei doch eine einfache Schaltung angegeben; sie ist in Bild 3 als gestricheltes Kästchen enthalten. Die Leitung „+Ruf" ist dann fest mit der Sender-Betriebsspannung (+S) zu verbinden. Die Abschaltung des Tonrufoszillators geschieht in diesem Fall über einen Kleinleistungs-Thyristor. Diese kleine Zusatzschaltung findet auf einer nicht bestückten Platinenecke gerade Platz.

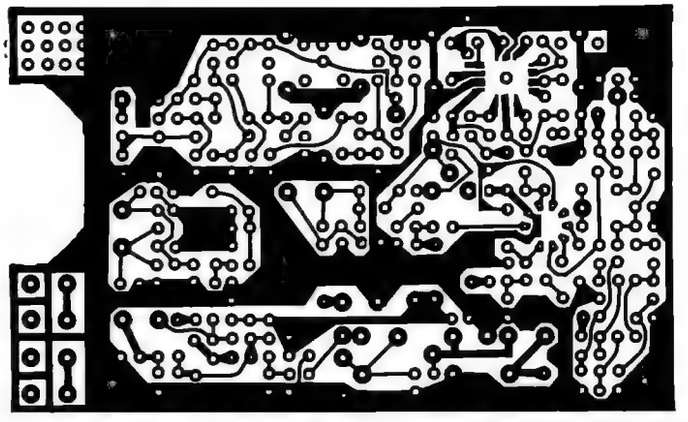


Bild 4. Auf dieser Platine hat die gesamte Schaltung mit Quarzen für zwei Kanäle Platz. Die Tonruf-Automatik kann auf dem kleinen „Lochraster"-Teil untergebracht werden, andernfalls zwei zusätzliche Quarze (ein Kanal)

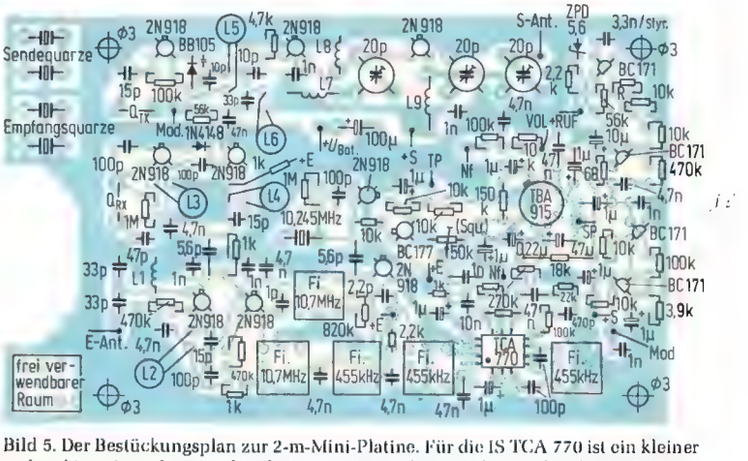


Bild 5. Der Bestückungsplan zur 2-m-Mini-Platine. Für die IS TCA 770 ist ein kleiner rechteckiger Ausschnitt in die Platine zu sägen oder zu feilen, in den das IS-Gehäuse genau hineinpaßt

Der Zusammenbau

Die gesamte Schaltung des Taschen-Funksprechgeräts ist auf einer normalen (einseitigen) Platine untergebracht, die in *Bild 4* zu sehen ist; *Bild 5* zeigt den dazugehörigen Bestückungsplan. Es sind unbedingt Miniaturbauteile zu verwenden, da die meisten Bauelemente im 2,5-mm-Raster stehend angeordnet sind.

Da die IS TCA 770 in einem speziellen Miniaturgehäuse untergebracht ist, das ursprünglich für Dickfilmschaltungen vorgesehen war, ist bei ihrem Einbau einiges zu beachten. Zunächst ist die Platine mit einem entsprechenden rechteckigen Ausschnitt zu versehen, in den die IS genau hineingepaßt; das Einlöten muß schließlich mit einer genügend feinen Lötspitze vorgenommen werden, um zu verhindern, daß Lötzinn zwischen die Anschlüsse fließt.

Die Quarze müssen ohne Abstand direkt auf die Platine gelötet werden; Steckfassungen würden eine unzumutbare Bauhöhe erfordern. Da die Quarze nicht durch Leiterbahnen mit der übrigen Schaltung verbunden sind, können sie nach Belieben frei mit dem Kanalschalter sowie dem Sender oder Empfänger verbunden werden.

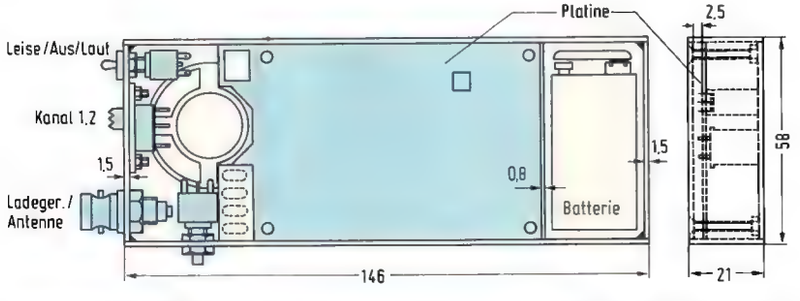


Bild 6. Mit geringem Werkzeugaufwand läßt sich aus kupferkaschierten Epoxidplatten, wie sie auch für Platinen verwendet werden, ein geeignetes kleines Gehäuse zusammenbauen. An den Kanten werden die Platten einfach zusammengelötet

Da es kein serienmäßig hergestelltes Gehäuse gibt, das die idealen Einbaumaße besitzt, wurde das Mustergerät kurzerhand in ein aus kupferbeschichteten Epoxidharz-Platinen selbst erstelltes Gehäuse der Außenmaße 146 mm x 58 mmx 21 mm eingesetzt; da die Platten an den Ecken miteinander verlötet werden können, ist die mechanische Stabilität ausgezeichnet. Gleichzeitig wird eine elektrische Abschirmung der Schaltung nach außen hin erreicht. Die Konstruktion dieses übrigens auch recht billigen Gehäuses geht aus *Bild 6* hervor.

Die Sprechtaste ist ein Momenttaster mit zwei Umschaltkontakten, die für die Betriebsspannung und die Antenne benötigt werden. Zur Umschaltung der im Mustergerät enthaltenen zwei Kanäle (dafür sind vier Quarze erforderlich) dient ein Schiebeschalter, der ebenfalls zwei Umschaltkontakte besitzen muß. Der als Lautstärkeeinsteller mitbenutzte Ein-Aus-Schalter ist eine handelsübliche Ausführung (2 x Ein-Aus-Ein mit Mittelstellung).

Die Verwendung von 8-Ω-Lautsprechern kann wegen der möglichen Überlastung und des schlechten Wirkungsgrades des Nf-Verstärkers bei zu niederohmiger Last nicht empfohlen werden. Die Lautsprecherimpedanz soll etwa zwischen 20 Ω und 40 Ω liegen; der Außendurchmesser darf bei der vorliegenden Gehäusekonstruktion 40 mm nicht überschreiten (*Bild 7*).

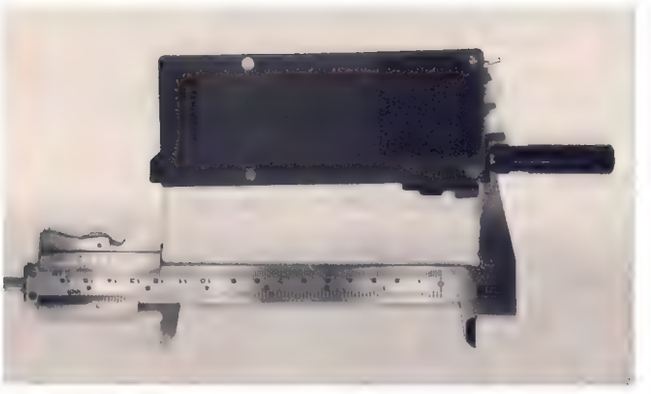


Bild 7. Der Größenvergleich mit einer Schublehre zeigt die geringen Ausmaße des FUNKSCHAU-2-m-Mini (Foto: Leutmayr)

Tabelle 1 gibt an, wo die im Gerät verwendeten Spezialbauteile zu haben sind.

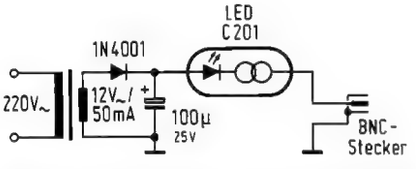


Bild 8. Bei Verwendung moderner Leuchtdioden mit eingebauter Konstantstromquelle reduziert sich der Aufwand für ein Akku-Ladegerät auf ein Minimum. Das Ladegerät wird einfach an die Antennenbuchse des Taschenfunksprechgeräts angeschlossen, so daß keine zusätzliche Ladebuchse erforderlich ist

Der Abgleich

Hat man die Platine bestückt, kann der Abgleich beginnen. An Meßgeräten benötigt man dazu ein Hf-Wattmeter, das 100 mW noch sauber anzeigt und bei dem möglichst auch noch 10 mW ablesbar sind, und einen gut geschirmten Meßsender, der aber auch durch das Signal einer nicht zu stark einfallenden Relaisfunkstelle ersetzt werden kann. Auch ein Frequenzzähler leistet gute Dienste.

Mit ihm kann nämlich erst einmal die Sendefrequenz eingestellt werden; wegen der geringen Sendeleistung ist es ohne weiteres zulässig, ihn direkt mit dem Antennenanschluß zu verbinden, und durch Verdrehen von L6 zunächst eimal den Oszillator zum Schwingen zu bringen. Die günstigste Einstellung ist dabei, wenn L6 so weit herausgedreht wird, bis der Oszillator gerade noch sicher anschwingt. L5 kann dann auf die gewünschte Sendefrequenz abgeglichen werden. Die Trimmer in Treiber und Endstufe werden mit Hilfe des Wattmeters einfach auf maximale Ausgangsleistung abgeglichen.

Wie schon eingangs erwähnt, ist es sinnvoll, den frequenzbestimmenden Widerstand im Tonrufoszillator nicht als Trimmer, sondern als Festwiderstand auszuführen; dieser muß meist Werte um 220 kΩ haben, um die gewünschte Frequenz von 1750 Hz zu erhalten. Abweichungen bis etwa ±40 Hz sind bei den meisten FM-Relaisfunkstellen ohne weiteres zulässig. Wer die automatische Tonruferzeugung mit dem Thyristor statt der Tonruftaste einbaut, kann die Tondauer mit dem am Gate des Thyristors befindlichen Elko ändern (für ihn genügt übrigens eine Spannungsfestigkeit von nur 3 V).

Der Abgleich des Empfänges ist fast noch einfacher: Zunächst schließt man den Frequenzzähler über einen Koppelkondensator von etwa 1 pF an den

Tabelle 1

Bezugsquellen

Leuchtdiode C 201 (Litronix): Fa. Neumüller, München
Zf-Filter 455 kHz (Kennfarbe schwarz) und 10,7 MHz (Kennfarbe orange), Subminiatur-Ausführung: Fa. Conrad, Hirschau
Keramische Scheibenkondensatoren, Min.-Ausf., und Akku Tr7/8: Fa. Bürklin, München
Diese und alle anderen Spezialteile, wie Platinen, 20-Ω-Miniaturlautsprecher und Quarze, können einzeln oder als Bausatz von der Firma J. Frank-Elektronik, Wasserburger Landstr. 120, 8000 München 82, bezogen werden.

Tabelle 2

Einige technische Daten des Mustergeräts

Gehäuseabmessungen	146 mm x 58 mm x 21 mm
Gewicht (m.Akku)	ca. 250 p
Antennenanschluß	50-Ω-BNC-Buchse, gleichzeitig Ladeanschluß
Sendeleistung	100 mW
FM-Hub	max. 5 kHz
Nf-Ausgangsleistung	0,3 W an 20Ω
Empfänger-Bandbreite	ca. 10 kHz/3 dB
Empfindlichkeit	< 0,3 µV/10 dB (S+N)/N
Stromversorgung	9-V-Batterie oder Akku (90mAh)
Stromverbrauch	Rauschsperre geschlossen: 5,5 mA Rauschsperre geöffnet: 7 mA Senden: 40 mA

Kollektor des Oszillatortransistors an und verdreht L3, bis der Quarz schwingt. Mit Hilfe des Meßsenders oder einer Relaisfunkstelle gleicht man nun einfach alle Kreise bis auf den Demodulatorkreis auf geringstes Rauschen und letzteren auf maximale Nf-Ausbeute ab. Ohne Eingangssignal wird dann das Rauschsperren-Trimmpoti so eingestellt, daß das Rauschen gerade eben verschwindet.

Sollten sich beim Schalten anderer Kanäle unerwünschte Frequenzabweichungen von Sende- oder Empfangs-Quarzen ergeben, so kann eine kleine Spule von wenigen Windungen, gewickelt auf einen Ferrit-Spulenkern, Abhilfe schaffen, die zum jeweiligen Quarz in Serie gelegt wird.

Die wichtigsten technischen Daten des Mustergeräts nennt *Tabelle 2*.

Geeignete Antennen

Wegen des 50-Ω-Antennenanschlusses ist praktisch jeder Strahler mit Normanschluß brauchbar. Allerdings hat natürlich die geringe Größe des Taschenfunksprechgeräts nur dann einen Sinn, wenn auch die Antenne handliche Ausmaße besitzt, wie das etwa bei den heute sehr beliebten Wendelantennen der Fall ist. Nicht vergessen werden darf dabei natürlich, daß dann die Strahlungsleistung wegen der auftretenden Verluste nicht mehr 100 mW, sondern höchstens noch 30...50 mW beträgt.

Trotzdem ist auch mit einer Wendelantenne (deren Selbstbau übrigens in der FUNKSCHAU 1977, Heft 2, beschrieben wurde) zumindest über einige km (je nach Gegenstation und Gelände) eine sichere Funkverbindung möglich.

Aufladen des eingebauten 9-V-Akkus

Über die Antennenbuchse kann der Akku wieder aufgeladen werden, ohne ihn aus dem Gerät entnehmen zu müssen und ohne eine zusätzliche Buchse zu verwenden. Die Schaltung in *Bild 8* liefert zu diesem Zweck einen Strom von etwa 10 mA, die Ladedauer beträgt bei vollständig entleertem Akku 14 Stunden. Da wegen der sehr flach verlaufenden Ladespannung eine automatische Endabschaltung nur schwer und schlecht reproduzierbar zu realisieren ist, wurde bewußt darauf verzichtet; immerhin schadet dem Akku aber auch eine zehnstündige Überladung mit I_{10} nicht.

Der Fotoamateur, der seine Bilder selbst entwickelt, ist auf einen präzisen Zeitgeber angewiesen, der ihm anzeigt, wann ein belichtetes Bild vom Entwickler in das Fixierbad gebracht werden muß.

Alfred Schuster

Zeitgeberschaltung für den Fotoamateur

Bei dem Zweibad-Verfahren der Fa. Tetenal, Hamburg, ist bei einer Arbeitstemperatur von 35 °C das belichtete Papier 90 s zu entwickeln und ebenso lange zu fixieren. Der hier beschriebene Zeitgeber hat also nach 90 s ein Signal abzugeben, das bei Dunkelheit zu erkennen sein muß. Durch einen Umschalter ist es möglich, auch bei einer Entwicklungstemperatur von 40 °C mit einem nach 60 s erscheinendem Signal zu arbeiten.

Ein optisches Signal eignet sich gut, es muß aber durch eine akustische Anzeige ergänzt werden, da die Gefahr besteht, daß man das optische Zeichen nicht sieht, wenn man mit der Belichtung anderer Bilder beschäftigt ist.

Der hier beschriebene Zeitgeber genügt den geforderten Daten hinsichtlich Genauigkeit, leichter Bedienbarkeit und Betriebssicherheit. Die eingestellte Zeit wird sehr genau reproduziert, zwei Taster machen die Bedienung auch bei Dunkelheit zu einem Kinderspiel, und das Plastikgehäuse sorgt für elektrische Sicherheit.

Trotz der relativ aufwendigen Gesamtschaltung bleiben die Kosten unter 35 DM. Das ist ein Preis, der unter dem der im Handel befindlichen (meist mechanischen) Uhren liegt.

Die Schaltung besteht aus:
dem Zeitgeber selbst
einem Monoflop als Impulsverlängerer,
dem Schalter,
einem Rechteckgenerator,
der Nf-Endstufe und
dem Netzteil

Der Zeitgeber

Er arbeitet mit der IS NE 555. Vom Verfasser wurde eine IS im 8-Pin-Gehäuse (DIL) verwendet, deren Anschlußbelegung aus *Bild 1* hervorgeht. Diese IS eignet sich als Zeitgeber über einen sehr weiten Bereich; der geringe Temperaturgang des IS führt zu einer sehr guten Reproduzierbarkeit der eingestellten Zeit.

Die Schaltung des zeitbestimmenden Bausteines geht aus *Bild 2* hervor. Der Tiefpaß R2, C3 schließt die Triggerung der IS durch Störimpulse, die aus dem Netz kommen könnten, aus. Der Tantalelko C2 hat eine Kapazität von 68 µF. Die Verwendung eines Becherelkos kann nicht empfohlen werden, da infolge des höheren Leckstromes die einmal eingestellte Zeit nicht immer genau reproduzierbar ist. Der Set-Eingang der IS liegt über R2 (100k) an Taster 1, der Reset-Eingang über einen 47-Ω-Widerstand an Taster 2.

Pin 5 der IS wird nicht benötigt und lediglich über C4 (10nF) auf Masse gelegt. Es ist darauf zu achten, das am Ausgang des Bausteines (Pin 3) die Leuchtdiode LED 1 über einen Widerstand von mindestens 220 Ω angeschlossen wird. Das schließt eine Überlastung der IS aus und verhindert gleichzeitig eine Verschleierung der Farbpapiere durch eine zu große Helligkeit der LED.

An den Anschlüssen 6 und 7 liegen die zeitbestimmenden Bauelemente, die aus dem Umschalter U1, R1 und den beiden Potentiometern P1, P2 sowie dem Tantalelko C2 bestehen. Mit dem Umschalter U1 kann man die gewünschte Zeit, in diesem Fall 60 s oder 90 s, einstellen.

Das Monoflop

Nach Ablauf der eingestellten Verzögerungszeit triggert die negative Impulsflanke des Zeitgebers das mit der IS SN 7400 realisierte Monoflop. Man benötigt lediglich drei der enthaltenen vier Nand-Gatter. Die äußere Beschaltung ergibt sich ebenfalls aus Bild 2. Diese Kippschaltung gibt an seinem

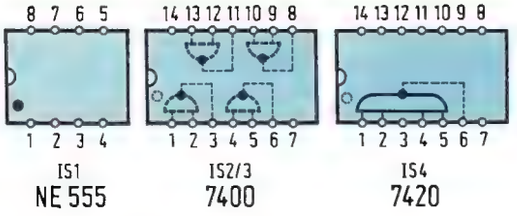


Bild 1. Die Anschlußbelegung der verwendeten IS

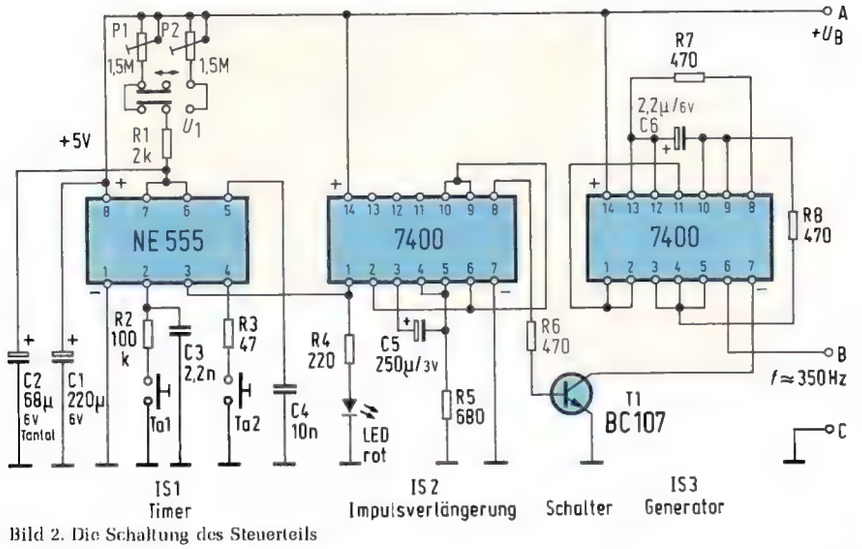


Bild 2. Die Schaltung des Steuerteils

Ausgang einen auf etwa 1 s verlängerten Impuls an die Basis des nachfolgenden Schalters ab.

Die Schaltung

Für die Dauer des Impulses schaltet der Transistor T 1 durch. An seinem Kollektor liegt jetzt nahezu Massepotential, dadurch erhält IS 3, der Generator, die Betriebsspannung und beginnt zu schwingen. Der Multivibrator wird ebenfalls mit der IS 7400 realisiert.

ist nicht sehr sauber, erfüllt aber seinen Zweck.

Das Netzteil

Das stabilisierte Netzteil muß einen Strom von max. 80 mA abgeben. Zur Netztrennung wurde ein Klingeltransformator mit getrennten Wicklungen benutzt. Die Sekundärwicklung gibt eine Spannung von 8 V ab. Nach der Gleichrichtung stehen am Siebkondensator C8 ca. 11 V. An der Basis des Transistors T2 liegt die von der Z-Diode stabilisierte Spannung von 6,8 V. Am Ausgang der Schaltung ergeben sich damit ungefähr 5,3 V.

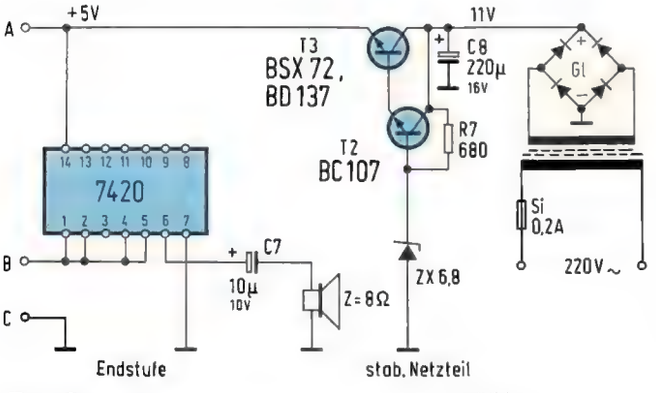
Es ist darauf zu achten, daß die Betriebsspannung nicht 5,5 V übersteigt! Bei der Wahl des Transistors T3 ist auf eine ausreichende Überdimensionierung zu achten, da der Transistor im Mustergerät nicht gekühlt wird; er muß eine Verlustleistung von mindestens 0,5 W verarbeiten können. Ein BD 137 reicht völlig aus. Entstehende Wärme wird durch die Bohrungen in der Gehäuseoberseite abgeführt. Eine Sicherung von 0,2 A schützt die Schaltung vor Überlastung.

Inbetriebnahme der Schaltung

Das Einschalten des Geräts verursacht einen steilen Anstieg der Betriebsspannung. Meist triggert dies die Schaltung und die LED beginnt zu leuchten. Das kann durch den Taster „Reset" rückgängig gemacht werden. Mit Hilfe einer genauen Uhr mit Sekundenzeiger wird die Schaltung geeicht.

Man dreht dazu das Potentiometer P1 zunächst auf kleine Widerstandswerte und stoppt die Zeit, die vergeht, bis das akustische Signal ertönt bzw. die Leuchtdiode erlischt. Die gewünschte Zeit wird durch Verstellen des Potis P1 erreicht.

Nach dem Umschalten des Schalters U1 in seine andere Stellung geschieht das



▲ Bild 3.
Die Nf-Endstufe und das 5-V-Netzteil

Der Generator

Bild 2 enthält auch den Generatorteil. Es werden zwei Widerstände und ein frequenzbestimmender Kondensator benötigt. Die Frequenz beträgt bei der angegebenen Dimensionierung ca. 300...350 Hz.

Die Endstufe

Als Verstärker kann ein 7400 benutzt werden. Es enthält zwei Leistungs-NAND-Gatter, von denen jedoch nur eines Verwendung findet. Die Ausgangsleistung reicht aus, um damit über einen Kleinlautsprecher einen gut hörbaren Ton zu erzeugen. Dieser Ton

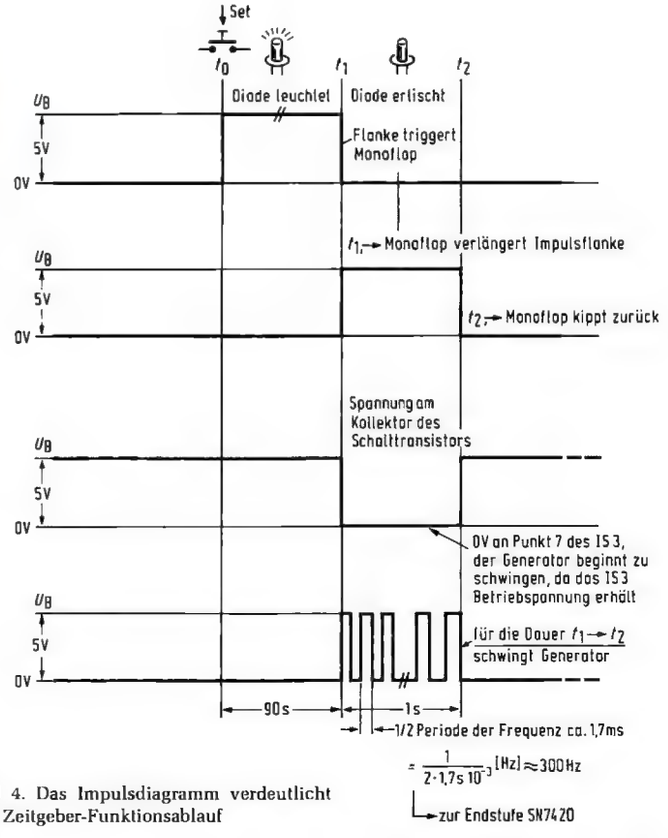


Bild 4. Das Impulsdiagramm verdeutlicht den Zeitgeber-Funktionsablauf

gleiche mit P2 für eine zweite Zeitdauer. Man hat jetzt zwei Verzögerungszeiten programmiert, die beliebig oft wiederholt werden können. Der „Reset"-Taster gestattet es, den Ablauf des Vorganges vorzeitig zu unterbrechen, falls das einmal erforderlich sein sollte. Bei Verwendung eines Kondensators von 68 µF und eines Potis von 1,5 MΩ können Verzögerungszeiten bis etwa 300 s eingestellt werden. Nach diesem Abgleich ist das Gerät betriebsbereit.

Aufbau des Gerätes

Das Gerät wird aus Sicherheitsgründen in ein Plastikgehäuse eingebaut. Auch bei noch so vorsichtiger Handhabung wird manchmal etwas von den Chemikalien verschüttet; da sie basischen Charakter haben und gut leiten ist dies eine sinnvolle Vorsichtsmaßnahme. Außerdem greifen verschiedene Entwickler, die Natriumhydroxid oder Kaliumhydroxid enthalten, Aluminiumgehäuse an.

Bild 4 gibt ein anschauliches Impulsdiagramm wieder, das die Funktionen der einzelnen Bausteine verdeutlicht. Die IS setzt man zweckmäßigerweise auf die im Handel erhältlichen 14-Pin-Sockel.

Erwähnt sei noch, das eine nach vorliegendem Muster aufgebaute Schaltung seit längerer Zeit ohne Beanstandung im Fotolabor des Verfassers ihren Dienst versieht.

Scott Hill

Elektronisch gesteuerter Zufallsgenerator für Psi-Tests

Unter Psi-Tests versteht man den Versuch, durch deutlich sichtbare Abweichungen von zufälligen Verteilungen der Trefferraten bei der Beeinflussung (Psychokinese) oder Vorhersage des Ergebnisses eines zufälligen Prozesses eine entsprechende „Begabung" der Versuchsperson nachzuweisen. Der dänische Physiker Scott Hill hat für diese Zwecke ein handliches elektronisches Gerät entwickelt, das er im folgenden beschreibt. Klaus Kornwachs (Universität Freiburg) übersetzte uns das Manuskript ins Deutsche.

In der wissenschaftlichen Forschung ist es oft erforderlich, eine Serie von zufälligen Zahlen (Ziffern von 0 – 9) zu erzeugen. Dazu sind in der letzten Zeit verschiedene Methoden benutzt worden, einschließlich Computerprogrammen, radioaktivem Zerfall und Rauschen in Halbleitern (thermisches Rauschen nach Johnson oder 1/f-Rauschen).

Um Zufallszahlen in Verbindung mit digitaler (elektronischer) Logik zu erzeugen, wurde von dem deutschen Physiker Helmut Schmidt der radioaktive Zerfall benutzt [1]. Dazu wird jedoch eine radioaktive Quelle benötigt, und das damit verbundene Gewicht der Abschirmung, das Geiger-Müller-Zählrohr und die Ableseeinheit machen es schwierig, ein tragbares Gerät, das für solche Zwecke benutzt werden kann, herzustellen.

Hier soll nun eine andere elektronische Methode, Zufallszahlen zu erzeugen, erörtert werden: Für die Zwecke des Psi-Tests werden reale physikalische Zustände, sogenannte Targets erzeugt. Frühere RNGs (random number generators), wie sie von Bender [2] und anderen beschrieben werden, sind klobig, stationär, teuer in der Herstellung oder nicht in der Lage, zuverlässige Zufälligkeiten zu erzeugen.

Das hier beschriebene Gerät ist kompakt, robust, kann mit billigen CMOS-Komponenten gebaut werden und befriedigt viele theoretische und experimentelle Ansprüche. Es ist inzwischen in über 200 Exemplaren verbreitet. Experimentatoren haben bei der Benutzung dieses Gerätes schon deutlich erkennbare Ergebnisse erhalten.

Das Funktionsprinzip

Das Blockschaltbild des Geräts zeigt *Bild 1*. Das ESP (extra sensory perception)-Testgerät besteht aus vier lichtemittierenden Dioden (LED), die als Psi-Target dienen. Es gibt vier dazu entsprechende Drucktasten für die Auswahl des Targets durch die Versuchsperson. Ein interner Zufallszahlengenerator wählt die Ansteuerung einer der LED aus, das dann hinter einer Blende brennt, so daß das Target von der Versuchsperson nicht gesehen werden kann.

Abhängig davon, wie die Testperson das Target wählt und was für eine Art von Feedback sie erhält, kann eine Reihe verschiedener Psi-Tests durchgeführt werden. Im allgemeinen wird von der Versuchsperson jedoch verlangt, einen „Treffer" dadurch zu erzielen, daß sie die Drucktaste betätigt, die zu dem versteckten Target gehört. Nach jedem Versuch wählt der Zufallsgenerator automatisch das nächste Target. Nach zehn Versuchen wird die Zahl der Treffer automatisch durch eine Ziffernanzeige angegeben. Für den unmittelbaren Feedback des „Spielstandes" während des Zeitraums, den der Test dauert, ist eine weitere Displaytaste vorgesehen.

Die Wahrscheinlichkeit eines Treffers pro Versuch ist 25 %, da vier gleich

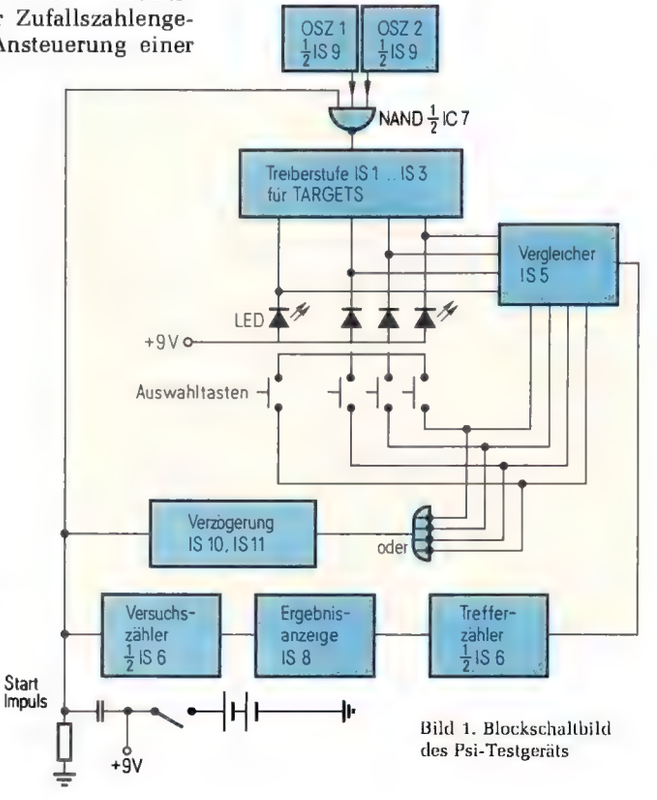


Bild 1. Blockschaltbild des Psi-Testgeräts

wahrscheinliche Möglichkeiten der Targetauswahl gegeben sind. (p = 0.25). Daher beträgt die mittlere Trefferrate bei 10 Durchläufen mit jeweils 10 Versuchen 25 Treffer. Testraten, die regelmäßig von der Erwartungsrate signifikant abweichen, werden für das Vorhandensein von Psi-Wirkungen angesehen. Beispiele für die Bewertung der Trefferzahl zeigt die *Tabelle*).

Die Schaltung

Wird das Gerät eingeschaltet, geht ein Anfangssignal, das von einer RC-Schaltung erzeugt wird, auf eine einzelne, zufällig ausgewählte LED.

Wird eine der vier Tasten gedrückt, wird ein Durchschaltsignal erzeugt. Dieses Signal geht über eine Verzögerung zu einem NAND-Gatter mit drei Eingängen, das in der einen Hälfte der IS 7 liegt. Die anderen zwei Eingänge des NAND-Gatters liegen an zwei nicht synchronisierten Oszillatoren (IS 9). Ist das NAND-Gatter durchgeschaltet, steuern also zwei nicht synchronisierte Pulsfolgen die Targettreiberstufe an, die aus den IS 1, 2 und 3 aufgebaut ist. Dies bringt die LED in einer 1-2-3-4 Sequenz mit einer zufälligen Häufigkeit zum Aufleuchten. Die Oszillatoren arbeiten bei 1 kHz und 1,6 kHz. Bei dieser Frequenz scheinen alle vier Leuchtdioden schwach zu glimmen. Wird die gedrückte Taste losgelassen, wird das Durchschaltsignal (nach einer zufälligen Verzögerung) durch das NAND-Gatter zurückgenommen und nur eine der LED bleibt brennen.

Wenn das Durchschaltsignal erzeugt ist, steuert es auch jedesmal den Versuchszähler (IS 6) an. Steht dieser Zähler bei 10 Versuchen, erzeugt er einen Stopimpuls, der die Siebensegmentanzeige auf Anzeige Trefferanzahl schaltet. Gleichzeitig schaltet dieser Impuls alle vier Leuchtdioden ab. Treten 10 Treffer hintereinander auf, produziert die Logik auf der Siebensegmentanzeige den Großbuchstaben „H". Um einen neuen Testlauf zu starten, schaltet man das Gerät aus und wieder ein und beginnt von vorne.

Stimmt die gedrückte Taste mit der brennenden LED überein (unabhängig davon, ob die LEDs durch eine Blende verdeckt sind oder nicht) erzeugt ein Vergleicher (IS 5) ein Signal, das durch den Trefferzähler registriert wird, um die Trefferrate wiedergeben zu können. Wenn es gewünscht wird, können sowohl die Signale für die Trefferzahlen wie für die Registrierung der Anzahl der Versuche für eine eventuell getrennte Anzeige oder für einen Anschluß via Interface an einen Computer abgezweigt werden, oder sie können über ein zusätzliches Modul für die Erstellung eines ESP-„Profils" auf einen X-Y-Schreiber gegeben werden.

Die Länge des Durchschaltsignals ist eine Funktion der Dauer des Tastendrucks. Die Verzögerung innerhalb der Schaltung hängt von der Höhe der entstehenden Prellspannungsspitze, die beim Betätigen des Schalters entsteht, ab. So spielen nur menschliche und mechanische Zufallselemente für die Targetselektion eine Rolle, und nicht etwa festgelegte Programme oder Algorithmen.

Die Schaltung des Geräts zeigt *Bild 2*.

Bewertung der Trefferanzahl

Anzahl der Durchläufe*	zu erwartende Trefferzahl	gutes Resultat	außergewöhnliche Trefferrate
10	25	34	36
20	50	62	66
30	75	90	94

* 10 Versuche pro Durchlauf

Literatur

[1] *Schmidt, H.:* „Quantum-Mechanical Random-Number Generator" in: Journal of applied Physics, 1970, von 41, Nr. 2, S. 462 – 468

[2] *Bender, H.:* „Elektronik in der Parapsychologie" in: Der Elektroniker 9 (1970) S. 313 – 317

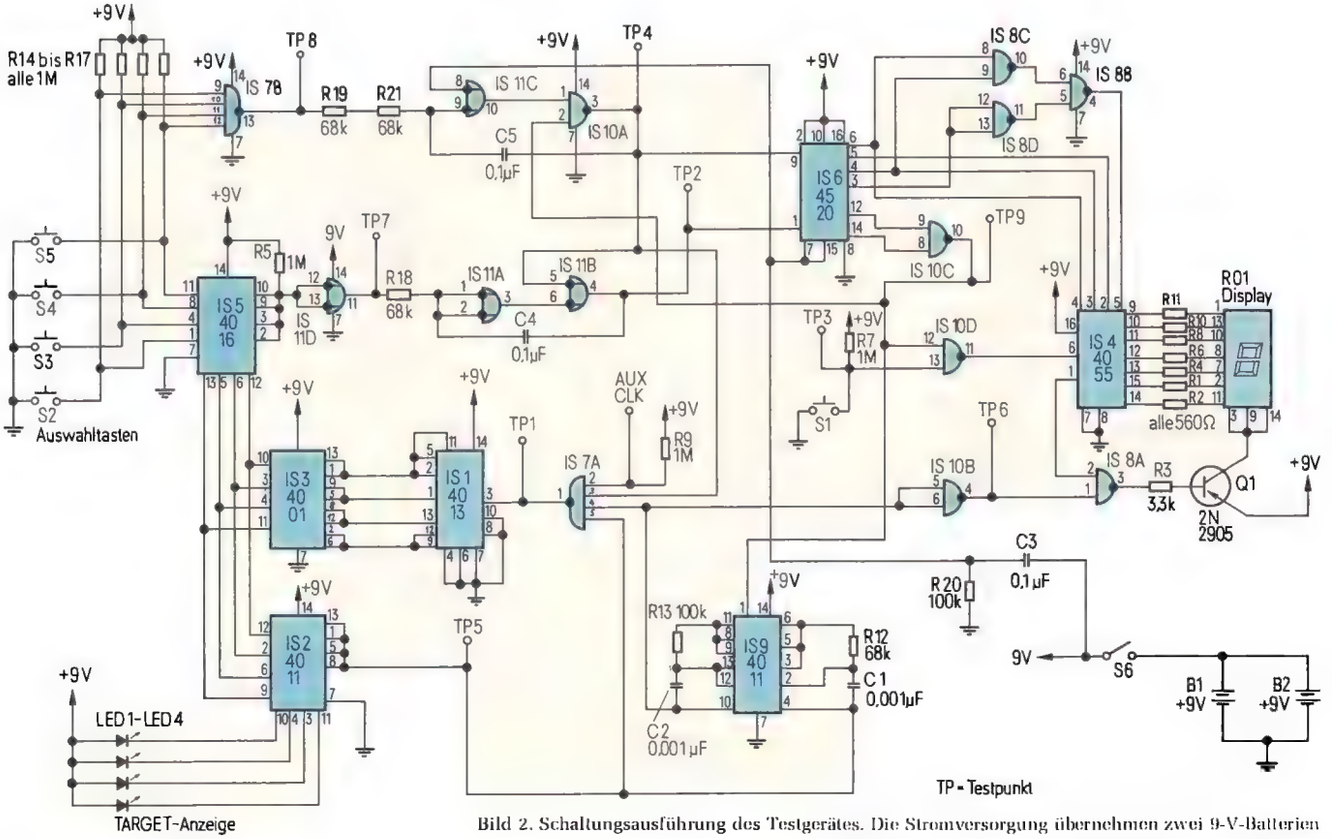


Bild 2. Schaltungsausführung des Testgerätes. Die Stromversorgung übernehmen zwei 9-V-Batterien

Christo
Anagnostopulos

Steigende Kriminalität ist eine Schlagzeile, mit der der Zeitungsleser täglich neu konfrontiert wird. Um wenigstens die Gefahr des Einbruchs zu reduzieren, können Alarmanlagen in Geschäfts- und Privathäusern installiert werden. Elektronische Warnanlagen sind ein äußerst wirksames, aber immer noch wenig genutztes Mittel zur Diebstahlsverhütung. Daher wurde eine in den Abmessungen kleine und zuverlässige Alarmzentrale entwickelt.

Elektronische Alarmzentrale

Nach reiflichen Überlegungen entstand die relaislose Alarmzentrale „AZA 7", geeignet für Körperschall-Überwachungsmikrofone und Reedkontaktschleifen. Dabei wurde auf eine robuste, funktionsgerechte, vor allem auch für den Laien leicht zu bedienende Konstruktion Wert gelegt. So ermöglicht die AZA 7 eine schnelle Überprüfung ihres Funktionszustandes ohne fachmännische Vorkenntnisse.

Charakteristisch für die AZA 7 ist neben ihren vielseitigen Einsatzmöglichkeiten und ihren Erweiterungsmöglichkeiten für Hochstromsirenen die geringe Stromaufnahme im Ruhezustand, so daß mit dem eingebauten Akkumulator diese Alarmzentrale selbst nach dreimonatigem Stromausfall immer noch betriebsfähig ist. Diese Eigenschaft gibt die Möglichkeit, die Anlage in Überwachungsräumen ohne Netzanschluß einzusetzen.

Die AZA 7 ist am Ausgang bis zu 3 A belastbar. Bereits mit einer Kleinsirene sichert sie einen durchdringenden, weit über den Umweltgeräuschpegel hinausragenden Alarmton.

Die Schaltung

Bild 1 zeigt die Gesamtschaltung der Anlage. Beim Einbruch bzw. Einbruchsversuch gelangt das Signal des Körperschallmikrofons über eine abgeschirmte Zuleitung in den dafür vorgesehenen Eingang E1 der Alarmzentrale. Über den Empfindlichkeitseinsteller P1 und über den Koppelkondensator C1 gelangt die Energie zum Transistor T1 und wird so verstärkt, daß bei ausreichendem Schalldruck am Körperschallmikrofon der Thyristor Th zünden kann. Ist der Thyristor einmal gezündet, so fließt über den Schutzwiderstand R7 und den Thyristor Th Strom in den Ladekondensator C6, und zwar so lange, bis C6 vollständig aufgeladen ist. Der Stromfluß hört dann auf, und der Thyristor sperrt. Die im Ladekondensator C6 gespeicherte Energie fließt nun über R9 in die Basis des Transistors T3 und schaltet ihn durch. Am Emitterwiderstand R14 des Transistors T3 wird die negative Spannung dabei so groß, daß gleichzeitig die Transistoren T5 und T6 durchgesteuert werden.

Bei durchgeschaltetem Transistor T6 ist die Sirene im Betriebszustand. Die Heuldauer hängt hauptsächlich von der Zeitkonstante des Kondensators C6 und der Widerstände R9 und R11 ab.

Bei durchgesteuertem Transistor T6 beträgt die Kollektor-Emitter-Restspannung desselben je nach Belastung zwischen 0,1 und 0,3 V. Dies entspricht im Höchstfall einem (vernachlässigbaren) Verlust von 2,5 % der Batteriespannung. In diesem Zustand liegt die Basis des Transistors T4 über den Widerstand R17 an einer Minusspannung von 0,3 V. Bei dieser Spannung bleibt der Transistor T4 gesperrt und beeinflußt den Transistor T5 nicht. Die am Ausgang S1/S2 angeschlossene Sirene heult in voller Leistung.

Nimmt nun die Spannung am Ladekondensator C6 so weit ab, daß die Transistoren T3, T5 und T6 nicht mehr genügend durchgesteuert werden können, so steigt zwangsläufig die Kollektorspannung des Transistors T6 an, während der Kollektorstrom abnimmt. Bei entsprechender Dimensionierung von R17 schaltet der Transistor T4 beim Anstieg der Kollektorspannung auf 0,5 V durch und legt die Basis des TransistorsT5 auf Plus. T5 sperrt sofort und mit ihm der Leistungstransistor T6. Somit wird erreicht, daß der Kollektorstrom des Transistors T6 rapid abschaltet. Durch diese Abschaltung wird einerseits ein langanhaltendes, allmählich nachlassendes Nachheulen der Sirene vermieden, andererseits übernimmt die Abschaltung die Schutzfunktion für den Leistungstransistor T6 bei Kurzschlüssen am Ausgang S1/S2.

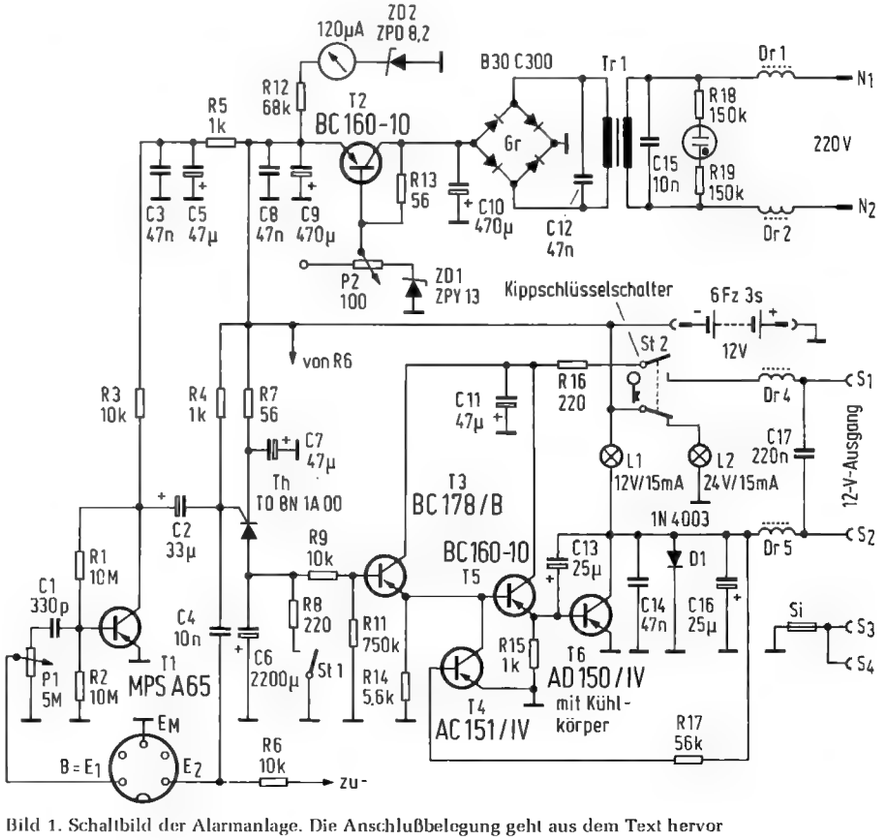


Bild 1. Schaltbild der Alarmanlage. Die Anschlußbelegung geht aus dem Text hervor

Sie begrenzt den Kollektorstrom auf 3 A bei kurzzeitigen Überlastungen.

Überlegungen bei der Dimensionierung

Die für die AZA 7 vorgesehenen Körperschallmikrofone sind hochohmig und erfordern daher einen hochohmigen Eingangswiderstand der Alarmzentrale. In dieser Schaltung ist der Eingangswiderstand größer als 1 MΩ. Der Koppelkondensator C1 ist so gewählt, daß Frequenzen unterhalb von 100 Hz stark abgeschnitten werden. Besonders gefragt ist der Bereich zwischen 800 Hz und 7 kHz, denn in diesem Spektrum liegen die Glasbruchgeräusche, die in Verbindung mit den zugehörigen Körperschallmikrofonen die Alarmzentrale auslösen. Sollten Körperschallmikrofone zur Registrierung von Trittschall eingesetzt werden, so muß der Eingangskondensator C1 auf 1000 bis 1500 pF erhöht werden.

Mit P1 kann die gewünschte Empfindlichkeit eingestellt werden.

Wie bereits erwähnt, hängt die Alarmmeldedauer der Alarmzentrale hauptsächlich von der Kapazitätsgröße des Ladekondensators C6 ab. Die Einschaltdauer ist mit Rücksicht auf die gesetzlichen Bestimmungen in dieser Schaltung durch eine Ladekapazität von 2200 µF bei 1 A Ausgangsstrom auf etwa 3 Minuten begrenzt; bei einer Ausgangsbelastung von 2,5 A beträgt die Einschaltdauer ca. $2\,^1/_2$ Minuten.

Der Leistungstransistor T6 ist hier wegen seiner guten Schaltereigenschaften und seiner Belastbarkeit bis 3 A gewählt worden. Die Kondensatoren C13, C14 und C16 sollen Spannungsspitzen unterdrücken. Die Diode D1 schützt den Transistor T6 vor induktiven Spannungsspitzen, z. B. der Sirene. Dr4 und Dr5 sind Ringdrosseln zur Unterdrückung der durch die Sirene entstandenen Impulsstörungen. Die beiden Drosseln sind dann wichtig, wenn eine hohe Eingangsempfindlichkeit (P1 voll aufgedreht) erforderlich ist; bei mittlerer Eingangsempfindlichkeit können die beiden Drosseln wegfallen. Eine wichtige Funktion hat hier der keramische Scheibenkondensator C17 zur Unterdrückung der durch die Sirene entstehenden Funkstörungen, deren Oberwellen aufgrund ihrer steilen Flanken bis in den UHF-Bereich hineinreichen. Das Fehlen von C17 würde bewirken, daß die hohen Störspannungsspitzen den Eingang der Alarmzentrale erreichen würden, über den Darlington-Transistor T1 erneut verstärkt und über den Thyristor Th den Ladekondensator C6 immer wieder aufladen würden, so daß die Alarmanlage nicht zum Stillstand kommen könnte.

Zur Überprüfung der Alarmanlage dienen die Kontrollämpchen L1 und L2. L1 zeigt die Funktionsbereitschaft der Alarmzentrale bei offenem Ausgang an, L2 den entschärften Zustand. Der Schlüsselschalter St2 dient zur lautlosen Überprüfung der Alarmanlage und ist für die Abschaltung der Sirene im Bedarfsfall vorgesehen; bei ausgeschaltetem Ausgang S1/S2 übernimmt das Kontrollämpchen L1 die Funktion des Kollektorwiderstandes des Transistors T6. Mit dem Drucktaster St1 kann man den Kondensator C6 entladen und somit die Alarmanlage zum Stillstand bringen.

Die Stromaufnahme der Alarmzentrale beträgt im Ruhezustand etwa 1,4...1,5 mA bei 22 °C. Die Schaltung ist temperaturunempfindlich und arbeitet auch bei höheren Temperaturen zuverlässig.

Der Eingang E2 ist in der Kombination mit R6, R4 und C4 zur Alarmauslösung mit Reedkontakten (Arbeitskontakte) vorgesehen. Die Zuleitung muß, wie auch bei den Körperschallmikrofonen, abgeschirmt sein.

Die Stromversorgung

Bei Alarmanlagen wird die Bedingung gestellt, auch bei Stromausfall funktionsfähig zu bleiben. Das Netzteil hat deshalb hauptsächlich die Aufgabe, den vorgesehenen Trockenakkumulator ständig aufzuladen, damit im Alarmfall die nötige Stromstärke geliefert werden kann. Bei der Dimensionierung des Netzteils ist von folgender Überlegung ausgegangen worden: Die Kapazität des Trockenakkumulators beträgt bei 12 V/4,5 Ah und ist über viele Jahre ohne Wartung haltbar. Nimmt man an, daß der Ausgang im Alarmfall 3 Minuten lang mit 2,5 A belastet wird und daß in einer Nacht wegen Einbruchsversuchs fünfmal Alarm ausgelöst wird, so beträgt der Stromverbrauch aus dem Akkumulator ca. 0,625 Ah. Ein kleines Netzteil, das 100 mA liefert, würde diesen Verlust in sechs Stunden ergänzen, während die Alarmzentrale unter diesen Umständen noch für 31malige Alarmgabe mit dem aus dem Akkumulator lieferbaren Strom funktionsfähig ist.

Da in der Tat aber nur in großen Zeitabständen Alarm ausgelöst werden wird, genügt hier also ein kleines Netzteil, das den Verlust des Akkumulators allmählich ersetzt und nach Erreichen seiner vollen Kapazität ihn ständig mit einem Pufferstrom versorgt. So reicht ein kleiner Netztransformator 12 V/1,2 VA aus. Am Siebkondensator C10 stellt sich eine Gleichspannung von 17 V ein; über den Regeltransistor T2 fließt der Ladestrom in den Trockenakkumulator und lädt ihn auf. Die Ladespannung beträgt bei vollem Akku 13,8 V, der Ladestrom 10 mA. Die Ladespannung wird durch die Z-Diode ZD1 begrenzt; mit P2 wird die Ladeendspannung auf 13,8 V eingestellt. Der Ladestrom bei entladenem Akkumulator beträgt ca. 120 mA. Das Anzeigeinstrument zeigt den Zustand des Trokkenakkumulators an.

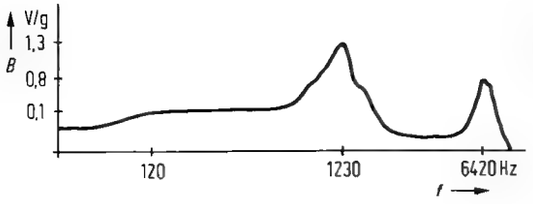
Zum Netzanschluß wird ein dreipoliges Netzkabel mit Erdungsleiter verwendet; der Erdungsleiter wird am Punkt S4 am Chassis angeschlossen. Der Pluspol des Akkumulators ist mit dem Chassis über die Sicherung Si verbunden, sie ist zum Schutz der Leiterbahn bei evtl. Kurzschlüssen vorgesehen! Die Drosseln Dr1 und Dr2 in Verbindung mit dem Kondensator C15 unterdrücken eventuelle Funkstörungen, die über die Netzleitung unerwünscht in die Elektronik der AZA 7 gelangen könnten.

Aufbau und Installation

Für das Mustergerät wurde ein Metallgehäuse mit den Innenmaßen von 220 mm x 205 mm x 63 mm verwendet. Die Platine ist auf zwei T-förmigen Schienen montiert, die Schienen wiederum an der Längsinnenseite des Gehäuses.

Bei der Installation einer Alarmanlage sollte man bestrebt sein, die Zentrale an ihrem Aufstellungsort für Unbefugte möglichst unzugänglich zu machen. Das Gehäuse sollte mit der Frontplatte nach vorne aufgestellt werden, damit die Überprüfung leicht fällt. Zweckmäßigerweise montiert man die Körperschallmikrofone bei Schaufenstern an der unteren Region der Glasscheibe und bei Fenstern an der Seite der Scharniere, so daß beim Öffnen der Fenster die Mikrofonleitung nicht im Wege steht. Dasselbe gilt auch für Türscheiben. Da die Zuleitung der Mikrofone ein abgeschirmtes flexibles Kabel ist, genügt eine kleine Schleife, um den Übergang vom schwenkbaren Fensterteil zum Fensterrahmen zu bilden. Die Mikrofonfläche und die zu überwachende Glasscheibe müssen, um eine optimale Wirkung zu erreichen, schallhart verbunden sein; das kann man z. B. mit Uhu-Plus erreichen. Mit zwei sich überkreuzenden Klebestreifen befestigt man das Körperschallmikrofon an der Scheibe, bis der Kleber ausgehärtet ist.

Je nach Leitungslänge können mehrere Körperschallmikrofone zur Überwachung an verschiedenen Stellen ohne weiteres parallel angeschlossen



◄ Bild 2. Charakteristischer Frequenzgang eines Körperschallmikrofons zur Überwachung von Glasscheiben

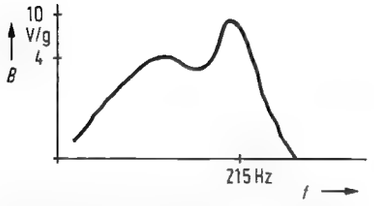


Bild 3. Charakteristischer Frequenzgang eines Körperschallmikrofons zur Überwachung von Trittschall

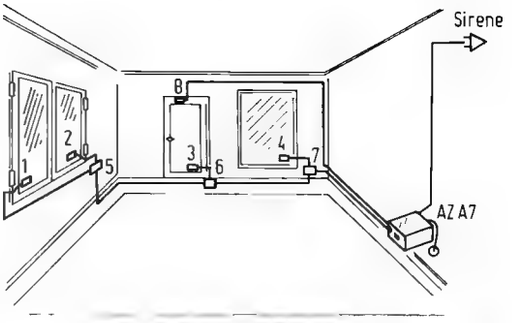


Bild 4. ► Installationsbeispiel einer Alarmanlage mit Körperschallmikrofonen (1. 2. 3. 4), Verteilern (5. 6. 7) und Reedkontakt (8)

und dem Eingang E1 der Alarmzentrale zugeführt werden. Der Frequenzgang wird dadurch nicht beeinflußt, so daß bei langen Anschlußleitungen lediglich die Eingangsempfindlichkeit nachläßt. Einen seltenen, aber dennoch möglichen Nachteil weisen dynamische Körperschallmikrofone im Kunststoffgehäuse auf, indem sie induktive Störungen aufnehmen. So kann es z. B. passieren, daß Hochspannungsüberschläge von einem Fernsehapparat zu einer unerwünschten Alarmauslösung führen. Die hier verwendeten Körperschall-Kristallmikrofone besitzen einen Übertragungsfrequenzgang nach *Bild 2*.

Anstelle der beschriebenen Körperschallmikrofone können auch zur Überwachung von Glasscheiben einfache Erschütterungskontakte bzw. Vibrationskontakte am Eingang E2 der Alarmzentrale Verwendung finden. Allerdings erfüllen sie die Funktion des Körperschallmikrofons nicht ganz. Stellt man ihre Empfindlichkeit zu hoch ein, so sind häufig Fehlauslösungen durch umweltbedingte Erschütterungen zu befürchten. Bei groben Einstellungen hingegen würden sie keinen Alarm auslösen, bevor die Glasscheibe zersplittert. Derartige Schwierigkeiten gibt es bei speziellen Körperschallmikrofonen nicht, abgesehen davon, daß ihr Anwendungsbereich viel größer ist. Sie können in Mauern einzementiert, mittels vier Schrauben an verschiedenen zu überwachenden Gegenständen montiert werden und auch Trittgeräusche zur Anzeige bringen (*Bild 3*). Eine gute Überwachungsmaßnahme gegen Eindringlinge bieten Reedkontakte am Eingang E2. Das Schärfen und Entschärfen der Reedkontaktschleife muß allerdings durch eine Verschlußein-

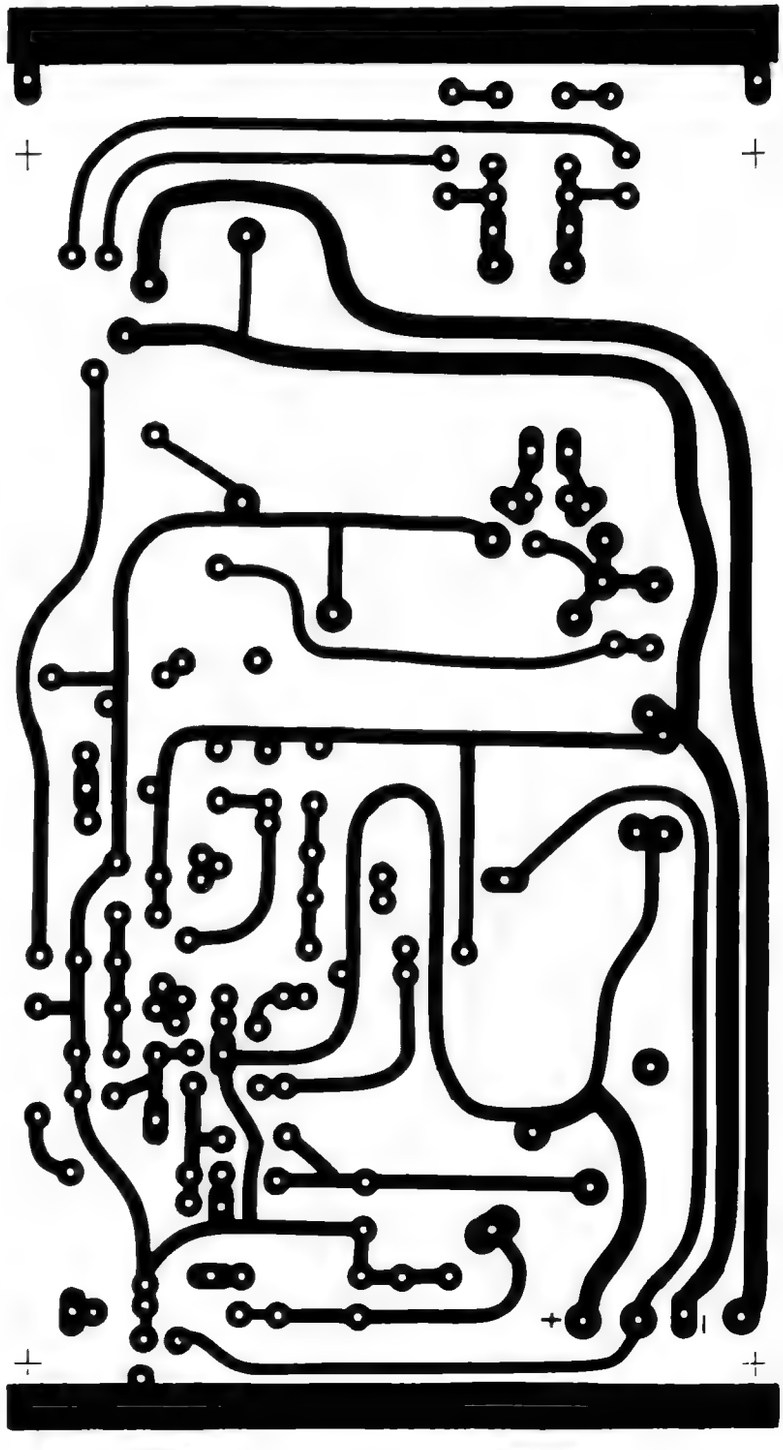
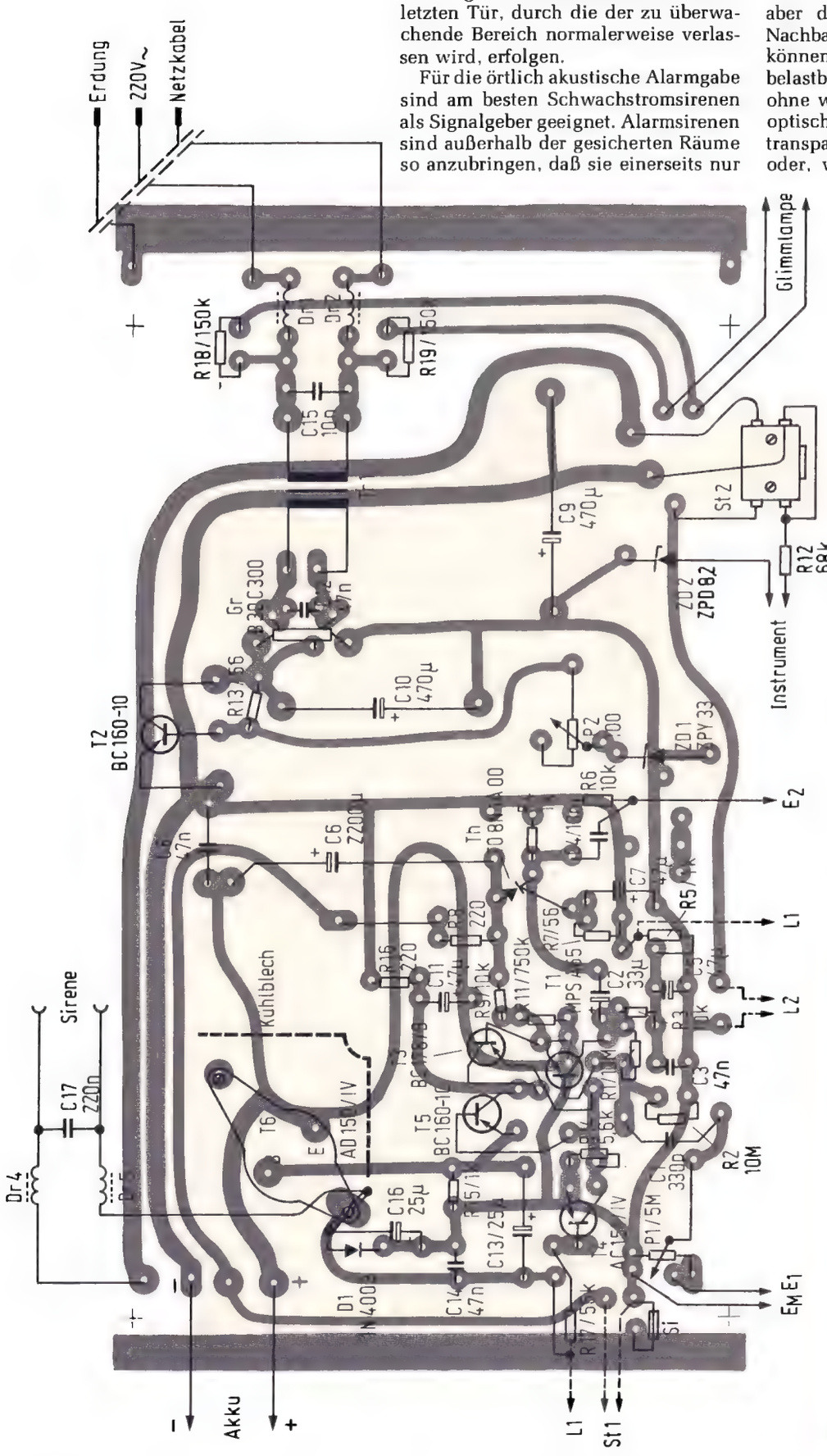


Bild 5. Vorlage für die Platine

richtung, z. B. Schlüsselschalter, an der letzten Tür, durch die der zu überwachende Bereich normalerweise verlassen wird, erfolgen.

Für die örtlich akustische Alarmgabe sind am besten Schwachstromsirenen als Signalgeber geeignet. Alarmsirenen sind außerhalb der gesicherten Räume so anzubringen, daß sie einerseits nur schwer zugänglich sind, andererseits aber die Alarmsignale gut von der Nachbarschaft aufgenommen werden können. Unter Beachtung der Höchstbelastbarkeit der Ausgänge kann man ohne weiteres zur Sirene noch örtlich optische Alarmsignale, wie Alarmtransparente, Rundum-Kennleuchten oder, was am preiswertesten ist, die



▲ Bild 6. Bestückungsplan für die Alarmzentrale

◀ Bild 7. Das Gerät des Verfassers. Das Instrument zeigt den Akkuzustand an (Aufnahme: Leutmayr)

Raumbeleuchtung, mit einschalten. Die Schwachstromsirenen sind auch bei Stromausfall in Betrieb und erreichen mit ihrem Einsatz einen windabhängigen, aber dennoch großen Wirkungskreis von 75 bis 150 Meter. Ein Montagebeispiel hierzu ist in *Bild 4* verdeutlicht. *Bild 5* zeigt einen passenden Platinenentwurf für die Alarmzentrale, *Bild 6* den zugehörigen Bestückungsplan.

Die Inbetriebnahme der Anlage

Ist die Installation fachmännisch vorgenommen, dann ist die Funktionsüberprüfung der Alarmanlage denkbar einfach. Man bringt, um unnötigen Lärm zu vermeiden, den Schlüsselschalter in Stellung „Sirene Aus". Die Kontrollampe L2 leuchtet auf. Die Funktionsüberprüfung der Körperschallmikrofone und der Reedkontaktschleife kann wie folgt vorgenommen werden: Klopft man mit einem Metallkörper in der unmittelbaren Nähe des Körperschallmikrofons gegen die Glasscheibe, so muß bei genügender Eingangsempfindlichkeit die Alarmzentrale ansprechen, d. h. die Kontrollampe L1 muß aufleuchten. Auf diese Weise kann gleichzeitig die Ansprechempfindlichkeit mit P1 eingestellt werden. L1 leuchtet bis zur selbständigen Abschaltung ca. 4 Minuten auf. Mit dem Drucktaster St1 kann die Kontrolllampe gelöscht und sämtliche Körperschallmikrofone, wie erwähnt, nacheinander überprüft werden. In ähnlicher Weise wird die Funktion von Reedkontakten kontrolliert. Anschließend können die Sirenen überprüft werden, indem man den Schlüsselschalter betätigt. Sie können durch den Drucktaster St1 wieder zum Stillstand gebracht werden. Diese Überprüfung empfiehlt sich in regelmäßigen Zeitabständen.

Bild 7 zeigt das Gerät des Verfassers.

Ein Teil der Mindestausrüstung für jede sinnvolle Hobby-Elektronik ist eine stabilisierte Stromversorgung. Sie soll kurzschlußfest sein und möglichst eine von Null Volt aufwärts einstellbare Spannung abgeben können. Geräte und Schaltungen, die diese Forderungen mehr oder weniger erfüllen, gibt es in reicher Auswahl. Sie sind vorwiegend mit einzelnen Transistoren aufgebaut und nicht einfach auf andere Ausgangsspannungen und Ströme umzuändern. Kreisverstärkung und Stabilität der Regelung, Schutz vor Zerstörung und Überlastung lassen ebenfalls oft zu wünschen übrig.

Peter Nicol

Einstellbare, stabilisierte Stromversorgung mit Laborqualität

Die vorliegende Schaltung gestattet die einfache Änderung der Ausgangsgrößen durch Austausch zweier Widerstände. Spannung und Strom können unabhängig und von Null aufwärts eingestellt werden. Eine sogenannte rückläufige Kennlinie bei Überlastung ist bei Bedarf möglich. Die Schaltung ist mit integrierten Schaltungen aufgebaut. Die Platine ist ausreichend groß, um auch ältere Bauteile noch sicher unterzubringen.

Die Schaltung

Netzteile mit einer ab Null Volt einstellbaren Spannung benötigen meist eine Hilfsspannung. Für die Schaltung MC 1466 beträgt diese Hilfsspannung 21 V bis höchstens 30 V, die mit etwa 12 mA belastet wird. Jede Spannung über dem Mindestwert von 21 V vergrößert die Wärmeentwicklung der Schaltung ohne eine Verbesserung der Eigenschaften. Die Hilfsspannung muß erdfrei sein; ihr negatives Potential liegt 7,25 V unter der eingestellten Ausgangsspannung. Sie wird in einer separaten Trafowicklung erzeugt, mit einer Graetzbrücke gleichgerichtet und stabilisiert, wobei eine Verdopplerschaltung die Betriebsspannung für die Z-Diode liefert. Der Operationsverstärker 741 und die Anzeigelampen sind ebenfalls an diese Hilfsspannung angeschlossen. *Bild 1* zeigt die Gesamtschaltung der Stabilisation, *Bild 2* den Netzteil.

Stellglied für die Ausgangsspannung sind drei NPN-Transistoren in Darlington-Schaltung. Die Widerstände zwischen Basis und Emitter verkürzen die Ausräumzeiten der Basiszone.

Die IS MC 1466

Die Schaltung enthält

a) eine interne Spannungsstabilisation auf 18,5 V,
b) eine einstellbare Konstantstromquelle (0,8 mA bis 1,2 mA),
c) je einen Regelverstärker für die Ausgangsspannung und den Ausgangsstrom,
d) ein ODER-Gatter und
e) die Ausgangsstufe

Der Ausgangsstrom der Konstantstromquelle wird mit R 16 zwischen 0,8 mA und 1,2 mA eingestellt und fließt über Pin 3 durch R 11, das Potentiometer für die Ausgangsspannung. Der Regelverstärker für die Spannung vergleicht die Potentiometerspannung

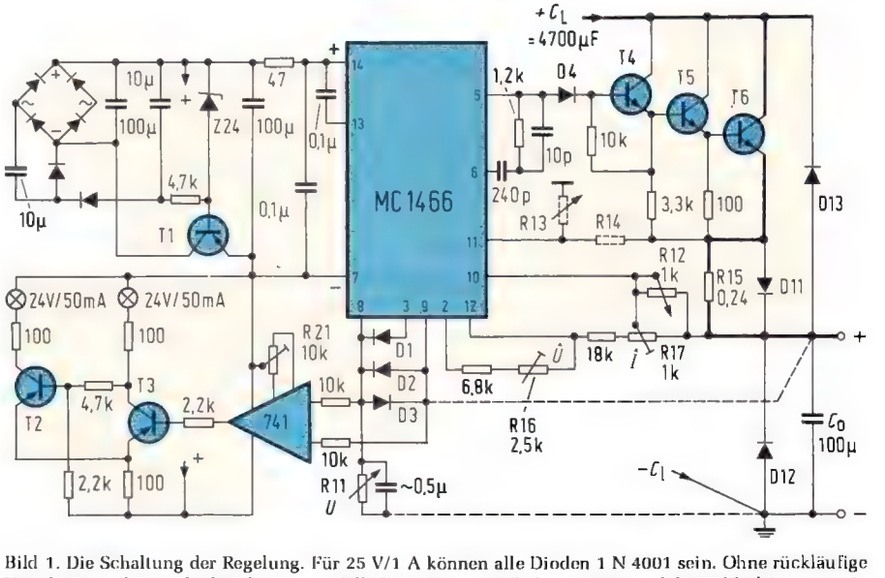


Bild 1. Die Schaltung der Regelung. Für 25 V/1 A können alle Dioden 1 N 4001 sein. Ohne rückläufige Kennlinie wird R 14 überbrückt; R 13 entfällt dann. Die gestrichelten Linien sind die Fühlerleitungen; sie müssen unmittelbar an die Ausgangsbuchsen angelötet werden

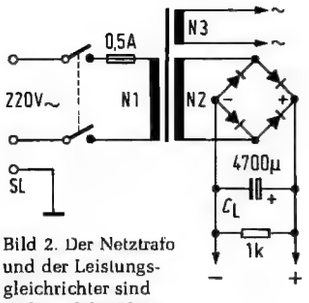


Bild 2. Der Netztrafo und der Leistungsgleichrichter sind nicht auf der Platine

(Pin 8) mit der Klemmenspannung (Pin 9) und steuert über das ODER-Gatter die Ausgangsstufe.

Der Bezugswert für die Stromregelung ist der Spannungsabfall am Trimmer R 17 (Pin 10). Übersteigt der Spannungsabfall am Meßwiderstand R 15 (Pin 11) diesen Wert, greift die Stromregelung über das ODER-Gatter ein und regelt die Ausgangsspannung zurück. Für eine sichere Funktion sollen am Widerstand R 15 bei maximalem Strom etwa 0,25 V abfallen. Die zu R 15 parallel geschaltete Diode D 11 schützt die Schaltung bei defekten Leistungstransistoren.

Die Ausgangsstufe kann am Pin 5 etwa 1,5 mA abgeben. Sie sollte aber unter 0,5 mA betrieben werden, weil sonst die Regeleigenschaften der Schaltung MC 1466 schlechter werden. Die RC-Kombination (240 pF; 1,2 kΩ; 10 pF) beeinflußt den Amplituden- und Phasengang der Regelung. Der 10-pF-Kondensator kann entfallen, wenn die Transitfrequenz der Leistungstransistoren größer als 0,5 MHz ist.

Bei Überlast (Stromregelung) sinkt die Ausgangsspannung (Pin 9) unter den vom Potentiometer R 11 vorgegebenen Wert (Pin 8). Der Operationsverstärker wertet diesen Unterschied aus und steuert den Anzeigeverstärker.

Fühlerleitungen (gestrichelt) kompensieren den Spannungsabfall auf den Leitungen im Gerät. Sie können zu separaten Buchsen herausgeführt werden.

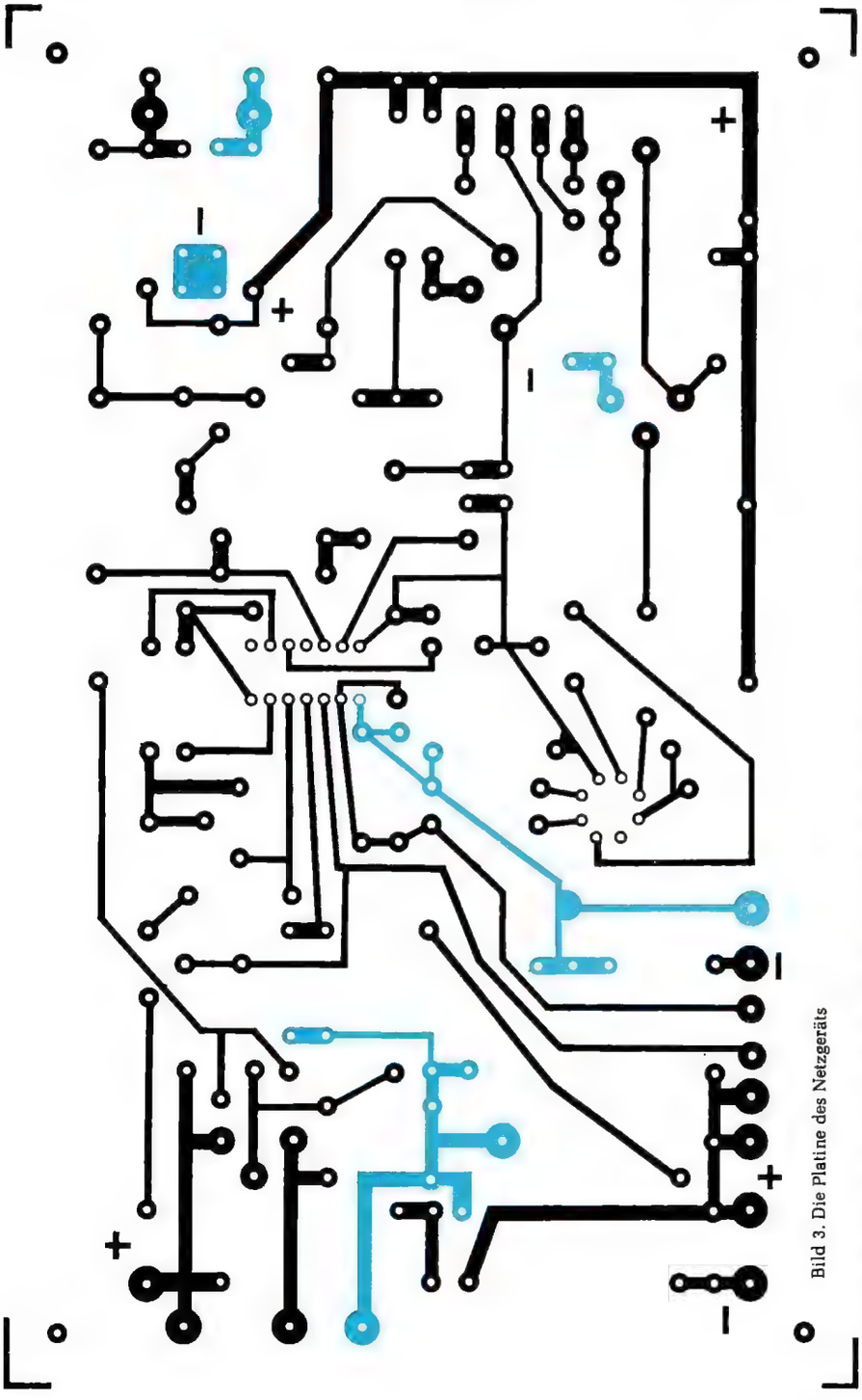


Bild 3. Die Platine des Netzgeräts

Schutzschaltungen

Die integrierte Schaltung wird durch mehrere Dioden vor unüblichen Betriebszuständen, Schaltungs- und Bauteilefehlern geschützt. Die Dioden D 2, D 3 und D 4 schützen die Schaltung bei Kurzschluß, Rückspeisung und Netzstörungen. Der Schutz vor Netzstörungen kann durch eine 8-V-Z-Diode zwischen Pin 9 und 7 noch verbessert werden. Ein Kondensator parallel zum Potentiometer R 11 vermindert ebenfalls Störeinflüsse. Er erfordert den Einbau der Diode D 1 zum Schutz der Schaltung. Die Diode D 11 parallel zum Widerstand R 15 schützt die Schaltung bei einem Fehler im Leistungstransistor. Sie muß aber entfallen, wenn eine rückläufige Kennlinie (Fold back) eingebaut wird. Die Dioden D 12 und D 13 schützen das Gerät beim Abschalten von Induktivitäten und bei Rückspeisung. Bis 1 A Ausgangsstrom können alle Dioden 1N 4001 oder entsprechende Typen sein.

Anzeigeverstärker

Der Anzeigeverstärker ist als Schmitt-Trigger aufgebaut. Er wird vom Operationsverstärker 741 mit ca. 20 V angesteuert. Sein Aufbau ist daher völlig unkritisch. Alte Germaniumtransistoren haben hier noch eine sinnvolle Verwendung gefunden. Silizium-PNP-Transistoren können ebenfalls ohne Änderungen eingebaut werden. Die in den Kollektoren vorgesehenen Widerstände (100 Ω) begrenzen den Einschaltstrom der Glühlampen. Beim Betrieb mit Leuchtdioden werden sie auf ca. 2,2 kΩ vergrößert.

Die Einstellung des 10-kΩ-Potentiometers R 21 am Operationsverstärker

bestimmt den Umschaltpunkt der Anzeige. Am unbelasteten Netzteil wird das Potentiometer R 11 schnell zurückgedreht. Dabei leuchtet kurzzeitig die Lampe der Spannungsregelung. Das Potentiometer R 21 wird so eingestellt, daß diese Lampe im Leerlauf gerade leuchtet.

Dimensionierung des Trafos

Es ist nicht wirtschaftlich, den Trafo nach vorgegebenen Ausgangswerten zu berechnen und wickeln zu lassen. Trotzdem soll hier eine solche Berechnung mit den wesentlichsten Daten durchgeführt werden, damit man die Probleme erkennen und einen Trafo aus einem Sonderangebot einsetzen kann.

Effektivwert des Trafostromes

Die impulsförmige Stromentnahme der Gleichrichterdioden verursacht höhere Verluste im Trafo als eine konstante Belastung. Bei einer Graetzbrücke muß der Trafo für den 1,5fachen Gleichstrom dimensioniert werden.

$$I_{Tr} = 1{,}5 \cdot I_{=}$$

Ausgangsspannung

Der Ladekondensator wird im Idealfall über die Dioden auf den Spitzenwert der Wechselspannung aufgeladen. Durch den Spannungsabfall U_D an den Dioden wird dieser Wert nicht ganz erreicht.

$$U_{Co} = \sqrt{2} \cdot U_{Tr} - 2 \cdot U_D$$

Bei Belastung bricht die Spannung um weitere 3...8 V wegen der ohmschen Wicklungswiderstände des Trafos zusammen.

Brummspannung

Die Spannung am Ladekondensator schwankt wegen der nur kurzzeitigen Nachladung über die Dioden. Der Spitze-Spitze-Wert dieser Brummspannung ist

$$U_{Br} \leqq \frac{I_{=}}{2 \cdot f \cdot C_L}$$

Damit die Leistungstransistoren immer eine ausreichende Betriebsspannung haben, muß man davon den halben Wert berücksichtigen.

Spannungsabfall an den Leistungstransistoren

Durch die Darlington-Schaltung der Leistungstransistoren beträgt der Spannungsabfall ca. 0,7 V pro Transistor. Eine Komplementär-Darlington-Schaltung bringt zwar einen kleineren Spannungsabfall, sie ist aber wegen der größeren Phasendrehung und der damit entstehenden Schwingneigung des Netzteils ungeeignet. Außerdem spielt der größere Spannungsabfall keine wesentliche Rolle.

Für $U_{=} = 25$ V, $I_{=} = 1$ A, $C_L = 4700$ µF und drei Leistungstransistoren in Darlington-Schaltung ergeben sich folgende Trafowerte:

$$\Delta U_T = 3 \cdot 0{,}7 \text{ V} = 2{,}1 \text{ V}$$

$$U_{Br} = \frac{1}{2 \cdot 50 \cdot 4700 \cdot 10^{-6}} = 2{,}2 \text{ V}$$

Der Spannungsabfall ΔU an der Trafowicklung beträgt etwa 5 V. Für den vollen Ausgangsstrom ergibt sich rechnerisch am Ladekondensator eine Spannung von

$$U_{Co} = U_{=} + \Delta U_T + \frac{U_{Br}}{2} + \Delta U =$$

$$= 25 \text{ V} + 2{,}1 \text{ V} + 1{,}1 \text{ V} + 5 \text{ V} = 33{,}3 \text{ V}.$$

Der Effektivwert der Trafospannung wird:

$$U_{Tr} = \frac{U_{Co} + 2 \cdot U_D}{\sqrt{2}}$$

$$= \frac{33{,}3 \text{ V} + 2 \text{ V}}{\sqrt{2}} = 25 \text{ V}$$

Ohne Belastung stehen am Ladekondensator etwa 35 V.

Der Trafo muß für einen Strom von

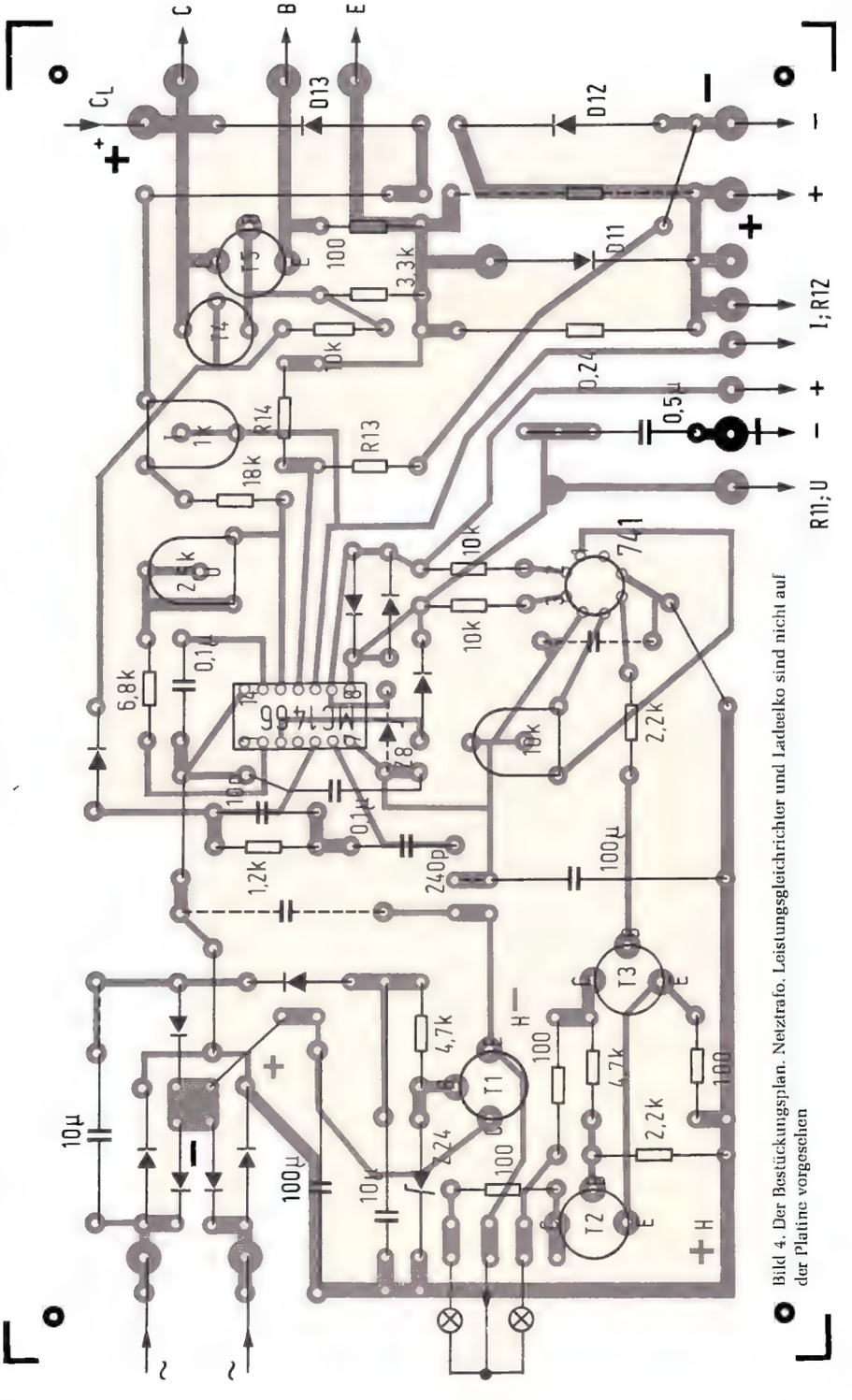


Bild 4. Der Bestückungsplan. Netztrafo, Leistungsgleichrichter und Ladeelko sind nicht auf der Platine vorgesehen

$$I_{Tr} = 1{,}5 \cdot I_{=}$$
$$= 1{,}5 \cdot 1\ A = 1{,}5\ A$$

dimensioniert werden.

Bei einer Stromdichte von 3 A/mm² ergibt sich ein Drahtdurchmesser von 0,8 mm für die Sekundärwicklung. Die Hilfswicklung muß ca. 25 V abgeben und mit 100 mA belastbar sein.

Die Typenleistung für den Trafo ist:

$$P_{Tr} = U_{Tr} \cdot I_{Tr}$$
$$= 25\ V \cdot 1{,}5\ A = 37{,}5\ VA$$

Zusammen mit der Hilfswicklung sind etwa 40 VA erforderlich.

Kühlbleche der Leistungstransistoren

Die größte Verlustleistung entsteht beim Kurzschluß mit der auf ihren maximalen Wert eingestellten Strombegrenzung.

$$P_{max} = (U_{=} + \Delta U_T) \cdot I_{=}$$
$$= (25 + 2{,}1)\ V \cdot 1\ A = 27{,}1\ W$$

Für 160 °C Kristalltemperatur bei 30 °C Umgebungstemperatur ergibt sich ein Temperaturunterschied zwischen Kristall und Umgebung von $\Delta T = 130$ K und ein Wärmewiderstand:

$$R_{Th} = \frac{\Delta T}{P} = \frac{130\ K}{27{,}1\ W} = 4{,}8\ K/W$$

Auf ein TO-3-Gehäuse entfallen davon bereits 1,5 K/W. Für das Kühlblech bleiben also 3,3 K/W übrig. Ein quadratisches Al-Blech mit 14 cm Kantenlänge und 2 mm Dicke ist dafür ausreichend, wenn es senkrecht und freistehend angebaut und geschwärzt ist.

Dimensionierung der Schaltung für andere Belastungen

Die Schaltung kann leicht durch Austausch einzelner Widerstände für andere Strom- und Spannungsbereiche verwendet werden. Die erreichbare Ausgangsspannung wird durch den Spannungsabfall am Potentiometer R 11 bestimmt. Durch das Potentiometer fließen 0,8...1,2 mA, die (wie bereits oben beschrieben) mit R 16 eingestellt werden. Für 25 V Ausgangsspannung sind bei einem 22-kΩ-Potentiometer 1,14 mA erforderlich.

Der maximale Ausgangsstrom wird an R 17 = 1 kΩ eingestellt. Dabei soll an R 15 ein Spannungsabfall von ca. 0,25 V entstehen; es gilt daher die Beziehung

$$R\ 15 = \frac{0{,}25\ V}{I_{max}}.$$

Kleinere Ströme werden dann mit dem Potentiometer R 12 = 1 kΩ eingestellt.

Der Kondensator C_o soll 100 µF je 1 A Ausgangsstrom haben.

$$C_o = 100\ \mu F \cdot I_{max}/A$$

Der Leistungstransistor T 6 muß hier maximal 27 W Verlustleistung umsetzen. Es wird ein 2N 3055 mit $B \geqq 40$ gewählt. Die Verlustleistung im Transistor T 5 ist um die Stromverstärkung des Leistungstransistors geringer. Sie beträgt etwa 0,75 W. Es genügt z. B. der 2N 1613 oder 2N 2219 mit einem kleinen Kühlstern. Bei Sonderangeboten des 2N 3055 ist die Stromverstärkung oft kleiner und damit die Verlustleistung des Treibertransistors entsprechend größer! Mit den angenommenen Werten ist der maximal zulässige Ausgangsstrom der IS MC 1466 bereits unterschritten. Für T 4 eignet sich ein Kleinleistungstyp wie etwa BC 107.

Alle Transistoren müssen bei heruntergeregelter Ausgangsspannung die Leerlaufspannung des Ladekondensators sicher sperren! Die Schutzdioden D 11, D 12 und D 13 müssen die gleiche Belastbarkeit wie der Leistungsgleichrichter haben. Für 25 V und 1 A kann die Schaltung vollständig mit der Diode 1N 4001 bestückt werden.

Beim Einbau einer rückläufigen Kennlinie muß die Diode D 11 entfallen, weil der Spannungsabfall an R 15 größer gewählt werden muß. R 13 muß zusammen mit R 11 verändert werden (Doppelpoti). R 14 bestimmt den Strom im Kurzschlußfall. Für weitere Angaben sollte das Datenblatt der IS MC 1466 herangezogen werden.

Der Anschluß von Meßinstrumenten

Ein eingebauter Spannungsmesser wird direkt an die Ausgangsklemmen angeschlossen. Der Strommesser muß vor dem Kollektor des Leistungstransistors eingebaut sein, damit sein Innenwiderstand nicht stört. Es ist auch möglich, den Spannungsabfall an R 15 zu messen und als Ausgangsstrom anzuzeigen.

Bauteile

Viele Teile dürften ohnehin in „Bastelkisten" vorhanden sein. Auf der Platine können stehende oder liegende Potentiometer eingelötet werden.

Die Platine

Bild 3 zeigt die Platine des Mustergeräts, *Bild 4* den zugehörigen Bestückungsplan. Die Löcher für die IS und Transistoren werden 0,8 mm groß gebohrt, Widerstände und Kondensatoren erfordern 1 mm und Potis 1,2...1,5 mm. ■

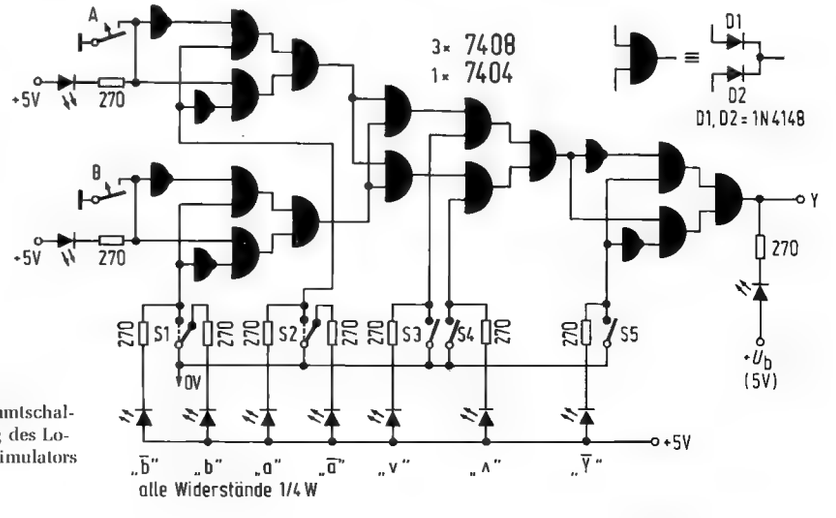
Logiksimulator

Wer sich mit Digitalelektronik beschäftigt, steht oft vor dem Problem, eine mit Hilfe der Boole'schen Algebra konzipierte Schaltung auf ihre Funktionstüchtigkeit zu überprüfen. Das hier beschriebene Gerät gestattet die Simulation aller logischen Funktionen mit zwei Eingangs- und einer Ausgangsvariablen.

Die Schaltung besteht aus vier Grundbausteinen: aus drei steuerbaren Invertierungsstufen, einem elektronischen Schalter, einer zentralen Logikeinheit (bestehend aus einem UND- und einem ODER-Gatter, von denen alle anderen Verknüpfungen durch Invertierung abgeleitet werden) und schließlich einer LED-Anzeige, die neben dem Ausgangszustand auch das von den Schaltern eingegebene „Programm" darstellt (*Bild*).

Die beiden Eingangsvariablen werden im Mustergerät mit zwei Drucktasten eingegeben; auch sie werden mit LED angezeigt. Um Strom zu sparen, wurden die ODER-Gatter mit Dioden realisiert; Inverter und UND-Gatter dagegen in der TTL-Technologie (7404 bzw. 7408). Zur Stromversorgung dient ein kleines externes 5-V-Netzteil, das mit nur etwa 0,2 A belastet wird.

Thomas Schreiner



Gesamtschaltung des Logiksimulators

Herwig Feichtinger

Eines der größten Probleme beim Selbstbau eines UKW-Empfängers ist zweifellos die Anfertigung einer Skalenmechanik und einer genauen Skala. Die hier vorgestellte Baugruppe umgeht diese Schwierigkeiten durch Verwendung eines digitalen Frequenzzählers, der den Oszillator-Frequenzversatz von 10,7 MHz berücksichtigt.

Digitale Frequenzanzeige für UKW-Empfänger

Der Frequenzversatz von 10,7 MHz

Der Oszillator des UKW-Empfängers schwingt um den Betrag der Zwischenfrequenz (10,7 MHz) höher als die eingestellte Empfangsfrequenz. Das bedeutet, daß vom Ergebnis der Frequenzzählung 10,7 MHz subtrahiert werden müssen, um die tatsächlich eingestellte Frequenz zu erhalten. Die bekannteste Möglichkeit zur Lösung dieses Problems ist die Verwendung eines programmierbaren Zählers, der zu Beginn jeder Meßperiode nicht auf Null, sondern auf das Komplement der Zwischenfrequenz rückgestellt wird. Diese Methode hat allerdings den Nachteil, daß viele Zähler-IS dafür nicht geeignet sind, weil sie keine Programmier-Eingänge besitzen.

Die hier beschriebene Schaltung (*Bild 1*) kommt dagegen mit einer normalen Frequenzzähler-IS aus, die allerdings in der Lage sein muß, auf- und abwärts zu zählen. Die IS ZN 1040 E von Ferranti erfüllt diese Bedingung; es handelt sich dabei um einen vierstelligen Zähler mit Multiplex-Ausgängen für Siebensegmentanzeigen. Der Frequenzversatz wird folgendermaßen erreicht: Der Zählerbaustein arbeitet zunächst genau 1 ms lang als normaler Frequenzzähler, wobei die vom Vorteiler kommenden Impulse addiert werden. Dann wird auf Abwärtszählen geschaltet und eine dem Wert der Zwischenfrequenz entsprechende Impulsanzahl von dem Meßergebnis subtrahiert.

Wenn beispielsweise die eingestellte Empfangsfrequenz 95 MHz ist, schwingt der Empfängeroszillator auf 105,7 MHz. Nach dem 100:1-Vorteiler sind also noch 1,057 MHz vorhanden. Innerhalb der Torzeit von 1 ms gelangen in diesem Fall daher 1057 Impulse zum Eingang der Zähler-IS, die dann auf Abwärtszählen geschaltet wird und aus dem Steuerteil noch genau 107 Impulse erhält. Der endgültige Zählerstand ist dann 950, was durch ein fest verdrahtetes Komma als 95,0 MHz interpretiert wird.

Die Schaltung

Um die Gefährlichkeit des Umganges mit MOS- oder CMOS-„Harakiri"-IS zu umgehen, arbeitet die Schaltung ausschließlich mit bipolaren Halbleitern. Als Vorverstärker für das aus dem Empfängeroszillator kommende Signal (98,2...118,7 MHz, ca. 20 mV) dient ein Transistor 2N918, dessen Arbeitspunkt durch einen zusätzlichen PNP-Transistor stabilisiert wird. Ein weiterer Transistor bringt die Ausgangsspannung des nachfolgenden ECL-Vorteilers (SP 8505) auf TTL-Pegel, um einen TTL-10:1-Teiler anzusteuern. Das insgesamt also durch 100 vorgeteilte Signal gelangt schließlich über eine aus NAND-Gattern aufgebaute Torschaltung auf den Zählerbaustein ZN 1040 E.

Die Zeitbasis ist ein aus zwei Invertern aufgebauter 1-MHz-Quarzoszillator; ein dritter Inverter dient als Trennstufe. Die Ausgangsfrequenz wird durch 2000 geteilt, um eine Torzeit von 1 ms zu erhalten. Dieser Teiler steuert auch den Aufwärts/Abwärts-Eingang des ZN 1040 E. Gleichzeitig werden aus der Zeitbasis die vorprogrammierten 107 Impulse abgeleitet, die zur Subtraktion der Zwischenfrequenz erforderlich sind. Zur Erzeugung der Rücksetz- und Speicherübernahme-Impulse enthält

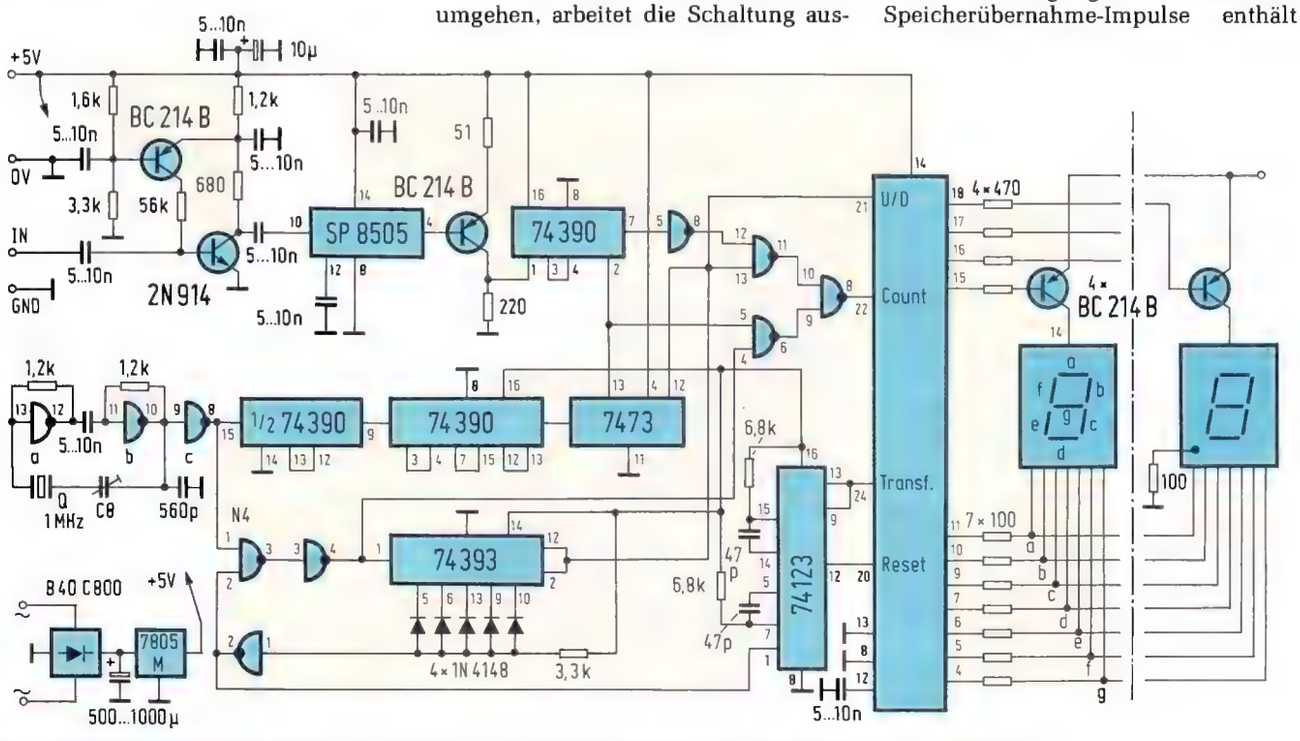


Bild 1. Die Gesamtschaltung des Zählers. Der Aufwand ist dank der Verwendung von höherintegrierten IS auffallend gering

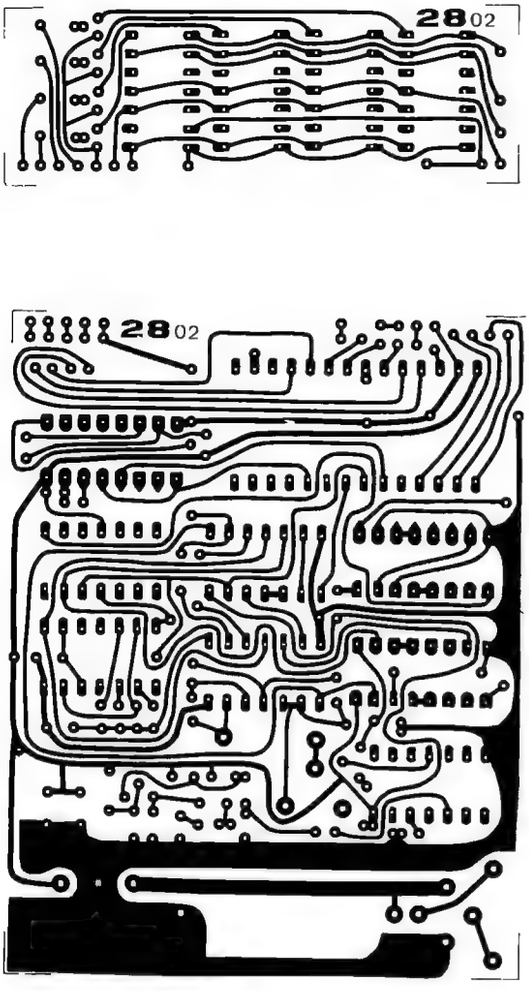


Bild 2. Die beiden Platinen (die größere Haupt- und die kleine Anzeigenplatine) werden später senkrecht aufeinander gelötet

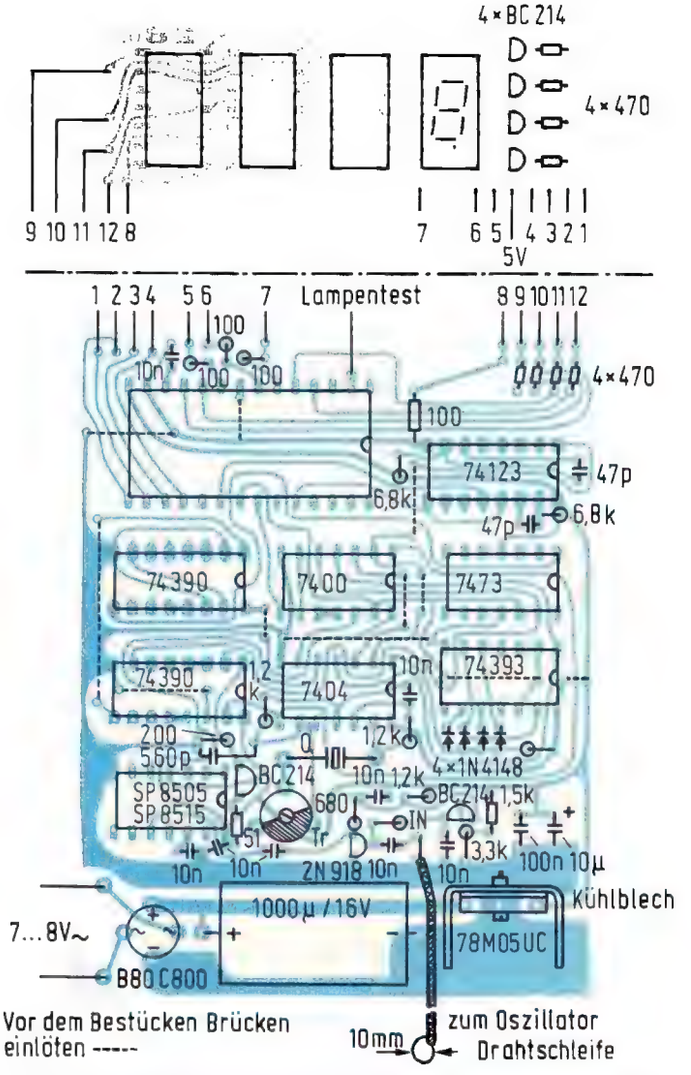


Bild 3. Bei der Bestückung sollte man mit den Brücken beginnen. Die IS SP 8505 muß direkt (also ohne Fassung) eingelötet werden

die Schaltung zwei Monoflops, die beide zusammen in der IS 74123 integriert sind.

Die IS ZN 1040 E enthält vier Dekadenzähler, vier Speicher und vier Siebensegment-Dekoder mit Vornullen-Unterdrückung sowie eine Multiplex-Steuerung mit integriertem Oszillator. Als Anzeige sind praktisch alle LED-Anzeigen mit gemeinsamer Anode brauchbar; dabei sollte der Segmentstrom etwa 80 mA nicht übersteigen.

Der Aufbau

Die gesamte Schaltung ist auf einer einseitig kupferkaschierten, geätzten Leiterplatte untergebracht; die Anzeigen sitzen auf einer getrennten kleinen Platine, die senkrecht auf die Hauptplatine aufgelötet ist (*Bild 2*).

Bei der Bestückung (*Bild 3*) beginnt man am besten mit den Brücken, die teilweise auch unter den erst am Schluß einzulötenden IS sitzen. Den Hf-Vorverstärkertransistor 2N918 sollte man recht kurzbeinig auf die Platte setzen, um die störende Induktivität der Anschlußdrähte klein zu halten. Aus dem gleichen Grund soll zumindest für die Vorteiler-IS SP 8505 keine Fassung verwendet werden. *Bild 4* zeigt die fertige Platine.

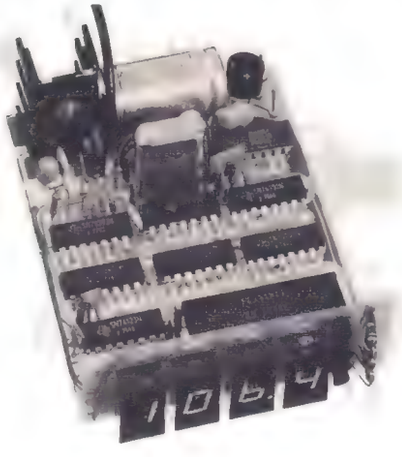


Bild 4. Die fertige Baugruppe. Links hinten ist der Kühlkörper für den 5-V-Regler zu erkennen

Wenn die Platine fertig bestückt ist, kann auf einfache Weise die einwandfreie Funktion des Frequenz-Versatzes kontrolliert werden. Dazu ist lediglich eine Brücke vom Kollektor des ECL-TTL-Pegelwandler-Transistors nach Masse erforderlich (s. Bild 1). Die LED-Displays müssen dann 989,3 anzeigen, also das Komplement von 010,7. Nach dem Auftrennen dieser Brücke wird lediglich das Eingangsrauschen gezählt, solange kein Eingangssignal anliegt; wegen der schnellen Folge der Meßwerte (2 ms) ist die Anzeige dabei nicht lesbar.

Zur Ankopplung des Empfänger-Oszillators genügt es, um die Oszillatorspule eine Drahtwindung herumzulegen und über ein dünnes Koaxkabel mit dem Zählereingang zu verbinden. Eine

zu enge Kopplung kann zu einer Verschlechterung der Frequenzstabilität des Empfängers führen, bei zu loser Kopplung ist die Anzeige besonders in der letzten Stelle instabil, weil der Eingangspegel nicht ausreicht; es ist aber relativ unkritisch, zwischen diesen beiden Extrema einen geeigneten Kompromiß zu finden.

Wenn der Frequenzzähler zusammen mit dem UKW-Tuner in ein Gehäuse eingebaut wird, ist darauf zu achten, daß nicht die Oberwellen der Zeitbasis oder des Vorteilers in den Empfänger gelangen. Die Verwendung eines abschirmenden Trennbleches ist in jedem Fall zu empfehlen; noch sicherer ist es, Tuner und Zähler getrennt in zwei kleine Abschirmkästchen zu setzen, um ein störendes Zwitschern beim Empfang schwacher UKW-Sender zu vermeiden.

Der Abgleich der Zeitbasis

Der 1-MHz-Quarz kann mit dem in Serie liegenden Trimmer auf seine Sollfrequenz gezogen werden. Prinzipiell gibt es dafür zwei Möglichkeiten:

Wer einen Frequenzzähler besitzt, kann diesen direkt an den Ausgang des Quarzoszillators anschließen; der Trimmer ist so einzustellen, daß die gemessene Frequenz genau 1,000 000 MHz beträgt. Voraussetzung ist natürlich, daß die Empfänger-Zf *genau* auf 10,7 MHz liegt.

Die zweite Methode läßt eine geringfügige Abweichung der Zf (etwa bis zu ±200 kHz) zu: Der Empfänger wird mit dem Feldstärke- oder Mitteninstrument (soweit vorhanden) oder notfalls gehörmäßig auf einen gut hörbaren UKW-Sender etwa in der Mitte des UKW-Bereichs eingestellt; die tatsächliche Sendefrequenz wird einer Programmzeitschrift entnommen. Jetzt braucht man nur noch den Zeitbasis-Trimmer so einzustellen, daß das Display auch diese Frequenz anzeigt. Auch bei 200 kHz Abweichung der Zf von 10,7 MHz ist der Fehler an den Bereichsgrenzen immer noch weniger als 50 kHz, also geringer als die Auflösung der Anzeige.

Ein Bausatz ist bei der Firma Müela, Paul-Heyse-Str. 25, 8000 München 2, erhältlich.

Literatur

Datenblatt ZN 1040 E. Ferranti Ltd., 1975

Franz Ludwig

Zur Verbesserung des Zündverhaltens der normalen Spulenzündung bei Otto-Motoren sind verschiedene Schaltungen bekanntgeworden (Transistor- oder Thyristor-Zündung). Mit einer digitalen Logik ist es möglich, alle erforderlichen Abläufe exakt und mit günstigstem Wirkungsgrad zu steuern.

Digitalgesteuerte Thyristor-Zündung

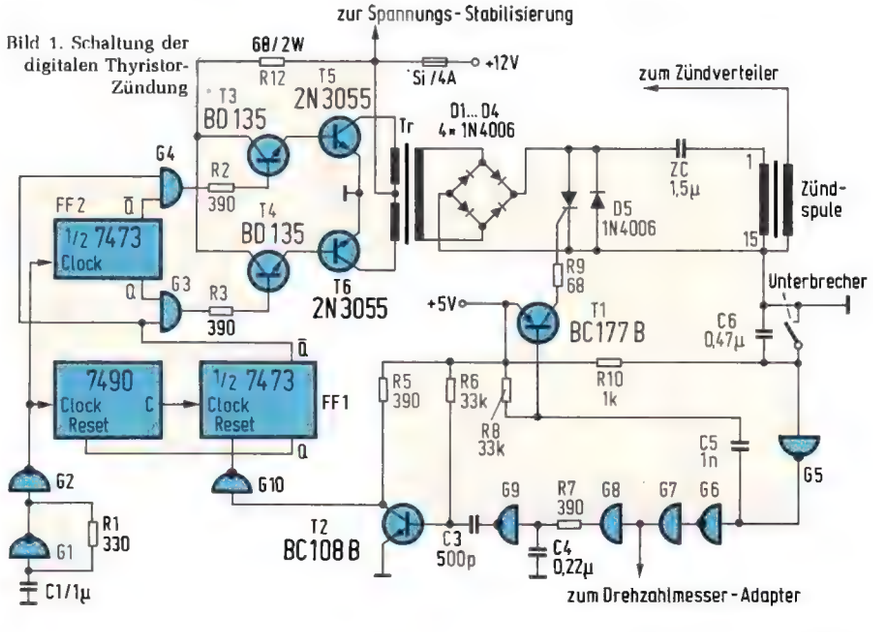
Als spürbare Vorteile sind zu nennen: Verbesserung des Kaltstartverhaltens; weitgehende Unempfindlichkeit gegen Feuchtigkeit der Zündkabel und -Kerzen; äußerst seltenes Einstellen des Zündzeitpunktes, da kein Abbrand des Unterbrecherkontaktes stattfindet. Bei stehendem Motor und eingeschalteter Zündung fließt kein Strom über die Zündspule, sie kann also nicht verschmoren. Der Elektrodenabstand der Kerzen ist unkritisch, dadurch ist die Kerzenstandzeit länger. In den meisten Fällen dürfte sich auch ein geringerer Benzinverbrauch einstellen.

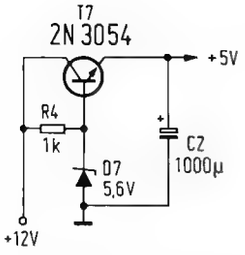
Die Schaltung (*Bild 1*) wird durch den vorhandenen Unterbrecher gesteuert, kann aber auch mit einer Lichtschranke oder ähnlichem betrieben werden. Die vorhandene Zündspule wird weiterbenuztzt; dies hat den Vorteil, daß der Einbau dieser Schaltung äußerst einfach zu bewerkstelligen ist, da nur einige Kabel umzustecken sind. Das ist natürlich auch im Falle einer Störung vorteilhaft, da nach kurzer Zeit mit der normalen Zündung weitergefahren werden kann. Die Betriebsspannung der TTL-IS ist durch eine einfache Transistorschaltung (*Bild 2*) stabilisiert. *Bild 3* zeigt einen Adapter für Drehzahlmesser.

Die Thyristor-Zündung hat Ihren Namen davon, daß ein auf eine bestimmte Spannung aufgeladener Kondensator im Zündzeitpunkt durch einen Thyristor über die Zündspule entladen wird. Es entsteht ein von der Kondensator-Ladung abhängiger Energie-Impuls. Die notwendige Spannung von etwa 350 V wird durch einen gesteuerten Spannungswandler mit nachgeschaltetem Gleichrichter erzeugt.

Zur Steuerung des Wandlers und der Logik erzeugt ein Taktgenerator, bestehend aus den Gattern G1 und G2, eine Taktfrequenz von etwa 2,3 kHz. Diese gelangt auf einen Dezimalzähler (IS 2), dessen C-Ausgang nach dem 8. Takt das Flip-Flop 1 zum Kippen bringt. Dadurch werden über den $\overline{Q}$-Ausgang des FF 1 die Gatter G3 und G4 gesperrt, so daß die an FF 2 anstehende Taktfrequenz nicht mehr auf die Treiber-Transistoren T3 und T4 einwirken kann und somit der Wandler – da auch die

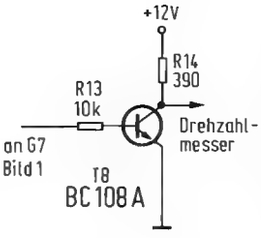
Bild 1. Schaltung der digitalen Thyristor-Zündung





◀ Bild 2. 5-V-Stabilisation zur Versorgung der TTL-IS

Bild 3. ▶ Mit dieser einfachen Schaltung kann ein üblicher Drehzahlmesser angesteuert werden



Leistungs-Transistoren T5 + T6 stromlos werden – abgeschaltet wird.

Es werden also nur 8 Takte, entsprechend vier vollen Schwingungen, auf die Primärwicklung des Wandler-Transformators durchgelassen. Auf der Sekundärseite wird die erzeugte Spannung durch D1 ... D4 gleichgerichtet und damit der Zündkondensator ZC geladen. Im Zündzeitpunkt, also wenn der Unterbrecherkontakt öffnet, schließt der Thyristor den Kondensator über die Zündspule kurz.

Jeder der geschilderten Vorgänge (Laden und Zünden) benötigt eine bestimmte Zeit, die innerhalb von zwei Zündvorgängen abgelaufen sein muß. Die zur Verfügung stehende Zeit errechnet sich aus der Zündfolgefrequenz und der maximalen Drehzahl:

$$f_{(z)} = \frac{n \cdot z}{60 \cdot z}$$

wobei n = Drehzahl pro Minute und z = Anzahl der Zylinder. Als Beispiel möge ein Motor mit 4 Zylindern und einer max. Drehzahl von 6500 U/min dienen; es ergibt sich

$$f_{(z)} = \frac{6500 \cdot 4}{60 \cdot 2} = 217 \text{ Zündungen/min;}$$

die zwischen zwei Zündvorgängen zur Verfügung stehende Zeit ist dann

$$t_{(ges)} = \frac{1}{f_{(z)}} = \frac{1}{217} = 0{,}00462 \text{ s} = 4{,}62 \text{ ms}$$

Die zur Zündung des Thyristors sowie zum Entladen des Zündkondensators benötigte Zeit wird mit 50 µs als ausreichend angenommen. Frühestens nach Ablauf dieser Zeit darf der Ladevorgang eingeleitet werden. Es ist also notwendig, das vom Unterbrecher kommende Signal um mindestens diese Zeit zu verzögern. Dies geschieht mit dem RC-Glied nach Gatter G8 (390 Ω, 0,22 µF). Mit diesen Werten ergibt sich eine Verzögerungszeit von 63 µs.

Die Ladezeit errechnet sich, da jeweils 8 Impulse zur Wirkung kommen, zu

$$t_{(L)} = \frac{8}{2300 \text{ Hz}} = 3{,}6 \text{ ms}$$

Die Addition dieser von der Drehzahl unabhängigen Zeiten ergibt etwa 3,56 ms. Wie bereits weiter oben errechnet, beträgt die Zeit zwischen zwei Zündvorgängen bei dem angeführten Beispiel 4,62 ms. Es steht also noch eine Zeit von 1.06 ms als Reserve zur Verfügung, so daß mit der in dieser Beschreibung gewählten Auslegung 8400 U/min bei einem 4-Zylinder- und 5600 U/min bei einem 6-Zylinder-Motor gefahren werden können. Wo dies nicht ausreicht, ist durch Erhöhen der Taktfrequenz (Verkleinerung des Kondensators C1) sehr einfach eine Anpassung möglich. Dabei geht der große Vorteil der bei jeder Drehzahl gleichen Zündenergie keineswegs verloren! Die im Zündkondensator gespeicherte Energie errechnet sich bei einer Ladespannung von 350 Volt zu

$$E = \frac{U^2 \cdot C}{2} = \frac{350^2 \cdot 1{,}5 \cdot 10^{-6}}{2} = 0{,}092 \text{ Ws.}$$

Die aufgenommene Leistung ist nur von der Drehzahl abhängig, es besteht also ein linearer Zusammenhang; bei niedriger Drehzahl wird nur wenig Leistung verbraucht. Bei einer Drehzahl von ca. 5000 U/min wurde eine Stromaufnahme von 1,7 Ampere gemessen.

Der Aufbau der Schaltung auf der Platine (*Bilder 4 und 5*) ist unkritisch. Die *Tabelle* nennt die verwendeten Bauelemente. Es ist zu kontrollieren, ob die für die TTL-Logik notwendige Spannung von 5 Volt genau genug vorhanden ist. Falls eine größere Abweichung als ±0,25 Volt vorliegt, wäre die Zener-Diode D7 gegen eine andere (genauere) auszutauschen.

Ebenfalls ist die Ladespannung am Zündkondensator ZC mit einem hochohmigen Instrument zu messen. Diese Spannung kann sich nur bei angeschlossener Zündspule aufbauen. Es sollte hier eine Spannung von mindestens 320 Volt und maximal von 400 Volt anliegen. Eventuell wäre der 2-Watt-Widerstand R12 gegen einen kleineren (bei zu niedriger) oder gegen einen größeren Wert (bei zu hoher Spannung) auszutauschen. Die fünf Transistoren T3...T7 werden auf ein Alu-Blech montiert. Der Zündkondensator

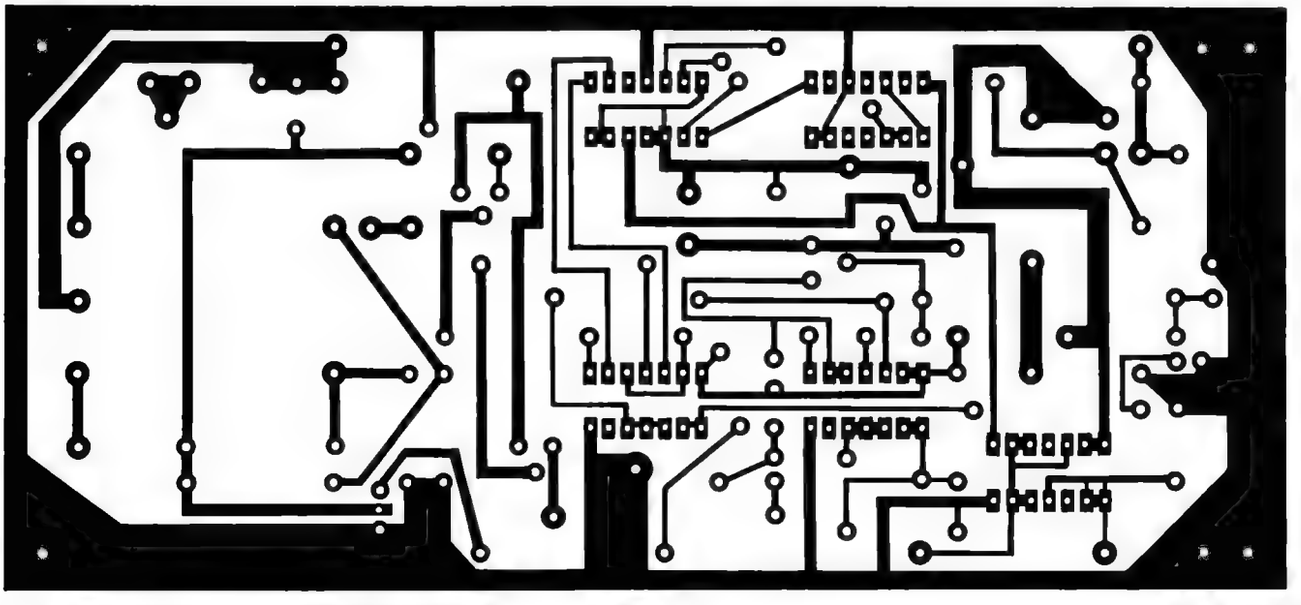


Bild 4. Leiterbahnseite der Platine

ZC wird mit einem Halteblech so am Transformator befestigt, daß er zwischen diesem und dem Kühlblech zu liegen kommt. Alle Transistoren müssen vom Kühlblech isoliert montiert werden!

Lieferquellen für den Wandler-Transformator kann der Autor vermitteln. Für Selbsthersteller gelten folgende Daten: Kern: PM 47; 0,35 Armco-Blech; Spulenkörper: M42; primär 2 x 18 Wdg. 0,38 Cul; sekundär 620 Wdg. 0,15 Cul.

Über den Unterbrecherkontakt fließen etwa 5 mA Strom. (R 10 = 1 kΩ). Mit dieser Dimensionierung wurde aber bisher eine Strecke von mehr als 30 000 km zurückgelegt und es hat sich gezeigt, daß ein Ausfall durch Verschmutzen des Unterbrecherkontaktes nicht auftrat.

Falls ein Drehzahlmesser vorhanden ist, wird dieser an Ausgang 4 der Schaltung angeschlossen, andernfalls können T8, R13 und R14 entfallen. Sollte der Drehzahlmesser an diesen Ausgang nicht ansprechen, so ist dieser über einen 6,8-kΩ-Widerstand direkt mit Klemme 1 der Zündspule zu verbinden.

Bei der Auswahl eines geeigneten Thyristors hat sich gezeigt, daß nur ein schneller Typ gute Ergebnisse bringt. Es wurde daher der Valvo-Typ BT 100 A/02 mit einer Zündzeit t_{gt} 1,3 µs gewählt.

Die Platine ist doppelseitig kaschiert. An den Ein- und Ausgängen wurden Flachstecker aufgelötet. Eine Masseleitung mit mindestens 2,5 mm² Querschnitt wird in Nähe der Thyristor-Kathode mit der Masse der Platine verlötet

Stückliste

Widerstände	
R1	330 Ω
R2,R3,R5, R7,314	390 Ω
R4,R10	1 k Ω
R6,R8	33 kΩ
R9	68 Ω
R 10	1 kΩ
R12	68 Ω 2 W, alle anderen Werte je 1/4 W
R13	10 kΩ
Kondensatoren	
C1	1 µF/10 V Kunstfolien oder Tantal
C2	1000 µF/16 V Elko
C3	500 pF
C4	0,22 µF
C5	1 nF
C6	0,42 µF
ZC = Zündkondensator = Bosch MP 1,5 µF/400 V =	
Dioden	
D1...D5	1 N 4006
D7	Z-Diode ZPD 5,6
Thyristor	BT 100 A/02 (Valvo)
Transistoren	
T3,T4	BD 135 oder Vergleichs-Typ
T1	BC 177 C
T2	BC 108 B
T5,T6	2 N 3055
T7	2 N 3054
T8	BC 108 A
Digital-IS	
1 Stück SN 7408	1 Stück SN 7473
1 Stück SN 7413	1 Stück SN 7490
1 Stück SN 74132	

Ferner: 2 Sicherungs-Halter, 1 4-A-Sicherung, 1 Wandler-Transformator (siehe Text), Kühlblech nach Bild 4, einige M-3-Schrauben und Abstandrollen.

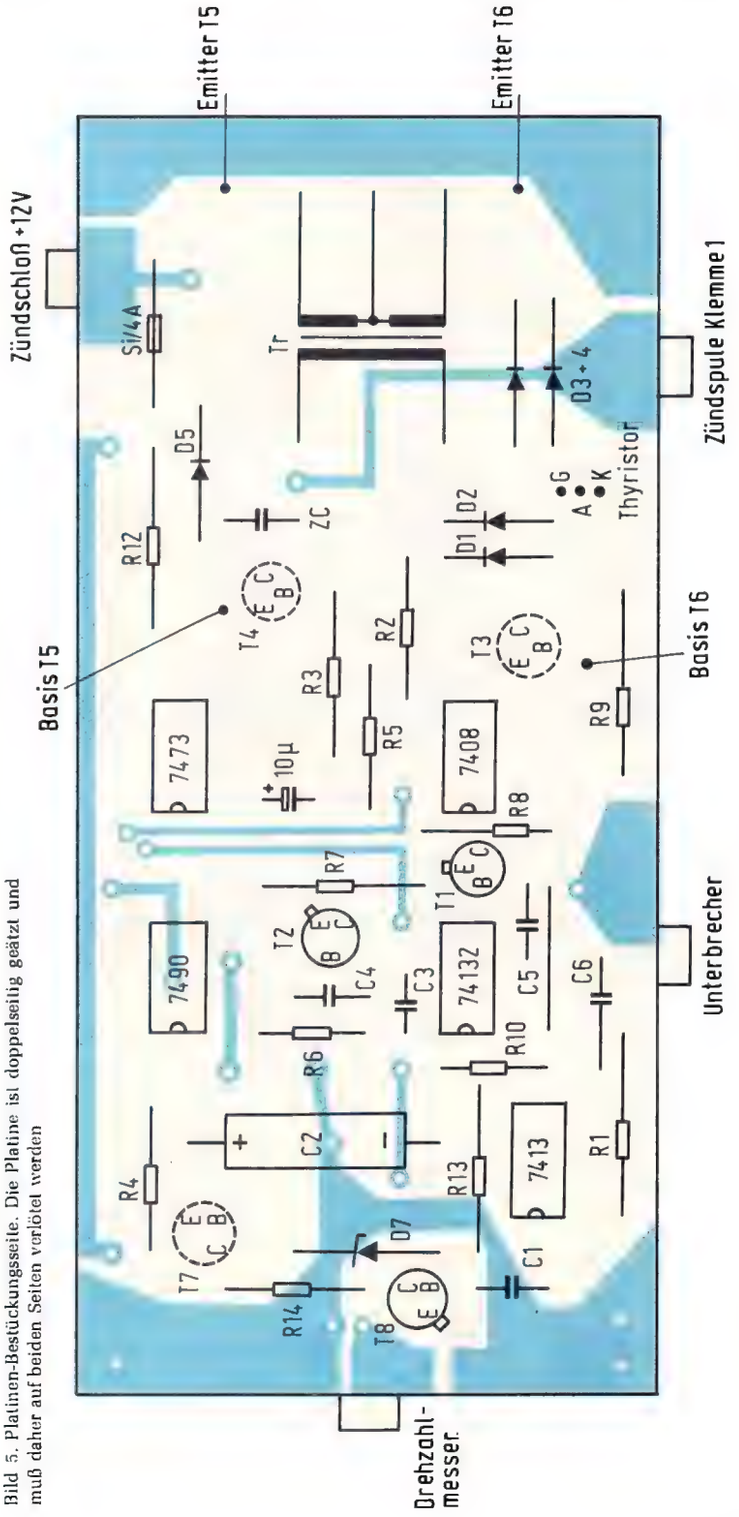


Bild 5. Platinen-Bestückungsseite. Die Platine ist doppelseitig geätzt und muß daher auf beiden Seiten verlötet werden

und mit dem Pkw-Chassis an geeigneter Stelle so verschraubt, daß eine sichere Verbindung gewährleistet ist.

Zu beachten wäre noch, daß an keinen Ein- oder Ausgang der Schaltung (außer Eingang 1) die Batteriespannung angelegt werden darf. Die Schaltung könnte dadurch zerstört werden!

Klemme 15 der Zündspule muß an Masse gelegt werden. Auch dieser Anschluß wird am besten steckbar ausgeführt, um ein schnelles Umstecken im Bedarfsfalle zu ermöglichen.

Das fertige Gerät wird an geeigneter Stelle mit einem Abstand von etwa 1 cm mit dem Pkw-Chassis verschraubt. Kühlluft sollte Zutritt haben, jedoch ist die Schaltung gegen Spritzwasser zu schützen. Der Autor hat die Schaltung mit transparentem Kunstharz vergossen; ein passendes, dichtes Gehäuse tut natürlich die gleichen Dienste.

Max Pfister

Dunkelkammeruhr mit Digitalanzeige

Die hier beschriebene Dunkelkammeruhr besitzt im Gegensatz zu den meisten Belichtungsuhren eine digitale Anzeige, die die eingestellte Belichtungszeit angibt. Dank einer Auflösung bis zu 1/100 s lassen sich Belichtungs- oder Entwicklungszeiten genau einhalten.

Das Funktionsprinzip

Die Belichtungszeit läßt sich mit einem Drehschalter (S 5) dekadisch auf 1, 1/10 oder 1/100 Sekunde einstellen. Möglich ist auch die Steuerung über einen externen Eingang, an den man z.B. einen Licht/Frequenz-Wandler, der die Helligkeit der Lichtquelle mißt, anschließen kann. Auf diese Weise hat man eine Belichtungszeit-Steuerung, die von der Lichtstärke abhängig ist; vier weitere Drehschalter S1...4, jeweils unter der entsprechenden 7-Segmentanzeige, dienen zur Einstellung des genauen Zeitwertes. Beim Betätigen der Starttaste geht die Anzeige auf Null, und das Zählen beginnt mit der eingestellten Frequenz (Drehschalter S 5), bis der Zähler den Wert wieder erreicht hat.

Ein Optokoppler mit einer Triac-Steuerung sorgt für das Ein- und Ausschalten der Belichtungslampe. Mit der Stop-Taste kann man den Zähler während der Belichtung wieder auf die eingestellte Zeit setzen, wodurch die Belichtung abgebrochen wird. Die Bildgröße läßt sich mit der Dauerlicht-Taste einstellen. Dabei kann man mit einem Fotometer auch die notwendige Belichtungszeit messen. Die Stop-Taste schaltet die Lampe wieder aus.

Als Quarzzeitbasis dient die in der FUNKSCHAU 1973, S. 482 erschienene Schaltung.

Die Betriebsspannung wird mit einem LM 309K stabilisiert. Auf der Netzteilplatine wurde noch der Optokoppler, der Triac für die Lampensteuerung und ein Relais für einen Summer untergebracht. Der Summer signalisiert das Ende der Entwicklungszeit.

Die Schaltung

Die Schaltung der Ablaufsteuerung zeigt *Bild 1*. Schaltet man den „Digitimer" ein, so zählt er mit einer Frequenz von 1 MHz bis zum eingestellten Wert. Das geschieht dadurch, daß beim Erreichen dieses Wertes eine Torschaltung den Takt für die Zählerkette sperrt. Stellt man die Drehschalter auf einen anderen Wert, so zählt der Timer nach. Man kann den eingestellten Wert somit ständig an den 7-Segment-Anzeigen ablesen.

Drückt man dann die Starttaste, so wird der Reseteingang der 7490 gesetzt. Der Zähler bekommt nun das Eingangssignal und zählt solange, bis die eingestellte Zeit erreicht ist. Der Optokoppler schaltet dann den Triac, der die Belichtungslampe steuert.

Will man den Zählvorgang unterbrechen, drückt man die Stop-Taste, die das 1-MHz-Signal wieder zum Zähler durchläßt, womit man sofort wieder den eingestellten Wert hat.

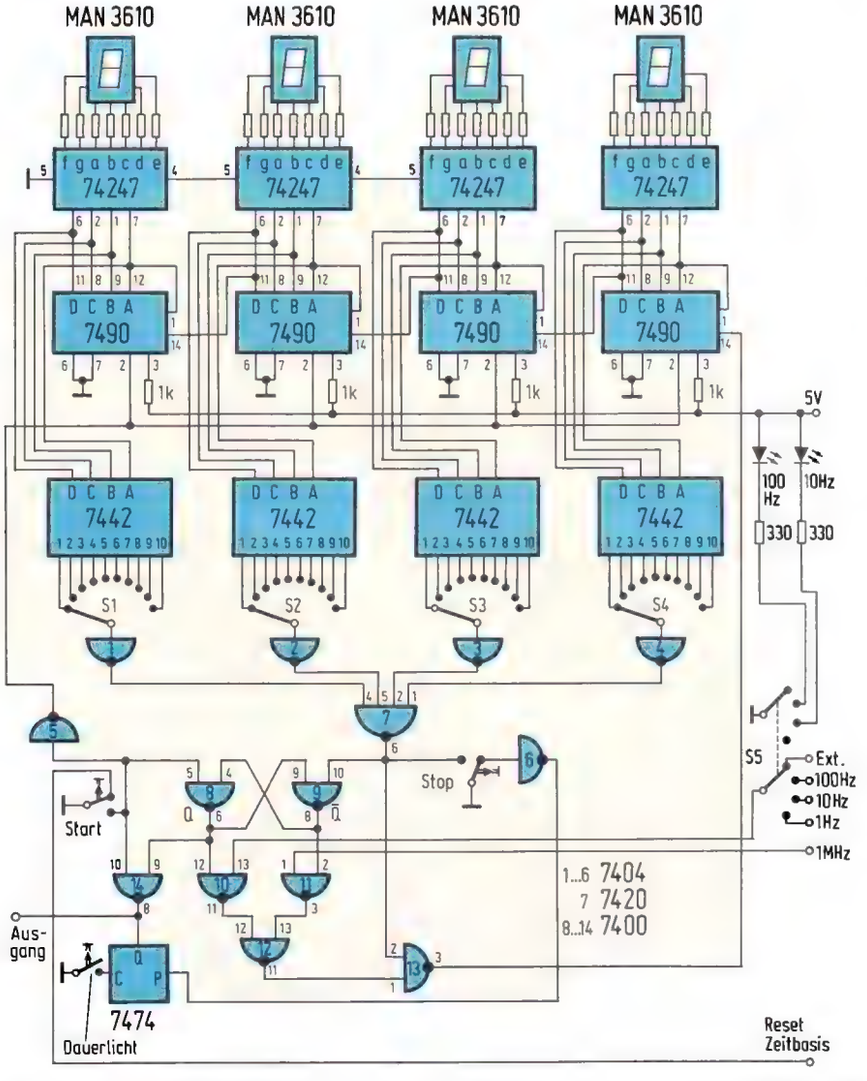


Bild 1. Die Schaltung der Ablaufsteuerung. Als Quarzzeitbasis kann z. B. die in der FUNKSCHAU 1973, S. 482 erschienene Schaltung dienen

Der Ausgang „Reset Zeitbasis" setzt beim Drücken der Starttaste die Quarzzeitbasis auf Null, somit hat man sets einen exakten Zählbeginn.

Mit dem Drehschalter S 5 wird beim 10-Hz- und 100-Hz-Eingang der entsprechende Dezimalpunkt eingeschaltet. Wegen den relativ großen Abständen auf der Platine zwischen den Siebensegmentanzeigen wurde für den Dezimalpunkt je eine Leuchtdiode gewählt. die zwischen den Ziffern steht.

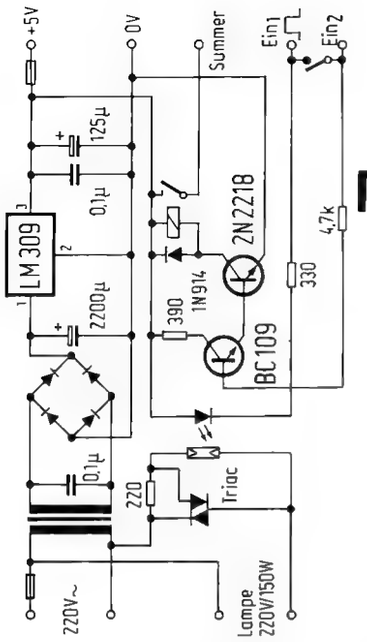
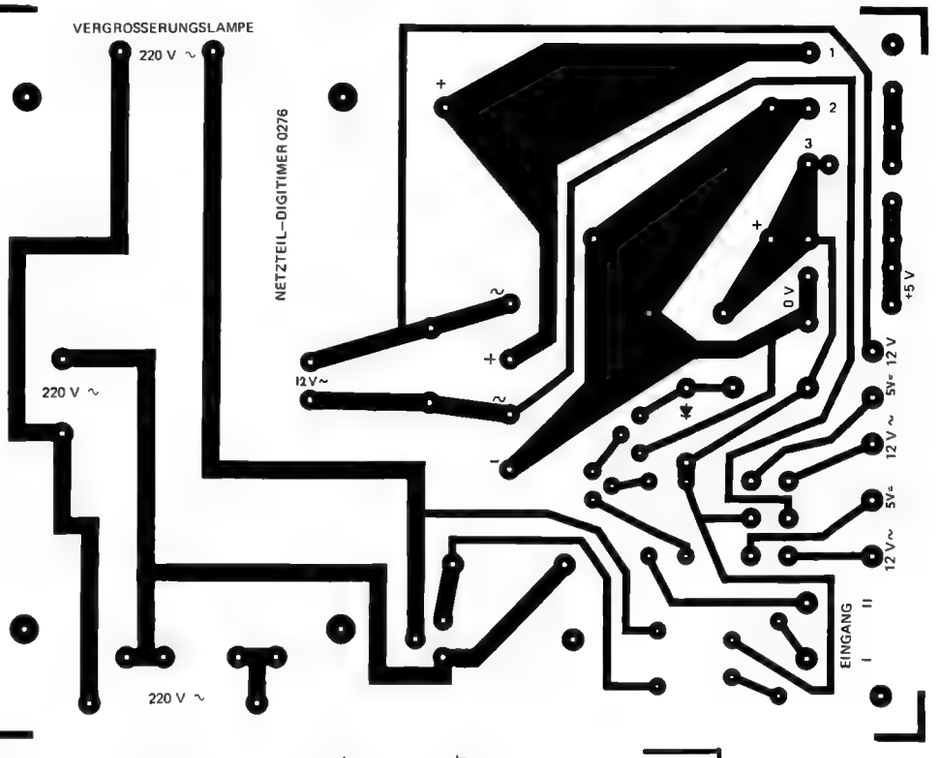


Bild 2. ▲ Netzteil und Lampensteuerung. Den Optokoppler kann man sich auch selbst aus einer Leuchtdiode und einem Fotowiderstand bauen



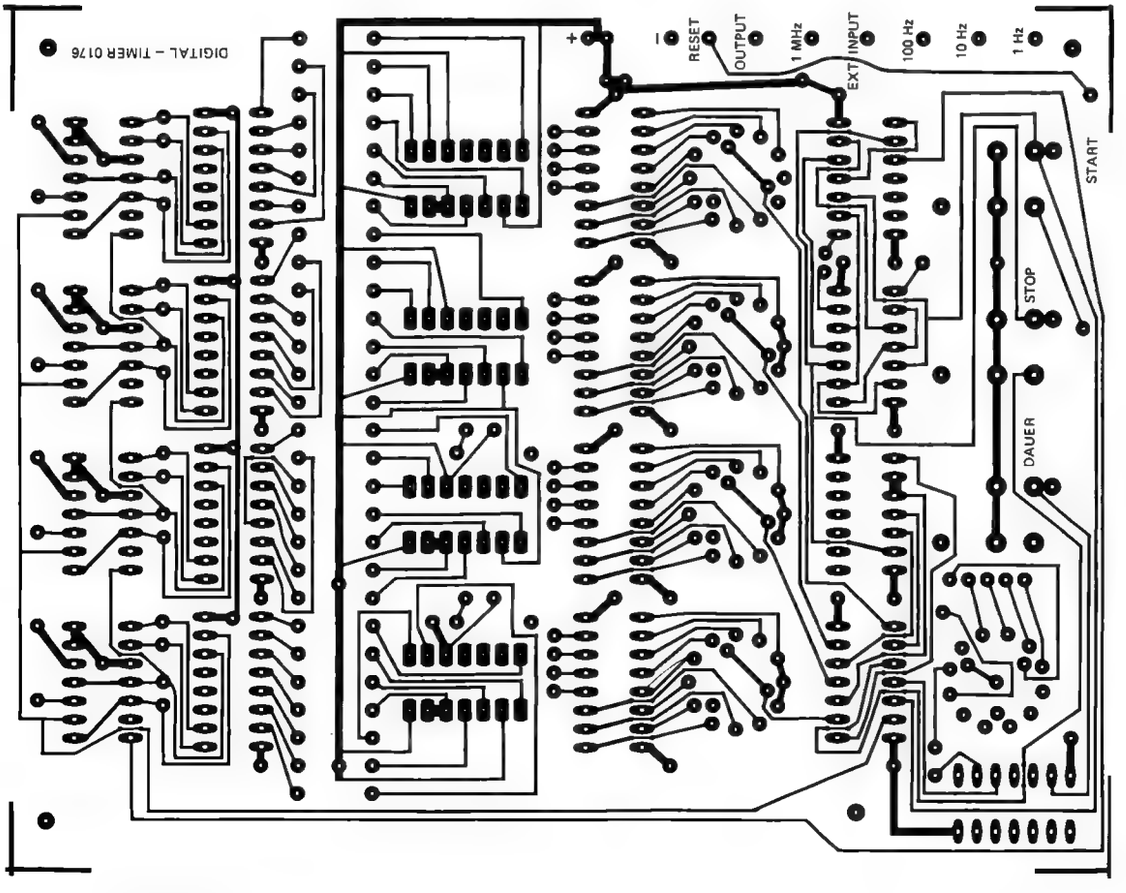


Bild 3. Lötseite der Ablaufsteuerung. Die Leiterbahnen auf der Bestückungsseite sind aus Bild 5 ersichtlich

Bild 4. ▲ Die Platine für Netzteil und Lampensteuerung ist nur einseitig geätzt

Die Schaltung besitzt eine Vornullen-Unterdrückung, die nur die für die Anzeige relevanten Stellen aufleuchten läßt. *Bild 2* zeigt die Schaltung des Netzteils und der Lampensteuerung.

Der Aufbau

Bild 3 und *Bild 4* zeigen die beiden Platinen, *Bild 5* und *Bild 6* die zugehörigen Bestükkungspläne. Da die Platine des Digitimers doppelseitig ausgelegt ist, müssen die auf der Bestückungszeichnung markierten Punkte durchkontaktiert werden. Wichtig ist, daß man das Durchkontaktieren vor dem Einlöten der Bauelemente vornimmt, da sonst einige Verbindungen nachträglich nicht mehr oder nur umständlich durchführbar sind.

Zum Netzteilprint ist noch zu sagen, daß der LM 309k eine ausreichende Kühlfläche haben muß. Der Stromverbrauch des fertigen Gerätes (Digitimer, Quarzzeitbasis und Netzteil mit Summer) beträgt etwa 800 mA.

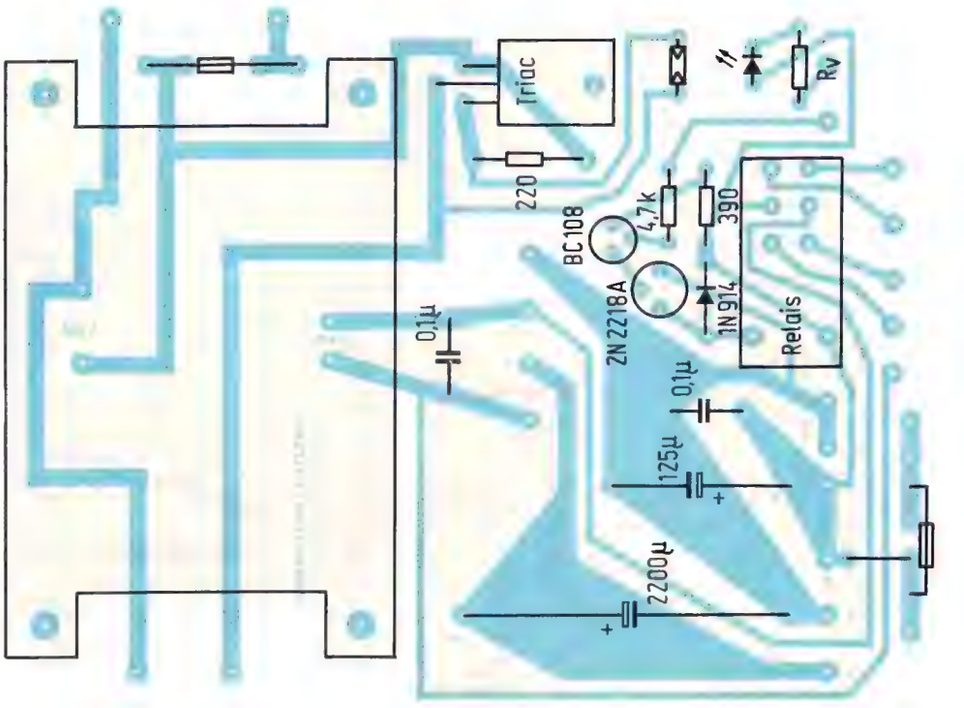


Bild 6. ▲ Bestückung der Netzteilplatine

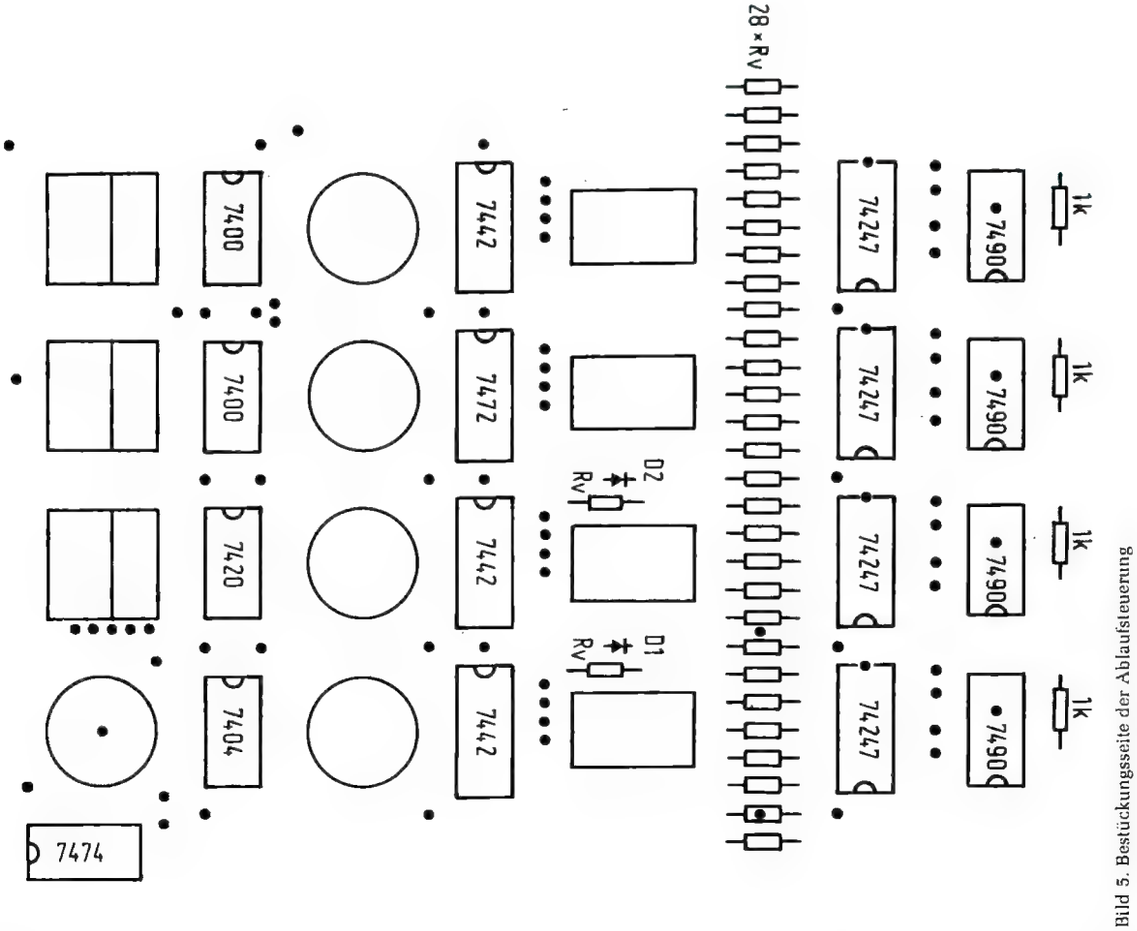


Bild 5. Bestückungsseite der Ablaufsteuerung

Mit wenigen IS läßt sich heute ein hochwertiger Stereoempfänger aufbauen, der auch gehobenen Ansprüchen genügt. Die Verwendung eines vorabgeglichenen, fertig erhältlichen Eingangsteiles (FD 1 A von Valvo) erleichtert den Nachbau wesentlich; trotzdem ist natürlich für ein solches Gerät schon etwas Erfahrung mit Hf-Schaltungen erforderlich. Die Schaltung ist als Anregung gedacht, Platinen stehen deshalb nicht zur Verfügung.

Jürgen Gerl

UKW-Stereo-Empfänger mit FD 1 A

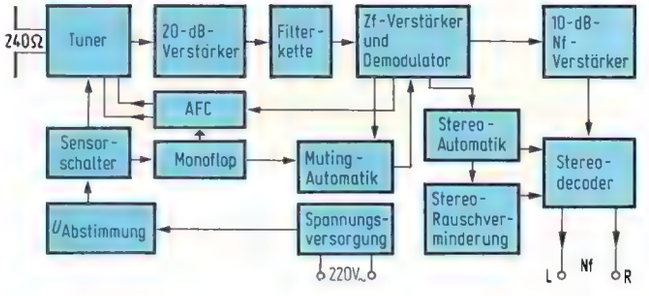
Bild 1 zeigt das Blockschaltbild des Empfängers. Nach dem eigentlichen Tuner folgt ein Zf-Verstärker mit Quadraturdemodulator und Ausgangsverstärker, der einen PLL-Stereodekoder angesteuert. Im Zf-Verstärker wird eine feldstärkeabhängige Spannung gewonnen, die verstärkt wird und einen automatischen Mono-Stereo-Umschalter und die Stummabstimmautomatik steuert. Die AFC-Spannung wird ebenfalls im Zf-Verstärker erzeugt. Es ist notwendig, die AFC beim Umschalten der Empfangskanäle abzuschalten; das Steuersignal dazu liefert ein Monoflop, das von der Sensoreinheit ansteuert wird. Das Monoflop schaltet auch die Stummabstimmung ein.

Die Schaltung

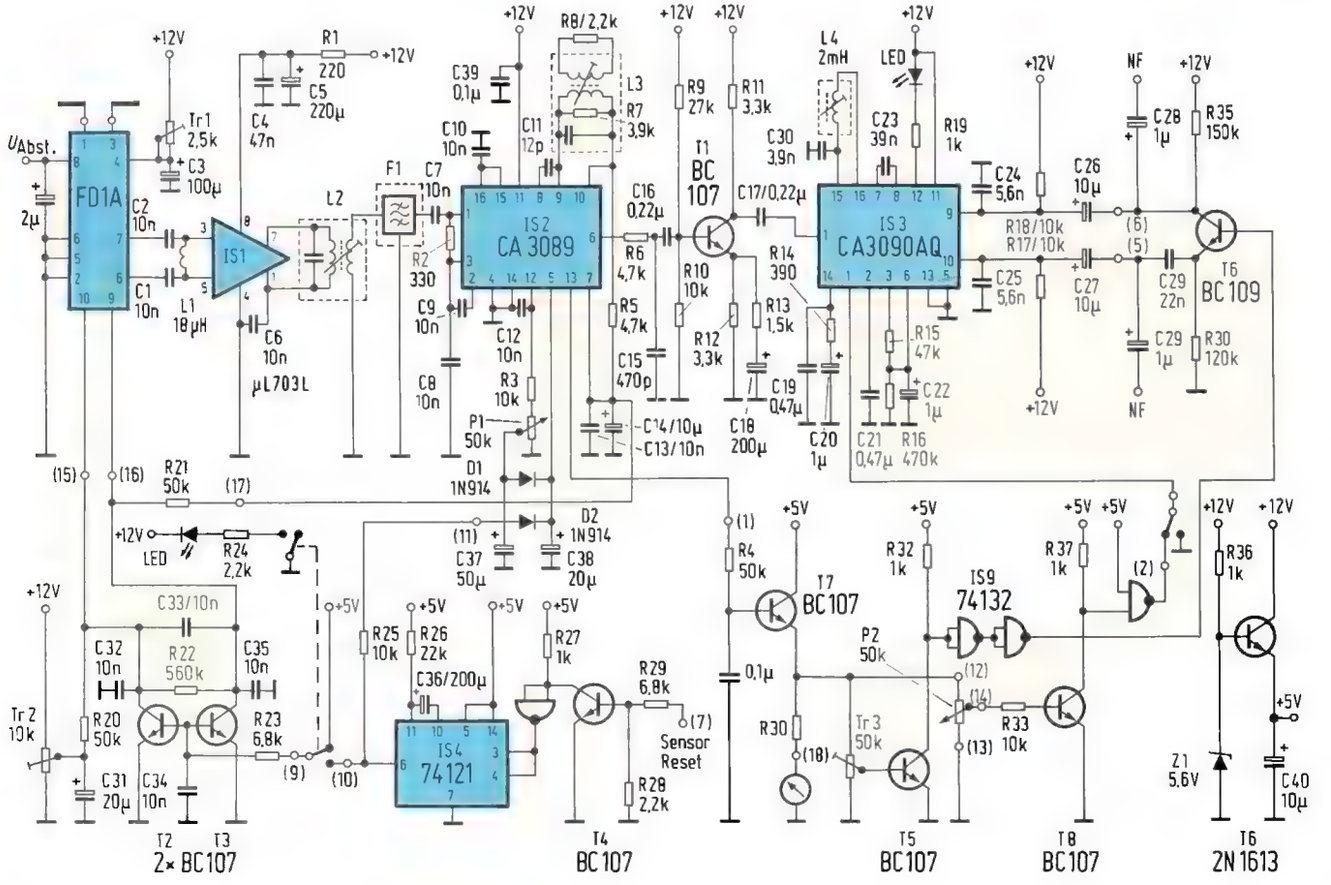
Als Tuner findet ein FD1A von Valvo Verwendung; er ist leicht erhältlich und zudem relativ preiswert. Die nachfolgende Zf-Schaltung zeigt *Bild 2*. Das Zf-Signal des Tuners wird in einer IS µL703 L um etwa 20 dB vorverstärkt, die gleichzeitig die Impedanz an das nachfolgende 10,7-MHz-Filter anpaßt. Dieses Filter besteht aus einem Schwingkreis mit nachgeschaltetem Vierfach-Keramikfilter.

Darauf folgt der eigentliche Zf-Verstärker, der durch eine IS CA3089 reali-

Bild 1. ▶ Blockschaltbild des UKW-Stereo-Empfängers



▼ Bild 2. Schaltung des Zf-Teils und des Stereo-Dekoders



siert ist. Damit wird das Signal um weitere 60 dB verstärkt und begrenzt, bevor es dem integrierten Demodulator zugeführt wird. Zum Abgleich des Demodulators dient ein weiterer Schwingkreis, die Beschaltung der IS entspricht damit weitgehend den Herstellerempfehlungen.

Das Nf-Signal wird in einer Transistorstufe um den Faktor 3 verstärkt, bevor es der Stereodecoder-IS CA3090 zugeführt wird. Dies erwies sich als vorteilhaft, da damit ein größerer Rauschabstand erreicht wird.

Stereoautomatik und Stummabschaltung

Zur Umschaltung eines Stereosignals auf Mono bei zu geringer Empfangsfeldstärke ist eine Automatik vorgesehen. Mit dem Transistor T7 wird die feldstärkeabhängige Spannung von

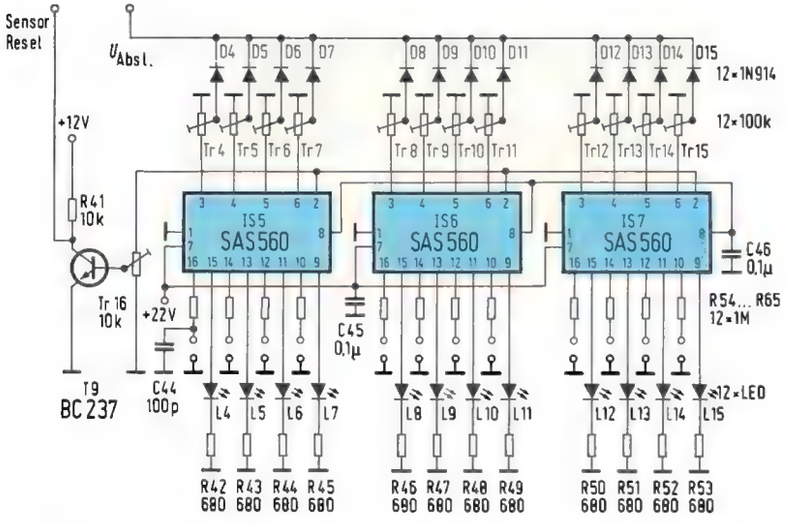


Bild 3. Die Sensor-Programmspeicherung ist für 12 Programme dimensioniert, kann aber noch erweitert werden

Anschluß 13 des CA3089 ausgekoppelt. Übersteigt die Spannung an P2 einen bestimmten Wert, so schaltet T8 durch, und der Ausgang des NAND-Gatters geht von 0 auf 1. Bei diesem Pegel schaltet der Logikeingang des CA3090 auf Stereo.

Um bei geringem Stereorauschen noch ungestört hören zu können, werden in der Schaltung die hohen Frequenzen ab einem bestimmten Rauschanteil monofon wiedergegeben. Dadurch hebt sich der höherfrequente Teil des Rauschens auf und die Sendung kann, wenn auch mit gehörmäßig etwas verringerter Basisbreite, stereofon gehört werden. Dazu wird mit dem elektronischen Schalter T6 ein Kondensator zwischen die beiden Stereokanäle geschaltet, der für hohe Frequenzen einen geringen Durchlaßwiderstand hat.

Die Schaltspannung für die Stummschaltung wird im CA3089 erzeugt. Sie hängt von der Feldstärke ab und wird regelbar mit P1 der eigentlichen Muting-Schaltstufe am Anschluß 5 der IS zugeführt.

Um Störungen beim Umschalten der Empfangskanäle zu vermeiden, erhält diese Schaltstufe über das Monoflop 74121 beim Umschalten ebenfalls ein Signal.

Senderumschaltung und AFC

Um Seilzüge, Skalen und ähnliche mechanische Einrichtungen zu vermeiden, werden alle Sender mit Sensorschaltern eingeschaltet (*Bild* 3). Im Entwurf sind 12 Empfangskanäle vorgesehen; sollte dies nicht ausreichen, so können sie problemlos auf 20 erhöht werden. Die Sensoren sind mit drei IS SAS560 aufgebaut. Diese IS schalten die LED und die Abstimmspannungen. Zur Abstimmung werden mit 10-Gang-Potentiometer mit 100 kΩ verwendet.

C44 sorgt dafür, daß beim Einschalten des Geräts Kanal 1 eingeschaltet wird. Beim Umschalten geben die IS über ihre gemeinsame Rücksetz-Leitung ein Signal ab, mit dem das Monoflop 74121 gestartet wird. Neben der bereits erwähnten Rauschsperre schaltet das Monoflop die AFC aus. Dies geschieht mit den Transistoren T2 und T3, die die AFC-Zuleitungen auf gemeinsames Potential legen. Das ist notwendig, um ein eindeutiges Erreichen des neuen Senders zu ermöglichen. Da die AFC-Neutralspannung des CA3089 bei 6 V liegt, muß die zweite AFC-Leitung des Tuners mit dem Trimmer Tr2 ebenfalls auf diese Spannung gebracht werden.

Stromversorgung

Der Tuner benötigt zwei Spannungen: die Versorgungsspannung von 12 V und eine gut stabilisierte Abstimmspannung von etwa 22 V. Sie können den üblichen Netzteilschaltungen entnommen werden; ihre Erzeugung wird daher hier nicht näher beschrieben. Wichtig ist eine gute Siebung, da sonst der Oszillator des FD 1A mit 50 Hz bzw. 100 Hz frequenzmoduliert wird.

Hinweise zum Aufbau

Um Störstrahlungen zu vermeiden, wurde das Gerät in ein Aluminiumgehäuse eingebaut. Am kritischsten ist die Zf-Platine, da bei ihr ein ungünstiger Aufbau leicht zu Selbsterregung führen kann.

Der Abgleich der Zf ist einfach und kann nach Gehör bzw. auf maximale Feldstärkeanzeige erfolgen.

Obwohl der Tuner bereits abgeglichen ist, kann sich ein Nachabgleich lohnen. Bei manchen Tunerexemplaren läßt sich die Empfindlichkeit durch Verringern der Versorgungsspannung, mit Tr1 vergrößern. Es soll nicht verschwiegen werden, daß bei dieser Prozedur die Großsignalfestigkeit des Tuners verringert werden kann.

Die Stereodecoderspule wird bei vorhandenem Stereosender soweit hineingedreht, bis die Stereo-Led leuchtet; dann zählt man die Umdrehungen, bis die Lampe wieder ausgeht, und dreht die Hälfte dieser Umdrehungen zurück.

Da für die Feldstärkeanzeige jedes beliebige Mikroamperemeter verwendet werden kann, muß R30 so dimensioniert werden, daß der stärkste Sender bei dem Instrument gerade Vollausschlag bewirkt. Dies ist leicht experimentell zu ermitteln, der Wert liegt zwischen 20 kΩ und 100 kΩ. Ein letztes Wort zur Verdrahtung: Um Brummschleifen vorzubeugen, müssen alle Masse- und Speisespannungsleitungen zu den verschiedenen Platinen einzeln vom Netzteil her verdrahtet werden. Das Gehäuse darf nur an einem einzigen Punkt an Masse gelegt werden.

Bei dem nachfolgend beschriebenen Gerät handelt es sich um einen einfachen Fahrtregler mit Umpoleinrichtung, der von einer Knüppelfunktion einer Proportional-Digital-Anlage direkt an Stelle eines Servos bei Verwendung nur eines Fahrakkus betrieben werden kann.

Wolfgang Kreinberg

Fahrtreglerschaltung mit Umpoleinrichtung für Schiffsmodelle

Die hier vorgestellte Schaltung erfüllt die folgenden Forderungen:

- Regelung der Drehzahl und Umkehrung der Drehrichtung mit nur einer Knüppelfunktion.
- Verwendung nur eines Fahrakkus für beide Richtungen.
- Anschluß anstelle eines Servos ohne Eingiff in den Empfänger.

Bild 1 zeigt die einzelnen Funktionen des Fahrtreglerbausteines. Der Empfänger liefert an den Steckkontakten Steuerimpulse sowie (über den Empfängerakku) die Versorgungsspannung für nachgeschaltete Aggregate. Daher

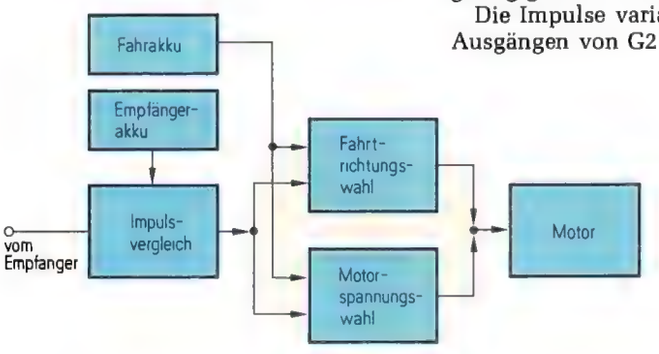


Bild 1. Das Blockschaltbild des Fahrtreglers. Aus Entkopplungsgründen erfolgt die Stromversorgung für den Digital- und den Leistungsteil getrennt

wird auch der Fahrtreglerbaustein vom Empfänger gespeist. In der Eingangsstufe werden die Steuerimpulse mit einem Sollwert verglichen. Das qualitative Ergebnis des Vergleichs mündet in die Fahrtrichtungswahl, das quantitative bestimmt die Fahrgeschwindigkeit.

Die Schaltung

Bild 2 zeigt die gesamte, auffallend unaufwendige Schaltung. Der Digitalteil ist mit TTL-Bausteinen aufgebaut. An dem Monoflop 74121 (IS 1) wird der Sollwert der Steuerimpulse eingestellt, der der neutralen Lage des Steuerknüppels entspricht.

Die ankommenden positiven Steuerimpulse werden an den Gattern 2 und 3 mit dem Sollwert verglichen, so daß jeweils am Ausgang von G2 bzw. G3 Impulse der Breite erscheinen, die der positiven oder negativen Differenz zur Sollwertimpulsbreite entsprechen.

Eine positive Differenz, d. h. die Steuerimpulse sind breiter als der Sollwert, bewirkt ein Setzen des aus den Gattern 5 und 6 gebildeten Flipflops über Gatter 3; bei negativer Differenz, d. h. die Steuerimpulse sind kürzer als der Sollwert, wird das Flipflop über G2 zurückgesetzt. Der Ausgang des Flipflops steuert über R1 den Transistor T1 an, der bei positiver Differenz durchschaltet und das Relais Rel1 anziehen läßt; mit Rel 1 wird die Umpolung des Motors vorgenommen. Die Zuordnung ist so gewählt, daß bei Vorwärtsfahrt, also der Hauptfahrtrichtung, das Relais sich in Ruhestellung befindet und damit der Stromverbrauch gering gehalten wird.

Die Impulse variabler Breite an den Ausgängen von G2 und G3 werden in dem ODER-Gatter G4 zusammengefaßt. Für diese Impulse wirkt Transistor T2 zusammen mit C1 und R3 als Integrator. Dabei wird der über R3 geladene Kondensator C1 für die Dauer der Impulse über T2 entladen. An C1 steht damit eine dreieckförmige Spannung, die nahezu proportional zur Steuerimpulsbreite und damit zur Knüppelstellung ist. Der Transistor T3 dient zur Ansteuerung von T4, der die Motorspannung einstellt.

Der Abgleich

Im Gegensatz zum Impulsbetrieb in anderen Schaltungen wird hier der Motor mit variabler Gleichspannung betrieben, die er sich selbst durch Integration der Dreiecksspannung erstellt. Die Funktion der Schaltung ist damit von dem verwendeten Motor abhängig. Der Abgleich der Schaltung wird durch einen Oszillographen wesentlich erleichtert.

Mit P1 wird die Impulsbreite an IS 1 bei neutraler Lage des Steuerknüppels so eingestellt, daß das Relais Rel1 gerade noch nicht schaltet. Damit ist der Fahrtregler bei neutraler Lage des Steuerknüppels auf Vorwärtsfahrt vorprogrammiert.

Dann wird P3 bei Vollausschlag des Steuerknüppels so abgeglichen, daß der Motor gerade noch mit maximaler Drehzahl läuft. Bei neutraler Knüppelstellung bringt man mit P2 den Motor gerade zum Stillstand. Bei richtigem Abgleich wird der Motor in neutraler Knüppelstellung stehen, zu beiden Endstellungen läßt sich die Geschwindigkeit stufenlos proportional zum Knüppelausschlag vorwärts bzw. rückwärts regeln.

Zur Stromversorgung des Digitalteiles dient der Empfängerakku (4,8 V); das Relais sowie der Motor werden mit einem Fahrakku (6 V) betrieben.

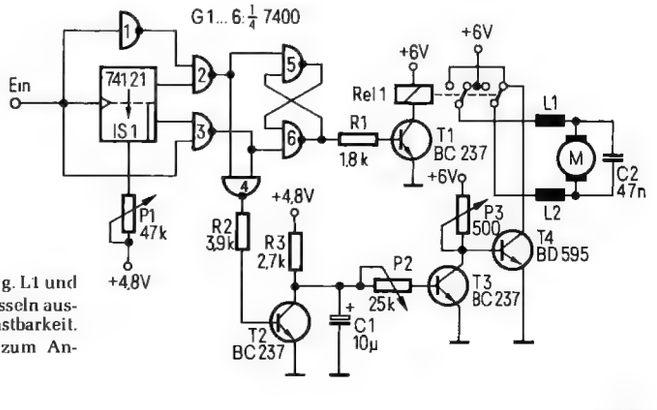


Bild 2. Die Gesamtschaltung. L1 und L2 sind übliche Entstördrosseln ausreichender Strombelastbarkeit. (Vorsicht: P 3 nicht bis zum Anschlag drehen!)

Klaus Buchenrieder

Ein Funktionsgenerator gehört heute auch für Hobbyelektroniker zur Standardausrüstung, denn er bietet eine Vielzahl von Meßmöglichkeiten: Prüfung von HiFi-Verstärkern, Abgleich von Nf-Filtern, Linearitätsmessungen und vieles andere mehr.

Funktionsgenerator mit XR 2206

Im Prinzip ist ein Funktionsgenerator nichts anderes als ein durchstimmbarer Sinus-, Dreieck- und Rechteck-Generator. Durch die Verwendung von IS wird der Aufbau besonders einfach. Die IS XR 2206 besteht intern aus einem VCO (voltage controlled oscillator = spannungsgesteuerter Oszillator), dessen Frequenz durch eine Spannung bzw. einen Steuerstrom verändert werden kann, einem Sinuskonverter, dessen Kennlinie aus dem vom VCO gelieferten Dreiecksignal einen Sinus macht, und einem Multiplizierer, der eine Amplitudenmodulation des Ausgangssignals gestattet. Das ebenfalls direkt vom VCO erzeugte Rechtecksignal kann auch zur Triggerung eines Oszillografen herangezogen werden, wodurch sich eine definierte Phasenlage des Oszillogramms ergibt.

Im Mustergerät wird allerdings ein externer Schmitt-Trigger zur Erzeugung des Rechtecks verwendet, da die Flankensteilheit des aus der IS stammenden Signals oft zu wünschen übrig läßt.

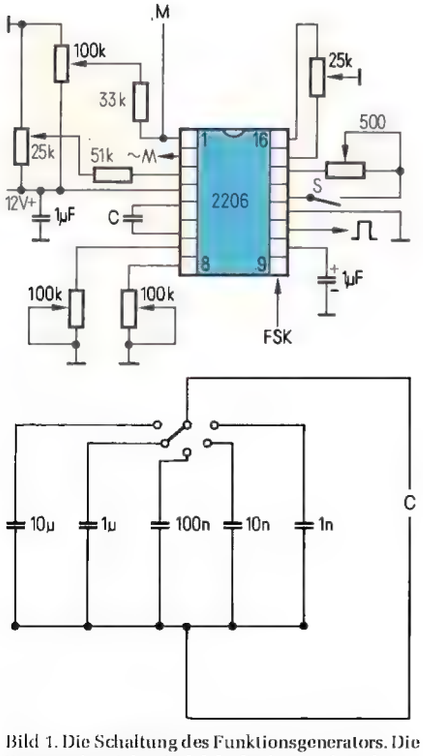


Bild 1. Die Schaltung des Funktionsgenerators. Die Frequenzbereiche sind dekadisch gestuft und werden mit Kondensatoren umgeschaltet

Die Schaltung

Das Gesamtschaltbild des Mustergeräts zeigt *Bild 1*. Durch Umschaltung der für den VCO frequenzbestimmenden Kondensatoren wurde der Gesamtfrequenzbereich in fünf Einzelbereiche unterteilt, die dekadisch abgestuft sind. Da die IS über zwei Steuereingänge verfügt, die mittels eines elektronischen Schalters (current switch) ausgewählt werden, enthält das Gerät auch zwei Potis für die Frequenzeinstellung; dadurch ist z. B. eine Frequenzumtastung möglich, was Fernschreib-Amateure besonders begrüßen dürften. Der Stromschalter bietet aber noch weitere Möglichkeiten; so kann etwa das Tastverhältnis des Rechtecks geändert werden, und äquivalent dazu ist es möglich, die Flanken des Dreiecks unsymmetrisch zu neigen.

Durch die Verwendung von logarithmischen Potis für die Frequenz-Einstellung ergibt sich eine nahezu lineare Skala. Bei höheren Anforderungen an die Linearität ist allerdings eine Zusatzschaltung nach *Bild 2* erforderlich.

Damit der durch Amplitudenbegrenzung aus dem Dreieck gewonnene Sinus einen geringen Klirrfaktor aufweist, ist ein genauer Abgleich der Begrenzung mit zwei Trimmpotis erforderlich. Nach Herstellerangaben sind Klirrfaktoren bis herunter zu 0,5 % erreichbar.

Ein weiteres Trimmpoti an Pin 3 der IS dient zur Einstellung des Gleichanteils der Ausgangsspannung. Die Ausgangsimpedanz der IS selbst beträgt etwa 600 Ω. Um diesen Wert zu erniedrigen und gleichzeitig die Ausgangsspannung zu erhöhen, kann ein einfacher Verstärker nachgeschaltet werden; im Mustergerät wurde allerdings darauf verzichtet.

Bild 3 zeigt den verwendeten Schmitt-Trigger, der das Rechteck-Signal liefert; bei geringeren Anforderungen an die Flankensteilheit kann al-

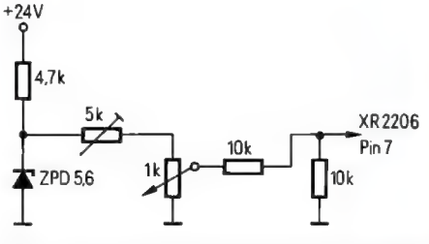


Bild 2. Durch eine einfache Zusatzschaltung läßt sich eine sehr lineare Skala für die Frequenzeinstellung realisieren

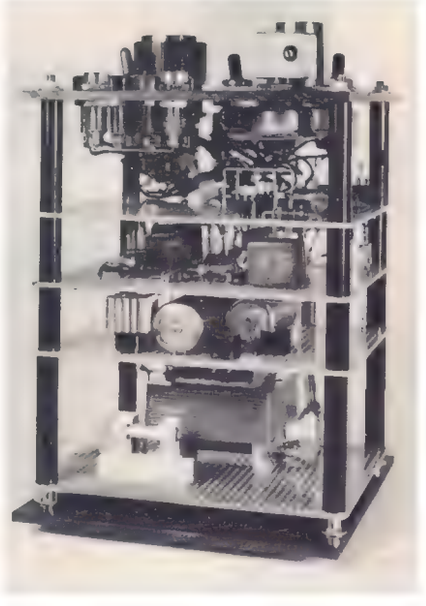


Bild 4. Das Gerät des Verfassers. Es ist auf mehreren, übereinander angeordneten Lochrasterplatten aufgebaut

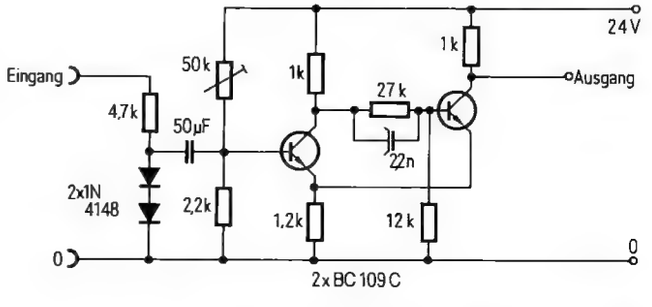


Bild 3. ▶ Zur Erhöhung der Flankensteilheit des Rechtecks kann ein Schmitt-Trigger eingesetzt werden

lerdings auf ihn verzichtet werden, denn die IS XR 2206 verfügt an Pin 11 bereits über einen Rechteckausgang.

Die Stabilität der erzeugten Frequenz hängt wesentlich von der Konstanz der Versorgungsspannung ab, die im Mustergerät von einem integrierten Drei-Pin-Regler auf 24 V stabilisiert wurde.

Aufbau und Abgleich

Das Mustergerät wurde auf mehreren Lochrasterplatten aufgebaut, die in der „Sandwich"-Bauweise übereinander angeordnet sind (*Bild 4*). Das Gehäuse enthält auch das Netzteil mit dem dazugehörigen Transformator.

Beim Abgleich beginnt man am besten mit dem Dreiecksignal: Durch Beobachten der Ausgangsspannung mit einem Oszillografen stellt man das 25-kΩ-Trimmpoti so ein, daß das Dreieck sichtbar begrenzt wird; durch Verstellen des Gleichspannungsanteiles sorgt man dann für eine genau symmetrische Begrenzung. Nun wird die Ausgangsspannung wieder so weit zurückgenommen, bis gerade keine Begrenzung auftritt. Schließt man nun den Schalter S, so wird die IS auf Sinus-Konvertierung umgeschaltet; der 500-Ω-Trimmer muß nun auf geringsten Klirrfaktor der Ausgangsspannung eingestellt werden. Dieser Abgleich erfordert eigentlich eine Klirrfaktor-Meßbrücke; andere Verfahren (z. B. mit dem Oszillograf) liefern nur ungefähre Ergebnisse, da Klirrfaktoren unter etwa 5 % praktisch nicht mehr aus dem Schirmbild erkennbar sind.

Literatur

Datenblatt XR 2206. Fa. Gonda-Elektronik.

Martin Görlitz

Der Preisverfall auf dem Taschenrechner-Markt hat speziell einfache Ausführungen zu einem Konsumartikel werden lassen. Für den Hobby-Elektroniker bietet diese Entwicklung die Möglichkeit, ohne großen Aufwand mit Rechner-IS zu experimentieren.

Programmierung von Taschenrechnern

Mit einem Taschenrechner kann man nicht nur rechnen, man kann ihn auch automatisch rechnen lassen. Selbst der einfachste verfügt über die vier Grundrechenarten. Nehmen wir zunächst die Addition: Wenn durch eine geeignete Schaltung in jeder Sekunde eine 1 addiert wird, haben wir schon einen Sekundenzähler aufgebaut [1]. Jedoch sind solche Zähler mit gewöhnlichen Zähl-IS ebenso einfach zu erstellen, und die Verwendung eines Rechners mutet ein wenig wie eine Spielerei an. Das ändert sich, wenn nicht immer eine 1, sondern eine beliebige Zahl zu addieren oder subtrahieren ist.

Hierzu ein Beispiel: Es ist ein digitaler Weglängenmesser zu bauen. Ein Rad von 2 cm Durchmesser läuft entlang der zu messenden Strecke; mit einem Kontakt auf der Achse wird pro Umdrehung ein Impuls erzeugt. Die Lösung ist einfach: Wir lassen den Rechner bei jedem Eingangsimpuls einmal den Umfang des Rades von 6,28 cm addieren. Die Ziffernanzeige gibt direkt die gemessene Strecke an. Durch Anpassung des jeweiligen Umrechnungsfaktors werden so bereits viele lineare Rechenprobleme lösbar.

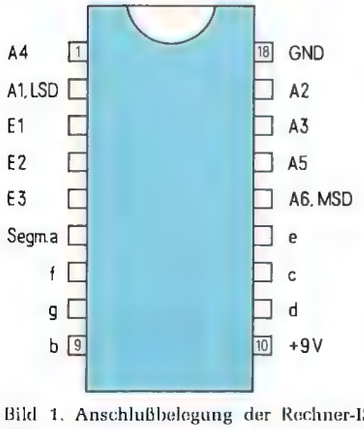


Bild 1. Anschlußbelegung der Rechner-IS MM 5736 von National. Sie rechnet nur mit ganzen Zahlen

Anschluß des Rechners

Aus der Vielfalt der im Handel befindlichen Taschenrechner werden einige typische Beispiele herangezogen. Zum Experimentieren sehr gut geeignet sind die für unter DM 20,– erhältlichen Rechner verschiedener Hersteller mit der IS MM 5736N. Sie dürfte wohl die einfachste ihrer Art sein: Sie bewältigt sechs Dezimalstellen, ein Komma ist nicht vorhanden; es werden nur ganze Zahlen verarbeitet. Die IS arbeitet in Umgekehrter Polnischer Notation, d. h. die Operation wird erst nach den Operanden eingegeben. Die zuletzt eingegebene Zahl wird als konstanter Faktor verarbeitet, wenn eine Operationstaste mehrmals gedrückt wird.

Die Pinbelegung des MM 5736N zeigt *Bild 1*. Die Impulsausgänge A1 bis A6 führen die in *Bild 2* gezeigten, zeitlich versetzten Impulse, die zur zentralen Steuerung des Rechenablaufs dienen.

Bild 3 zeigt die Befehlsorganisation der IS. Die Verbindung eines Ausgangs A mit einem der Befehlseingänge E1 bis E3 stellt einen Rechenbefehl dar. Eine weitere Funktion der Ausgänge A ist, im Multiplexverfahren die Ziffernanzeige zu steuern.

Es lassen sich bereits feste, periodische Rechnungen durchführen, indem zunächst von Hand der am Beispiel des Weglängenmessers angesprochene konstante Faktor eingetippt und anschließend über einen Kontakt die benötigte Funktionstaste periodisch kurzgeschlossen wird. Diese Lösung läßt jedoch nur sehr beschränkte Möglichkeiten zu [2].

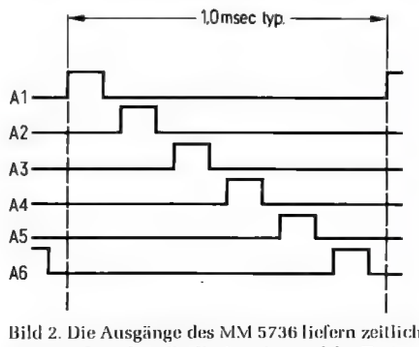
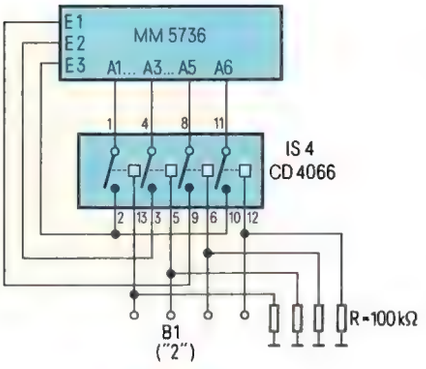


Bild 2. Die Ausgänge des MM 5736 liefern zeitlich versetzte Impulse, die die Anzeige und das Tastenfeld abtasten

	E1	E2	E3
A1	C	0	
A2		1	6
A3	−	2	7
A4	+	3	8
A5	.	4	9
A6	:	5	

Bild 3. Die Befehle werden durch Verbindung eines Eingangs und eines Ausgangs eingegeben. Die hier gezeigte Matrix zeigt die Verknüpfung für die IS MM 5736



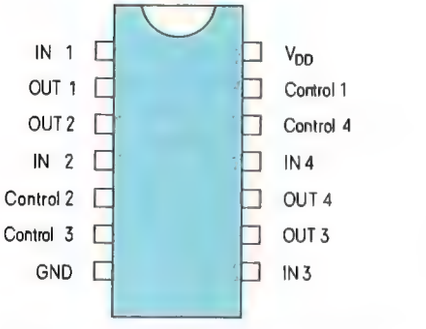


Bild 5. Anschlußbelegung eines CMOS-Analogschalters vom Typ CD 4066

Befehlserzeugung durch externe Logik

Die IS MM 5736 läßt sich in Verbindung mit CMOS-Elementen ohne Interface-Schaltungen verwenden. *Bild 4* zeigt den Anschluß der Ein- und Ausgänge an einen Vierfach-CMOS-Schalter vom Typ CD 4066 oder CD 4016. Die Anschlußbelegung ist *Bild 5* zu entnehmen. Die in Bild 4 gezeigte Auslösung der Rechenbefehle erfolgt durch Anlegen einer log. 1 an den Befehlseingang B1. Hierdurch werden die Impulse von Ausgang A3 an Eingang E2 durchgeschaltet; die IS verarbeitet dann den durch diese Verbindung festgelegten Befehl. Die Beschaltung der anderen Ein- und Ausgänge kann in gleicher Weise erfolgen. Es muß dabei sichergestellt werden, daß nur jeweils einer der Schalter geschlossen wird.

Der mechanische Kontakt ist nun also ersetzt worden. Der nächste Schritt soll nun sein, einen bestimmten Rechenablauf vorzuprogrammieren. Der Rechner kann nur einen Befehl nach dem anderen verarbeiten. Der gewünschte Rechenablauf muß also seriell aufbereitet werden. Diese Aufgabe übernimmt eine Ablaufsteuerung nach *Bild 6*. IS 1 und IS 2 bilden eine Einheit, die beim Eintreffen eines Taktimpulses von Null an zu zählen beginnt, bei einem bestimmten Zählerstand, hier 8, wieder auf Null springt und dort bis zum Eintreffen des nächsten Clock-Impulses verbleibt.

Der an IS 2 angelegte konstante Rechentakt bestimmt die Ablaufgeschwindigkeit der Rechnung.

Mit IS 3 werden aus dem BCD-Zählerstand von IS 2 die 8 Dezimalausgänge decodiert. Diese Ausgänge, die pro Clock-Impuls einmal der Reihe nach durchlaufen werden, dienen zur Steuerung des Analogschalters aus Bild 4. Der Rechner enthält eine interne Entprellschaltung, die verlangt, daß zwischen zwei Befehlen eine Pause eingehalten wird. Der Eingang D von IS 3 wird mit der Taktfrequenz verbunden. Dadurch werden die einzelnen Befehle von gleichlangen Pausen getrennt, wenn die Taktfrequenz ein Impuls-Pausen-Verhältnis von 1:1 hat.

IS 4 kann wie ein Tastenkontakt angesehen werden. Die Verbindungen der Ein- und Ausgänge werden nach Bild 3 individuell hergestellt.

Mit der Ablaufsteuerung nach Bild 6 können bis zu 7 Befehle ausgelöst werden. Für größere Anforderungen muß der Zähler entsprechend mehr Impulse auszählen und der Decoder erweitert werden. *Bild 7* zeigt einen Ablaufzähler für maximal 63 Befehle, *Bild 8* einen entsprechenden Decoder.

◄ Bild 4. Statt mit mechanischen Tastenkontakten läßt sich die Matrix auch mit CMOS-Analogschaltern realisieren

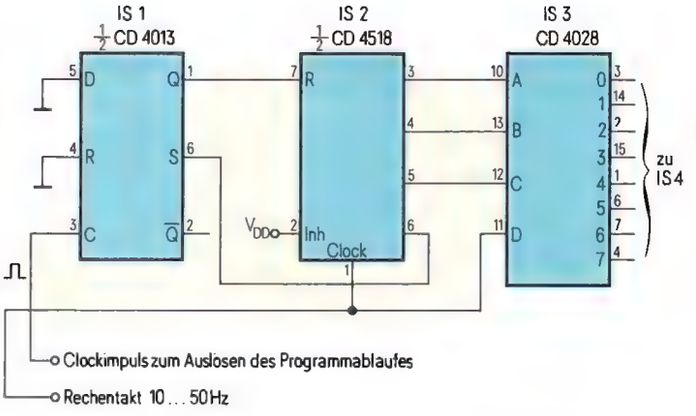


Bild 6. ▶ Wenn nur bis zu 7 Befehle programmiert werden sollen, ist die notwendige Ablaufsteuerung noch recht einfach

Externe Eingabe von Daten

Bisher waren die im Programm befindlichen Daten durch die „Hardware" vorgegeben, nun sollen Zahlenwerte variabel und von außen einfügbar werden. Hierzu ein Beispiel: Ein digitales Auto-Tachometer soll mit dem Rechner realisiert werden. Bei jeder Umdrehung der Achse wird ein Impuls geliefert; die Impulsfrequenz ist also so gering, daß ein analoges Meßgerät eine relativ hohe Integrationskonstante haben müßte. Die Zeit, die zwischen zwei Impulsen vergeht, wird mit 1000-Hz-Impulsen ausgezählt.

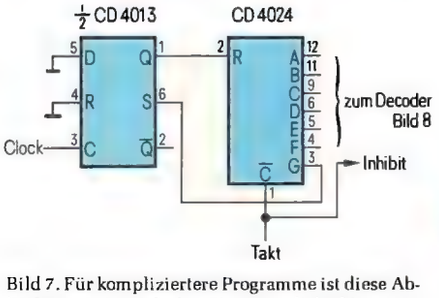


Bild 7. Für kompliziertere Programme ist diese Ablaufsteuerung gedacht. Sie ermöglicht bis zu 63 Programmschritte

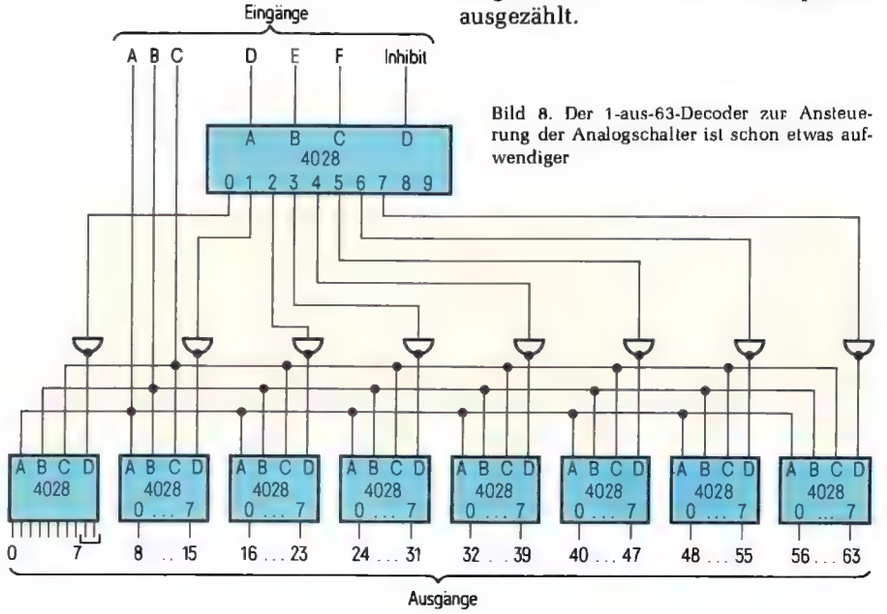


Bild 8. Der 1-aus-63-Decoder zur Ansteuerung der Analogschalter ist schon etwas aufwendiger

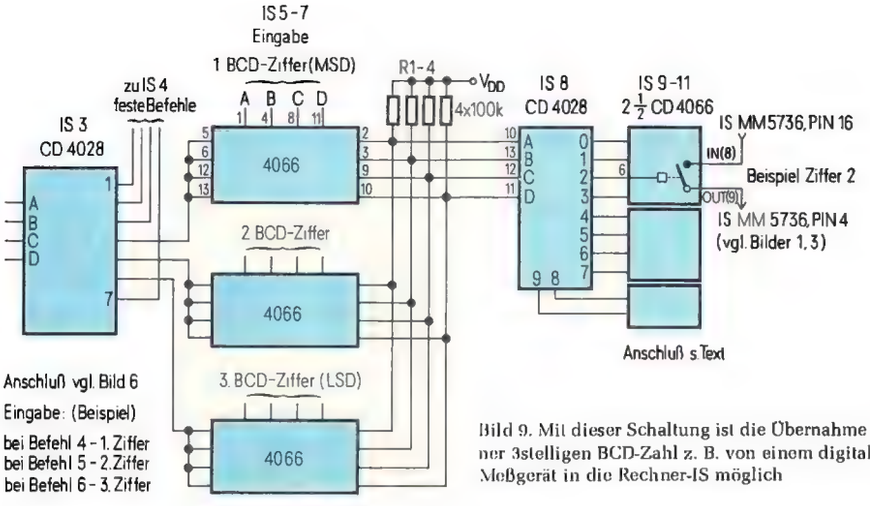


Bild 9. Mit dieser Schaltung ist die Übernahme einer 3stelligen BCD-Zahl z. B. von einem digitalen Meßgerät in die Rechner-IS möglich

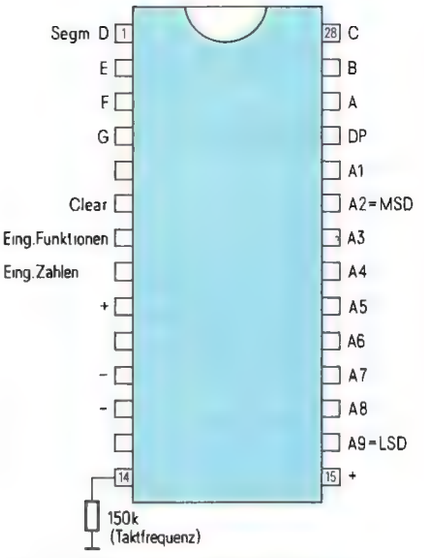


Bild 10. Anschlußbelegung der IS C 683 von General Instruments

Aus diesem Meßwert, der die Zeit für eine Umdrehung in Millisekunden darstellt, soll der Rechner die Geschwindigkeit des Fahrzeuges errechnen, und zwar selbsttätig in bestimmten Abständen. Die Formel für die Geschwindigkeit ergibt sich bei gegebenem Raddurchmesser d (in cm) zu

$$v = \frac{36 \cdot \pi \cdot d}{N} \text{ [km/h.]}$$

Diese vom Rechner auszuführende Aufgabe wird direkt in die entsprechenden Rechenfunktionen übertragen, wobei aus

$36 \cdot \pi \cdot d = k$

eine Konstante für das jeweilige Fahrzeug errechnet wird. Es ist also ein Programm für die Aufgabe

$$v = \frac{k}{N}$$

zu erstellen. Die Eingabe der Konstanten erfolgt mit der Festprogrammierung nach Bild 6. An der Stelle des Rechenganges, wo der Meßwert N einzugeben ist, wird die Schaltung nach *Bild 9* angeschlossen. Für jede Dezimalstelle des Meßwertes ist ein Befehl vorzusehen. Die fest programmierten Ausgänge von IS 3 sind nur angedeutet. Die zur Steuerung der Meßwerteingabe verwendeten Ausgänge betätigen wiederum Schalter-IS. Die anstehenden BCD-Daten werden so in der Reihenfolge ihres Stellenwertes über IS 5...7 genau zum richtigen Zeitpunkt durchgeschaltet, von IS 8 decodiert und von IS 9...11 als Befehl eingegeben. Letztere sind so angeschlossen, daß sie den Tasten für die Ziffern 0...9 entsprechen. Wenn keine Meßwertabfrage stattfindet, legen die Widerstände R1...R4 den Eingang von IS 8 auf die Ziffer 15, so daß keine Decodierung erfolgt.

Auch diese Schaltung läßt sich, indem zu den IS 5...7 noch weitere hinzugefügt werden, auf mehr als drei Eingabestellen erweitern.

Verwendung anderer Taschenrechner-IS

Ebenfalls gut für die Programmierung geeignet ist die IS C 683, die in Rechnern der Klasse um DM 25.– zu finden ist. *Bild 10* zeigt die Lage der Signalein- und -ausgänge, *Bild 11* die dazugehörige Befehlsorganisation. Der Rechenumfang beträgt 8 Stellen mit Fließkomma. Der Anschluß erfolgt auf die gleiche Weise wie beim MM 5736, alle Ausführungen gelten entsprechend. Die Schaltungen nach Bild 4...9 können ohne Änderung übernommen

	A1	A2	A3	A4	A5	A6	A7	A8	A9
Zahlen	1	2	3	4	5	6	7	8	9
Funktionen		=	+	–	×	÷		Komma	Null

Bild 11. Befehlsschema der IS C 683. Sie ermöglicht 8stellige Fließkomma-Rechnungen

werden, wobei natürlich das Befehlsschema nach Bild 11 zu verwenden ist.

In allen größeren Kaufhäusern werden Taschenrechner angeboten. Für die meisten Anforderungen sind Geräte ausreichend, die die vier Grundrechenarten beherrschen. Als Rechenumfang genügen fast immer sechs bis acht Stellen.

Bei der Auswahl ist Rechnern mit LED-Anzeige und etwa 9 Volt Betriebsspannung der Vorrang zu geben, da hier die Pegelwerte meist einen direkten Anschluß an die externe Logik erlauben, wie an den Beispielen gezeigt wurde. Grüne Anzeigeröhren oder Liquid-Crystal-Displays erfordern andere Betriebsspannungen, und es können Pegelkonverter nötig werden.

Mit den gezeigten Schaltungen ist nun prinzipiell die Konstruktion eines rechnenden Zählers möglich, wie er in der Industrie vielfach für die Messung kleiner Geschwindigkeiten und für die Umrechnung von Meßwerten verwendet wird. Es kann eine on-line-Umrechnung jedes beliebigen Meßwertes programmiert werden, wobei die Rechnung auch mehrere Rechenschritte und verschiedene mathematische Operationen enthalten kann.

Literatur

[1] FUNKSCHAU 5/76, S. 195 und 7/76, S. 276

[2] Elektor 7/75, S. 70

Einfache elektronische Zündung

FUNKSCHAU 1977, Heft 12, S. 551

Wie uns die Firma VDO mitteilt, stört der Einbau dieser Zündanlage u. U. die Funktion von Drehzahlmessern bestimmter Typen, sofern das Drehzahlmesser-Kabel an seiner Stelle belassen wird.

Der Grund hierfür ist darin zu suchen, daß der Impuls an der Primärseite der Zündspule nur 1,5 ms anliegt. Bei 4-Zylinder-Motoren genügt es im allgemeinen, das Drehzahlmesser-Kabel (meist grün gekennzeichnet) von der Klemme 1 der Zündspule abzutrennen und es an die Unterbrecherkontakt-Leitung zu legen.

Bei 6- bis 8-Zylinder-Motoren können sich Probleme im oberen Drehzahlbereich ergeben. In diesem Falle ist der Eingangswiderstand des Drehzahlmessers (hinter Klemme 1) auf etwa 13 kΩ zu erniedrigen.

Der Widerstand R 5 in Bild 9 muß natürlich, wie in Bild 5, den Wert 4,7 kΩ haben. Der Widerstand R 2 sollte einen Wert von 22 kΩ aufweisen, da sonst der Motor unrund läuft.

Ing.-grad. Martin Michaelis

Testgerät für Schwing- und Steuerquarze

In Hobbygeschäften und im Versandhandel sind oft billige Quarze erhältlich, deren Schwingfähigkeit ihnen von außen nicht anzusehen ist. Amateure werden daher oft vor das Problem gestellt, vorhandene Quarze auf Funktionstüchtigkeit und Frequenz zu prüfen.

Die Schaltung des Quarztesters ist aus dem *Bild* ersichtlich. Es handelt sich um einen aperiodischen Colpitts-Quarz-Oszillator. Als Transistor T eignet sich jeder beliebige NPN-Transistor, dessen Grenzfrequenz über 300 MHz liegt; die Schaltung ist dann für praktisch alle Quarze bis zu einer Grundfrequenz von 90 MHz verwendbar. Die im Oszillator erzeugte Hochfrequenz wird dem in Spannungsverdopplerschaltung arbeitenden Hf-Gleichrichter zugeführt. Die resultierende Gleichspannung zeigt das Instrument an. Mit dem Potentiometer P wird die Empfindlichkeit dieses Anzeigeinstrumentes eingestellt.

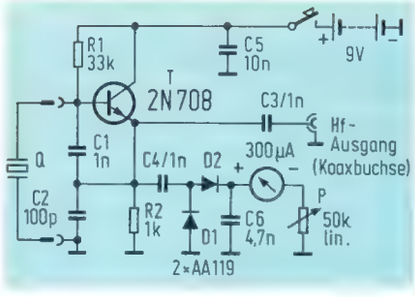
Über den Kondensator C 3 kann beim Schwingtest die erzeugte Hf an einer Koaxbuchse entnommen und einem Digitalzähler oder einem Empfängereingang (z. B. bei der Verwendung des Testers als Eichpunktgeber) zugeführt werden. Mit dem Taster S 2 wird die Versorgungsspannung von 9 V eingeschaltet. Die Verwendung eines Tasters ist hier zweckmäßiger als die eines Kippschalters, da damit sichergestellt ist, daß nur während des Prüfens Strom aus der Batterie entnommen wird und das Testgerät nicht unbeabsichtigt eingeschaltet bleibt. Wegen des geringen Stromverbrauches ist die Betriebsbereitschaft des Testgerätes praktisch nur von der Selbstentladung der Batterie abhängig.

Der Aufbau des Gerätes ist unkritisch. Wenn keine Erfahrung im Aufbau von Hf-Schaltungen vorliegt, empfielt es sich, einen Versuchsaufbau auf der Steckplatte eines sogenannten „PUT-IN" vorzunehmen. Der weitere Einbau von zusätzlichen Fassungen, z. B. für FT-243-Quarze ist jedoch durchaus möglich.

Schwingfähigkeit eines Quarzes

In die zugehörige Fassung wird der zu testende Quarz eingesteckt. Drückt man nun den Taster, so erhält man am Instrument einen Ausschlag. Mit dem Potentiometer P ist nun die Empfindlichkeit so einzustellen, daß der Zeiger gerade noch nicht am Endausschlag steht. Dann lassen sich andere Quarze mit dem Meßobjekt vergleichen. Kommt selbst bei höchster Instrumentenempfindlichkeit keine Anzeige zustande, so schwingt der Quarz nicht.

Quarze des Typ FT 243 oder FT 241 kann man, soweit sie nicht verlötet sind, vorsichtig öffnen und die Quarzplättchen herausnehmen. Oft sind die Silberbeläge schwarz beschlagen und deshalb kein Kontakt mehr zu den Anschlüssen vorhanden. Mit einem Silberputztuch kann man durch vorsichtiges Polieren den schwarzen Belag meist beseitigen und dadurch die Schwingfähigkeit wieder herstellen. Auch ist ein „Ziehen" des Quarzes durch Ätzen mit Ammoniumbifroridlösung möglich. Gebrochene Quarzplättchen sind nicht mehr verwendbar.



Schaltung des Quarz-Testers

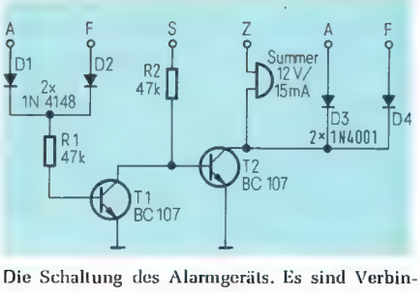
Ausmessen der Quarzfrequenz

Der Quarz wird im Tester zum Schwingen gebracht und an Bu 3 ein Digitalzähler, ein Dipmeter angekoppelt. So kann die Quarzgrundfrequenz ermittelt werden. In selektiven Oszillator-Schaltungen kann der Quarz auf allen ungeradzahligen Vielfachen dieser Grundfrequenz angeregt werden, wobei ein Ziehen der Frequenz allerdings nicht mehr so gut möglich ist.

Autolicht-Alarmgerät

Die hier beschriebene Schaltung erinnert durch einen Summton erstens daran, daß nach dem Ausschalten der Zündung noch Lampen am Kfz brennen, und zweitens, daß man nach dem Parken mit Standlicht das Fahrlicht einschalten muß, was verhindert, daß man z. B. in der Stadt (wo es nachts oft sehr hell ist) mit dem Standlicht umherfährt.

Das *Bild* zeigt die Schaltung der „Alarmanlage". Die Verknüpfungslogik wurde diskret mit Transistoren und Dioden realisiert und für eine Bordspannung von 12 V ausgelegt (Minus an Masse). Als Summer eignet sich z. B. eine Ausführung für 12 V/15 mA, die ungepolt sein muß. Summer mit höherem Stromverbrauch erfordern für T2 einen leistungsfähigeren Typ (z. B. 2N1613) und einen kleineren Wert für R2.



Die Schaltung des Alarmgeräts. Es sind Verbindungen zum Abblendlicht (A), Fernlicht (F), Standlicht (S) und zum Zündschloß (Z) erforderlich

Die Schaltung kann auch für weitere Lampen, wie etwa Nebelleuchten, Fernstrahler usw. erweitert werden; dazu ist vor R1 und am Kollektor von T2 je eine weitere Diode einzufügen. Die Anoden dieser Dioden werden einfach mit der jeweiligen Lampen-Betriebsspannung verbunden; das kann z. B. an den Sicherungs-Anschlüssen geschehen.

Seit mehr als einem Jahr arbeitet solch ein Gerät im Wagen des Verfassers zur vollen Zufriedenheit.

Kurt Peter

Anmerkung der Redaktion: Nach Auskunft des TÜV München sind solche Eingriffe durchaus zulässig, wenn die Sicherheit des Kraftfahrzeugs nicht beeinträchtigt und Funkenbildung vermieden wird.

In jüngster Zeit kommen immer mehr aktive Lautsprecherboxen oder Leistungsstrahler auf den Markt, die zur Ansteuerung nur einen Vorverstärker benötigen. Die meisten der allerdings sehr teuren industriellen Vorverstärker sind Hi-Fi-Spitzenprodukte mit großem Bedienungskomfort und teilweise extrem guten Daten. Als Folgearbeit zur Bauanleitung „Leistungsstrahler mit aktiven Frequenzweichen und Endverstärkern" desselben Autors wird nun ein Vorverstärker beschrieben, dessen Daten sich an denen der industriellen Spitzenprodukte orientieren.

Günter Simon

Stereo-Quadrovorverstärker der Hi-Fi-Luxusklasse

1. Teil

Es war ein Hauptanliegen, ein Gerät zu entwickeln, das möglichst viele der hochgesteckten Ziele erreicht, ohne Hobbyelektroniker zu überfordern. Die gewählte Modulbauweise und die ausschließliche Verwendung von integrierten Schaltkreisen – nur im Kopfhörerverstärker wird zusätzlich ein Endtransistorpaar verwendet – ermöglicht vielfältige Variationen des Verstärkerkonzeptes und garantiert einen bequemen und sicheren Nachbau.

Der Vorverstärker kann als Stereo- oder als Quadrovorverstärker aufgebaut werden, die vorgeschlagene Reihenfolge der Module läßt sich variieren und ihre Zahl auf die Grundmodule reduzieren. Auch können die einzelnen Module separat verwendet werden, da die Ausgänge durch Impedanzwandler oder stark gegengekoppelte Verstärker äußerst niederohmig gehalten sind. Die Module sind meist aus mehreren Funktionsgruppen zusammengesetzt und mit Ausnahme des Netzteiles als Zweikanalversion auf einer Platine untergebracht. Jeweils die Module bzw. Platinen 1 bis 8 benötigt man für einen kompletten Stereovorverstärker. Die Erweiterung zum Quadrovorverstärker erfordert zusätzlich die Platinen 5, 6 und eventuell 7.

Bild 1 zeigt das Funktionsschaltbild der Quadro-Version. Um wirklich eine hohe Nachbausicherheit garantieren zu können, wurden als Mustergeräte zwei komplette Quadro-Vorverstärker ohne Quadro-Decoder aufgebaut, deren Meßdaten absolut identisch sind. Auf den Einbau eines Quadro-Decoders wurde bewußt verzichtet, da entscheidende Entwicklungen der Matrix-Quadrofoniesysteme im Laufe des Jahres 1977 zu erwarten sein werden, wie erste Nachrichten über bedeutende Verbesserungen durch die Firmen National Semiconductor und Tate Ltd. [1] erkennen lassen.

Eigenschaften und Anwendungsmöglichkeiten

Vorgesehen sind acht durch Drucktasten anwählbare Eingänge, zwei Phono-, zwei Tuner-, drei Tonband- und ein mittelempfindlicher Universaleingang. Für die drei Tonbandeingänge sind Monitorschalter vorgesehen. Außerdem gehört zu jedem Tonbandeingang ein separater Ausgangsimpedanzwandler. Zwei Ausgänge sind als hochpegelige Spannungsausgänge geschaltet und einer als DIN-Ausgang (Stromausgang). Hierdurch wird bei Tonbandgeräten und Cassettenrecordern mit getrennten Aufnahme- und Wiedergabeköpfen Hinterbandkontrolle ermöglicht. Des weiteren können zwischen Tonband-Ausgangsimpedanzwandler und Tonbandeingang unter Verwendung des entsprechenden Monitorschalters verschiedene Geräte, wie Equalizer, Hallgeräte und Dolby-Pro-

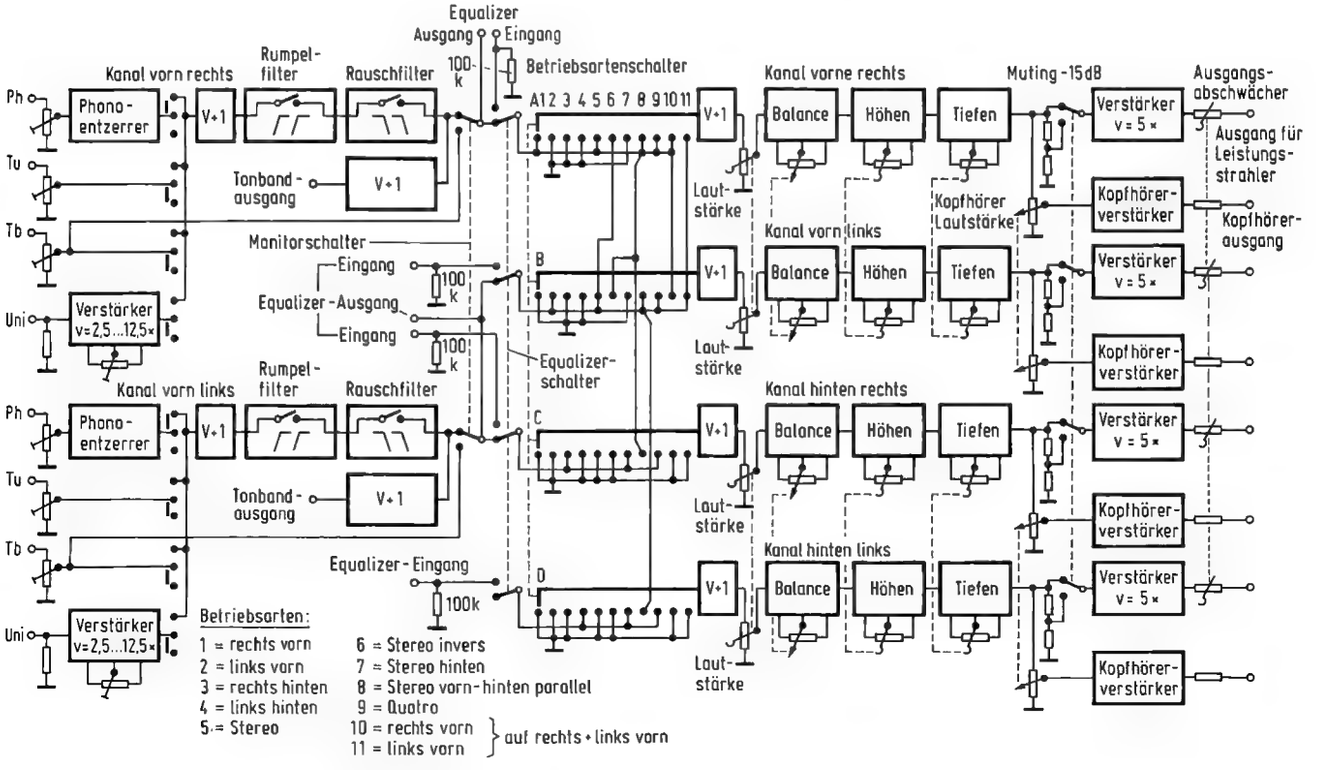


Bild 1. Funktionsschaltbild des Vorverstärkers in Quadro-Ausführung

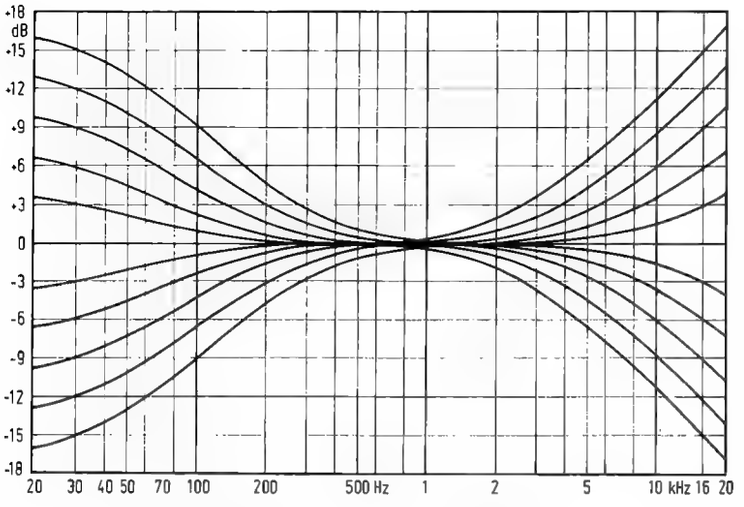


Bild 2. Verlauf der Frequenzkurven der Höhen- und Tiefenregler

zessor eingeschleift werden. Überspielungen von Tonbandgerät zu Tonbandgerät sind selbstverständlich auch möglich. Es kann gleichzeitig mit drei Tonbandgeräten aufgenommen oder von einem Gerät auf zwei Tonbandgeräte überspielt werden. Um Übersprechen oder Verkopplungen zu vermeiden, werden die zu dem jeweils geschalteten Tonbandeingang gehörenden Ausgangsimpedanzwandler auf Masse gelegt.

Wie bei Industriegeräten dieser Qualitätsklasse üblich, sind auch hier vier verschiedene Möglichkeiten zur Lautstärkeeinstellung vorgesehen. Sie liegen an verschiedenen Stellen der Verstärkerkette und beeinflussen daher den Fremdspannungsabstand und die Übersteuerungssicherheit, und zwar gegensinnig. Es muß hier der jeweils günstigste Kompromiß gefunden werden.

Die Bezeichnungen der vier Lautstärkesteller sind: Vorpegelregler, Lautstärkeregler, Mutingschalter und Ausgangsabschwächer. Die Vorpegelregler der acht Eingänge sind erforderlich, um die verschiedenen Signalquellen auf eine einheitliche Lautstärke bringen zu können. Hierdurch entfällt das lästige Betätigen des Lautstärkereglers beim Umschalten der Eingänge. Die Einstellung dieser Regler ist unkritisch und sollte sich in erster Linie nach der leisesten Signalquelle richten. Der Fremdspannungsabstand ist geringfügig von der Reglerstellung abhängig.

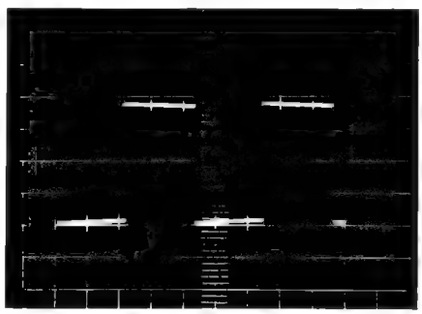


Bild 4. Wiedergabe von Rechteckkurven mit 100 Hz

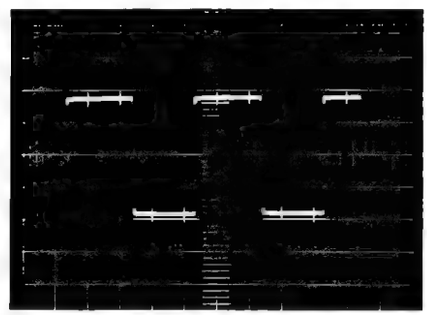


Bild 5. Wiedergabe von Rechteckkurven mit 5 kHz

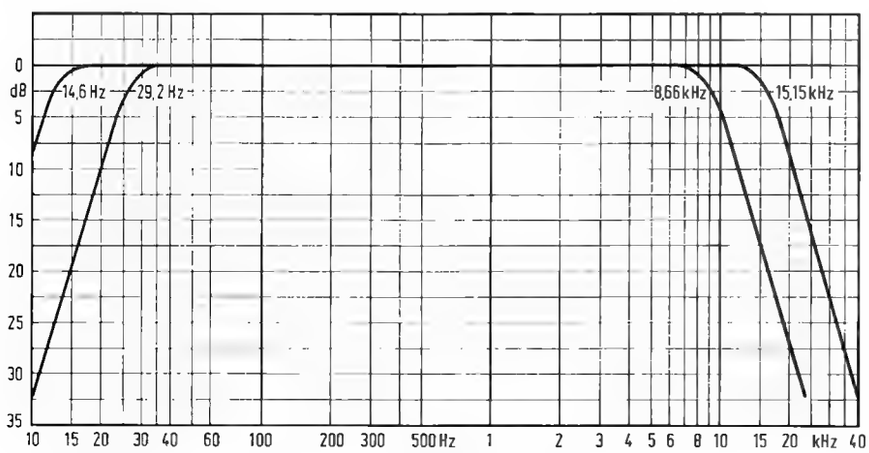


Bild 3. Frequenzkurvenverlauf der Rumpel- und Rauschfilter

Die Funktion des Lautstärkereglers ist bekannt. Da logarithmische Tandempotentiometer mit gutem Gleichlauf nicht zu bekommen sind, wurde der Lautstärkeregler als dreiundzwanzigstufiger, logarithmischer Spannungsteiler verwirklicht. Die Schrittweite wurde über den Gesamtregelbereich von 60 dB verschieden gewählt, da die Wahrnehmbarkeit von Lautstärkeabstufungen bei kleinen Lautstärken verringert ist. Der Lautstärkeregler sollte in Normalstellung nie zu weit zurückgedreht werden, um nicht in den Bereich der groberen Stufung zu kommen und den Fremdspannungsabstand zu verschlechtern. Auf eine gehörrichtige Lautstärkeregelung wurde verzichtet, da sie von den meisten Hi-Fi-Enthusiasten sowieso abgelehnt wird.

Der Ausgangsabschwächer dient der Empfindlichkeitsanpassung an den nachfolgenden Endverstärker oder Leistungsstrahler. Er schwächt das Ausgangssignal in vier 6-dB-Stufen ab. Um den Ausgangsverstärker, besonders bei voll angehobenen Höhen und Tiefen, vor Übersteuerung zu schützen, kann mit dem Muting-Schalter der Signalpegel vor dem Ausgangsverstärker um 15 dB abgesenkt werden. Je nach Anwendungsfall wird man den Ausgangsabschwächer oder den Mutingschalter oder auch beide verwenden, um den Lautstärkeregler in eine günstige Position zu bringen.

Ebenso wie der Lautstärkeregler wurden auch die Klangregler in Stufen schaltbar ausgeführt. Bei der Entwicklung dieser meist völlig mißverstandenen Regelorgane wurde von etwas unüblichen Überlegungen ausgegangen.

Hi-Fi-Anlagen, die diese Bezeichnung wirklich verdienen, lassen eine Frequenzgangkorrektur in der Regel nur an den Hörbereichsgrenzen notwendig erscheinen. Korrekturen über

den gesamten Hörbereich würden wenigstens einen Oktav-Equalizer erfordern; noch besser geeignet wäre ein Terz-Equalizer. (Ein Oktav-Equalizer ist ein Entzerrerverstärker mit mehreren Reglern, mit deren Hilfe man ebensoviele Frequenzbereiche unabhängig voneinander anheben und absenken kann. Die Mitten- oder Kennfrequenzen dieser Regelglieder stehen im Oktavabstand, das heißt im Frequenzverhältnis 1:2. Im Gegensatz hierzu ist beim Terz-Equalizer der Hörbereich etwa dreimal mehr unterteilt, die Kennfrequenzen stehen im Abstand einer Dritteloktave.)

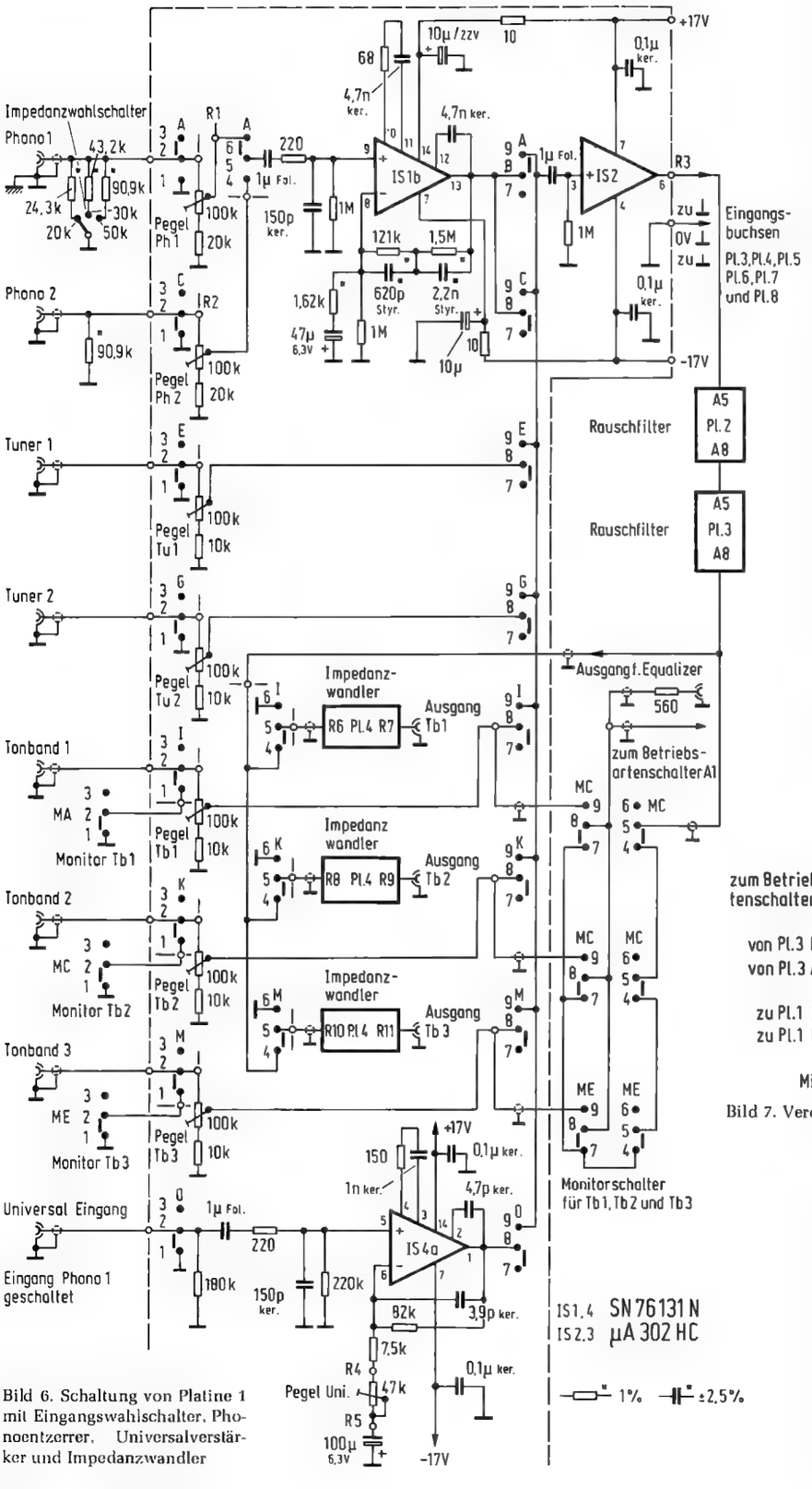


Bild 6. Schaltung von Platine 1 mit Eingangswahlschalter, Phonoentzerrer, Universalverstärker und Impedanzwandler

Diese Geräte müssen theoretisch mit einem Schallpegelmeßgerät oder noch besser mit einem Frequenzanalysator im Hörraum auf möglichst geradlinigen Gesamtfrequenzgang eingestellt werden und sollen in der Folge absolut unverändert bleiben. Für gelegentliche Frequenzgangkorrekturen, vor allem an den Hörbereichsgrenzen, werden die üblichen Höhen- und Tiefenregler, auch Kuhschwanzentzerrer genannt, verwendet. Leider sind diese meist so konzipiert, daß sie bereits bei kleinen Korrekturen die musikalische Mitte zum Teil stark mitbeeinflussen. Um dies zu vermeiden, wurden Entzerrer entwickelt, bei denen nicht die Steilheit variiert wird, sondern bei denen sich die Einsatzpunkte der Anhebung und Absenkung verschieben, während die Steilheit annähernd gleich bleibt. Wie aus *Bild 2* zu ersehen ist, wird mit Hilfe dieser Filterauslegung bei den 30 Hz- und 16-kHz-Marken eine Anhebung oder Absenkung von 3 dB pro Schaltstufe erreicht. Durch eine Anhebung der Bässe um ein bis zwei Stufen kann der physikalisch bedingte Tiefenfrequenzabfall kleiner Lautsprecher ausgeglichen werden, ohne eine hörbare lineare Verzerrung zu verursachen.

Weitere frequenzgangbeeinflussende Baugruppen sind Rumpel- und Rauschfilter. Sie wurden als Butterworthfilter vierter Ordnung mit etwa 24 dB Steilheit pro Oktave ausgelegt. Beide haben zwei schaltbare Kennfrequenzen und eine Lineartaste, die jeweils das gesamte Filter überbrückt. Der Einsatz von Butterworthfiltern in Niederfrequenzübertragungszweigen ist grundsätzlich problematisch [2]. Da aber diese Filter hier nur zum Beschneiden der Hörbereichsgrenzen benützt werden, überwiegt der Vorteil des steileren Übergangsbereiches gegenüber Bessel-

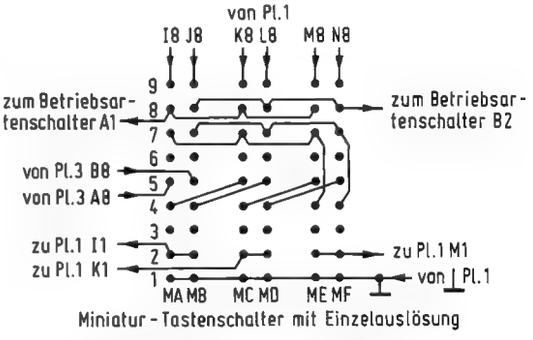


Bild 7. Verdrahtungsplan des Monitorschalters

filtern. *Bild 3* zeigt den Frequenzverlauf der Rumpel- und Rauschfilter.

Die erste Kennfrequenz des Rumpelfilters liegt mit 14,6 Hz unterhalb des Hörbereichs. Dieses sogenannte Subsonic-Filter unterdrückt wirksam extrem tieffrequente Störsignale, vor allem durch Plattenschlag und Plattenrumpeln hervorgerufen, ohne Einschwingvorgänge im Hörbereich zu verzerren. Dieses Filter sollte zum Schutze der Lautsprecher immer eingeschaltet sein.

Mit 29,2 Hz entspricht die zweite Einsatzfrequenz einem üblichen Rumpelfilter.

Das Rauschfilter hat ebenso zwei Einsatzfrequenzen. Das Filter mit 15,15 kHz ist speziell für UKW-Sendungen gedacht, um von den Lautsprechern alle Signale oberhalb des UKW-Übertragungsbereiches fernzuhalten. Mit 8,66 kHz als zweiter Schaltstellung entspricht es einem üblichen Rauschfilter.

Der Vorverstärker umfaßt zwei Hauptgruppen. Die erste Gruppe besteht aus dem Eingangsteil (Platine 1), den Rumpel- und Rauschfiltern (Platinen 2 und 3), den Tonbandausgangsimpedanzwandlern (Platine 4) und dem Monitorschalter und ist zweikanalig ausgeführt. Die zweite, vierkanalig ausgeführte Gruppe setzt sich aus Betriebsartenschalter, Impedanzwandler mit Lautstärkeregler und Balance- Höhen- und Tiefenregler (Platine 5), Endverstärker mit Mutingschalter und Ausgangsabschwächer (Platine 6) und dem Kopfhörerverstärker (Platine 7) zusammen. Durch den Equalizerschalter (diese Bezeichnung wurde von der ursprünglich zweikanaligen Version auch für die Quadroausführung beibehalten) werden diese beiden Gruppen verbunden. Die Ausgänge der ersten, zweikanaligen und die Eingänge der zweiten, vierkanaligen Gruppe sind nach außen geführt. Die erste Gruppe kann nach Trennung von der zweiten durch den Equalizerschalter einen Equalizer- oder Quadrodecoder ansteuern. Je nach Stellung des Betriebsartenschalters sind die Eingänge der zweiten Verstärkergruppe, wie aus Bild 1 zu ersehen, für ein- bis vierkanalige Signalquellen geschaltet.

Meßdaten

Alle Funktionsgruppen sind so konzipiert, daß sie eine maximale Ausgangsspannung von 9 Volt bis 9,5 Volt abgeben können, was einer Übersteuerungsreserve von knapp 40 dB entspricht. Durch besonders sorgfältigen Abgleich der verschiedenen Frequenzkompensationsglieder wurde dies bis zu einer Frequenz von 20 kHz bei einem Klirrfaktor von 0,01 % bis 0,02 % erreicht. Hieraus resultiert der äußerst niedrige Gesamtklirrfaktor, der weit über den Niederfrequenzbereich hinaus ausgedehnte Übertragungsbereich und das sehr gute Impuls- und Rechteckübertragungsverhalten, wie die Rechteckkurven bei 100 Hz (*Bild 4*) und 5 kHz (*Bild 5*) zeigen. Auch der Ausgangsverstärker kann diese Maximalspannung abgeben, die aber dann durch den Ausgangsabschwächer bereits in der 0 dB – Stufe auf ca. 6 Volt herabgeteilt wird. Der Ausgangsabschwächer hat in allen fünf Stufen einen Innenwiderstand von 606 Ohm.

Durch die Verwendung von Metallfilmwiderständen mit 1 % Toleranz und Ausmessen der Kondensatoren auf etwa 1 %, konnte die geringe Abweichung der Phonoentzerrerkurve von weniger als 0,1 dB von der RIAA-Kennlinie erreicht werden. Die Benützung von Metallfilmwiderständen ist zumindest im Eingang wegen des erheb-

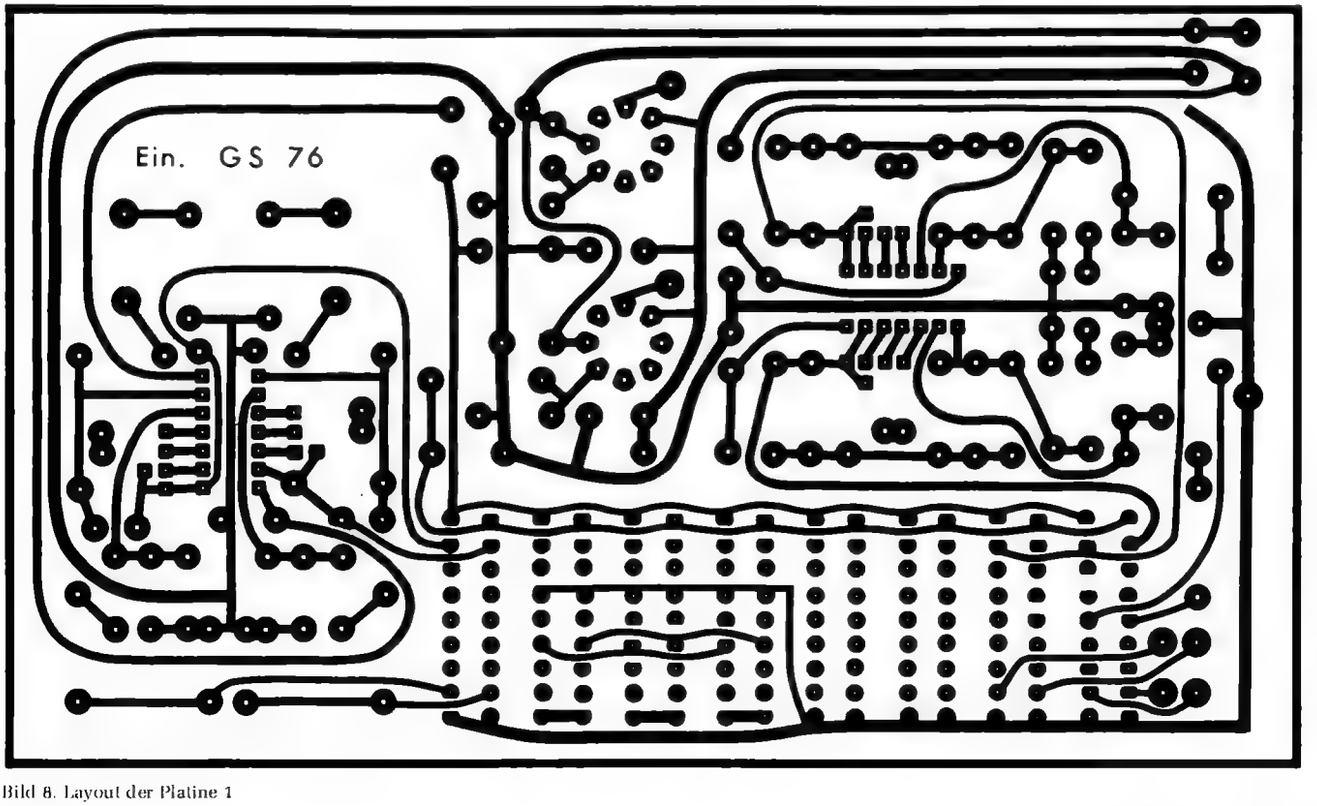


Bild 8. Layout der Platine 1

lich günstigeren Rauschverhaltens gegenüber Kohleschichtwiderständen von Vorteil. Für den Tonband-DIN-Ausgang wurde ein Kompromiß gefunden, der für die meisten Anwendungsfälle gute Ergebnisse ermöglichen wird. Die Vorpegelregler aller Eingänge erlauben eine optimale Anpassung der Verstärkerempfindlichkeiten an die verschiedenen Signalquellen. Die gewählte Form der Vorpegelregelung hat eine Abhängigkeit der Eingangswiderstände von der Stellung der Vorpegelregler und auch eine geringe Abhängigkeit der Fremdspannungsabstände zur Folge.

Der Kopfhörerverstärker hat eine Verstärkung von mehr als fünfzigfach und kann so auch bei sehr schwachen Eingangssignalen oder sehr weit zurückgedrehtem Lautstärkeregler alle üblichen Kopfhörer optimal aussteuern.

Eingangswahlschalter, Phonoentzerrer, Universalverstärker und Impedanzwandler

Bis auf den Eingangsimpedanzwahlschalter des Phonoeinganges 1 und die Vorpegelregler sind alle zum Eingangsteil gehörenden Funktionsgruppen auf der Platine 1 untergebracht (*Bild 6*). Mit Ausnahme des angewählten Einganges werden alle Eingänge, um Übersprechen zu vermeiden, auf Masse gelegt. Diese Masseverbindung wird bei den Tonbandeingängen über den jeweiligen Monitorschalter hergestellt und durch Betätigen dieses Schalters unterbrochen. Der entsprechende Tonbandeingang wird hierdurch für Monitorbetrieb freigegeben. Der Verdrahtungsplan des Monitorschalters ist in *Bild 7* gezeigt.

Beim Phonoentzerrer wurde eine möglichst genaue Entzerrung nach der RIAA-Kennlinie angestrebt. Wie für die meisten Funktionsgruppen, wurde auch für den Phonoentzerrer der Doppeloperationsverstärker SN 76 131 N von Texas Instruments verwendet. Da der Kurvenverlauf auch von der gewählten Grundverstärkung abhängt, konnte die Vorpegelregelung nicht als veränderbare Gegenkopplung ausgeführt werden. Eine gewissen Abhängigkeit der Eingangsimpedanz von der Stellung des Vorpegelreglers wurde in Kauf genommen. Sie variiert zwischen 49,3 kΩ und 51,8 kΩ. Die drei wählbaren Eingangsimpedanzen des Phonoeinganges 1 ermöglichen eine Anpassung an verschiedene Tonabnehmersysteme.

Der Universaleingang hat einen, durch Änderung der Gegenkopplung variierbaren Vorverstärker. Es kann eine Verstärkung von 2,5- bis 12fach eingestellt werden. Die verstärkten Signale der Phonoeingänge und des Universalverstärkers werden über eine Sammelschiene des Eingangswahlschalters dem Impedanzwandler am Modulausgang zugeleitet. Die Signale der Tuner- und Tonbandeingänge werden unverstärkt über die Vorpegelregler der Sammelschiene mit Impedanzwandler zugeführt. Als Impedanzwandler wird die IS µA 302 HC von Fairchild verwendet. Er ist intern frequenzkompensiert und kann mit relativ kleinen Lastwiderständen betrieben werden. Es wurden verschiedene Vorkehrungen getroffen, um das leidige Knacken der diversen Schalter zu vermeiden. Alle empfindlichen Gruppen sind über Koppel-Kondensatoren verbunden und diese wiederum, um Aufladungen zu verhindern, mit Ableitwiderständen versehen. *Bild 8* zeigt das Layout, *Bild 9* den Bestückungsplan der Platine 1.

(Fortsetzung folgt)

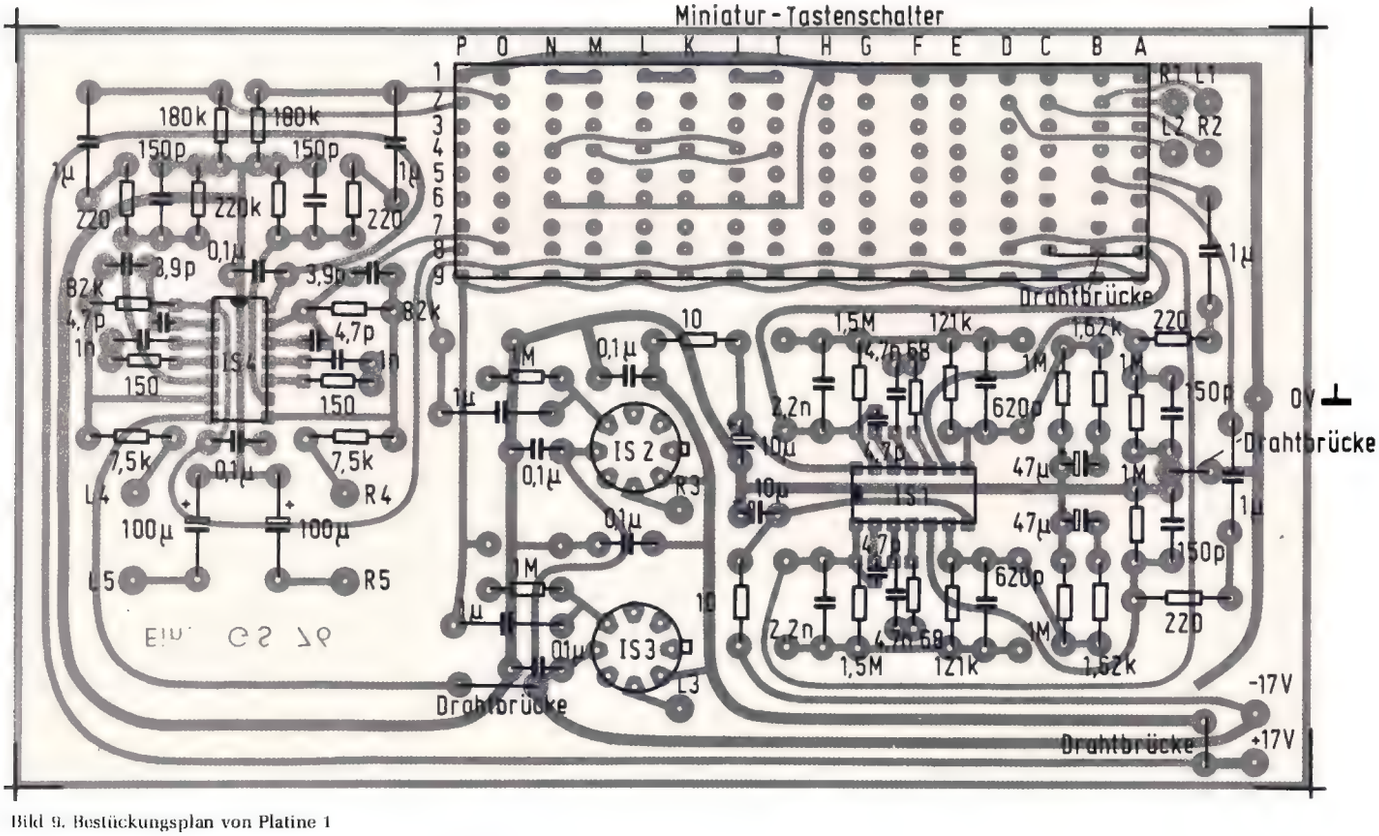


Bild 9. Bestückungsplan von Platine 1

Kontaktfreie Bremslicht-Blinkschaltung

Ein großer Teil von Auffahrunfällen passiert, weil der Folgefahrer bei einem vorausfahrenden Fahrzeug mit eingeschalteten Rücklichtern das Aufleuchten der Bremslichter übersieht. Die Gründe können ein kurzer Blick in den Rückspiegel, die Umwelteinflüsse oder eine schmutzige Heckbeleuchtung des vorderen Fahrzeugs sein. Die beschriebene Schaltung hilft durch blinkende Bremslichter solche Auffahrpannen zu vermeiden.

Das Blinken hat gegenüber einem Dauerlicht den Vorteil, daß selbst eine schwache Blinkleuchte auch bei starker Umgebungsbeleuchtung gut erkannt wird. Beim Betätigen der Bremse muß nach einer Blinkphase aber dafür gesorgt sein, daß das Bremslicht konstant leuchtet, um z. B. Richtungssignale nicht zu überdecken. Des weiteren muß die Schaltung mit einer Hellphase der Lampen anschwingen und darf keine Verzögerung beim Aufleuchten der Lampen zur Folge haben. Der Übergang vom Blinken auf stetiges Leuchten der Bremslichter erfolgt am besten derart, daß sich die Blinkfrequenz immer mehr verlangsamt, bis die Leistungsendstufe ständig durchgeschaltet ist. Eine Blinkzeit von 2...3 Sekunden ist dafür eine sinnvolle Zeit.

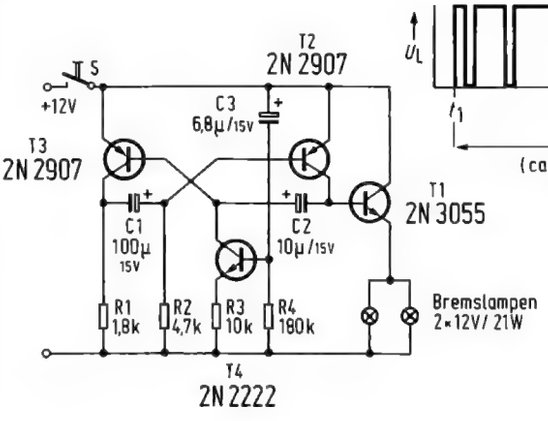
Als Blinkerschaltung wurde eine einfache Multivibratorschaltung mit nachgeschaltetem Leistungsverstärker verwendet. Die Schaltung der Lampensteuerung zeigt *Bild 1*.

Der Übergang vom Blinken auf stetiges Leuchten wurde mit einer Zeitschaltung realisiert. Der Transistor T 4 stellt einen zeitabhängig veränderlichen Widerstand dar und verlängert die Hellphase der Bremsleuchten bis zum Brems-Dauerlicht.

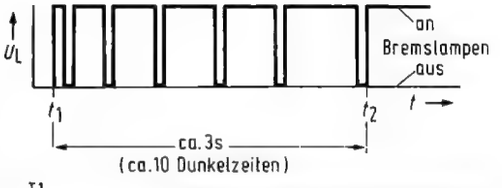
Um zu erreichen, daß der Multivibrator immer mit einer Hellphase der Lampen anschwingt, wurde R 3 doppelt so groß wie R 2 gewählt.

Mit den Werten der Schaltung nach *Bild 1* ergibt sich ein Bremslichtverhalten wie in *Bild 2* dargestellt. Eine Bremslichtkontrollampe kann direkt parallel zum Leistungstransistor oder parallel zu den Bremslampen geschaltet werden.

E. Heyde



◀ Bild 1. Die komplette Schaltung des „Bremslichtstotterers". Soweit der FUNKSCHAU-Redaktion bekannt ist, sind derartige Geräte in Deutschland nicht zulässig



▲ Bild 2. Das Bremslichtverhalten bei Dauerbremsung

Manfred Kurth

Kurzzeitmesser

Das hier beschriebene Gerät eignet sich besonders zum Belichten von Platinenvorlagen. Es gibt nach einer einstellbaren Zeit einen Ton ab und ein Relais schaltet. Da der Aufwand und somit die Größe in Grenzen bleiben sollen, wird auf eine Sekunden-Einstellung verzichtet und nur in 1-Minuten-Stufen zwischen einer und 99 Minuten umgeschaltet.

Die Schaltung

Bild 1 zeigt die Schaltung des Kurzzeitmessers. Die Netzspannung wird auf 8 V heruntertransformiert und gleichgerichtet. Hinter der Gleichrichterbrücke stehen also 100 Hz an, die als Zeitbasis dienen. Hinter der Diode folgt der Ladeelko und eine Spannungsregelung, die konstante 5 V zur Versorgung der TTL-Schaltungen liefert. Die 100 Hz werden über einen Schmitt-Trigger (1/2 7413) in Rechtecke geformt und von IS 1 und IS 2 auf 1 Hz heruntergeteilt. IS 3 teilt auf 1/10 Hz herunter und die nachfolgende IS 4 durch 6; somit stehen an deren Ausgang Q_D Impulse im 1-Minuten-Takt zur Verfügung.

Um den Funktionsablauf erkennen zu können, wird der 1-Hz-Takt an IS 2 abgenommen und über ein Gatter dem Dezimal-Punkt einer Anzeige zugeleitet. Stattdessen kann man aber auch eine getrennte Leuchtdiode verwenden.

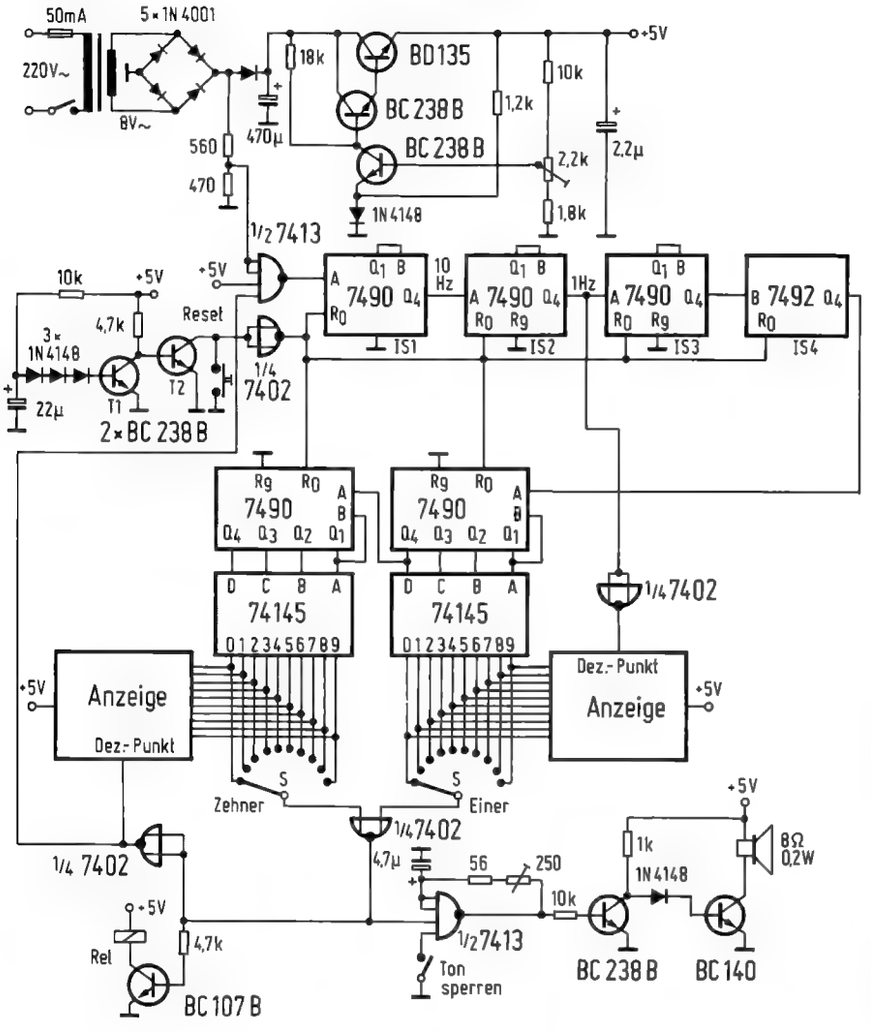
Der 1-Minuten-Takt wird mit zwei 7490 gezählt und mit zwei 74145 in den Dezimal-Code gewandelt. Die 2x10 Ausgänge der beiden 74145 werden über Stufenschalter angewählt und auf ein NOR-Gatter (1/4 7402) geleitet. An dessen Ausgang steht nur dann log. H, wenn beide Eingänge log. L sind. Der Ausgang sperrt dann über einen Inverter den 100-Hz-Takt und läßt den Dezimalpunkt der anderen Anzeige zur Anzeige „Zeit erreicht" aufleuchten. Auch wird der Tongenerator freigegeben, der dann anschwingt, wenn die beiden Eingänge log. H sind. Über den Transistor BC 107 B wird das Relais geschaltet.

Der Tongenerator mit 1/2 7413 kann mit einem Schalter über den Anschluß „Ton sperren" abgeschaltet werden, wenn dieser gegen Masse geschlossen wird. Der Ausgang des 7413 ist über zwei Transistoren mit dem Lautsprecher verbunden, da er selbst nicht genug Strom aufbringen könnte.

Da nicht immer gewährleistet ist, daß nach dem Einschalten der Betriebsspannung die Zähler auf 0 stehen, sind die Transistoren T1 und T2 eingesetzt: Nach dem Einschalten ist der 22-µF-Elko ungeladen und somit T1 gesperrt und T2 leitend. Über den Inverter sind alle Zählereingänge R_0 log. H, die Zähler werden also rückgestellt. Wenn sich jetzt der Elko auflädt, wird T1 leitend T2 sperrt; über den Inverter springen die Rücksetz-Eingänge also gegen log. L und die Zähler sind freigegeben. Die Zeitkonstante ist sehr kurz. Um alle Zähler von Hand rückzustellen, ist der Taster Reset vorhanden.

Da ein die abgelaufene Zeit anzeigendes Display im praktischen Betrieb sehr nützlich ist, wurden 2 Anzeigeplatten entwickelt, auch mit dem Gedanken geringer Kosten. Da das Netzteil recht knapp dimensioniert ist, sollte eine geringe Stromaufnahme angestrebt werden. Es gibt prinzipiell zwei Möglichkeiten der Anzeige: LED-Display mit gemeinsamen Anoden (DL 707) und Ansteuerung über 7447

mit hohem Stromverbrauch, oder Anzeigen mit gemeinsamen Katoden und Ansteuerung über Diodengatter. Diese Anzeigen sind in kleinen Typen (TLR 301, MAN 3) billig zu haben und das Ganze ist stromsparender. Die 7 Segmente und die Punkte sind über einen Widerstand mit Plus verbunden und leuchten nach Anlegen der Betriebsspannung. Die jeweils nicht benötigten Segmente werden über eine Diode kurzgeschlossen.



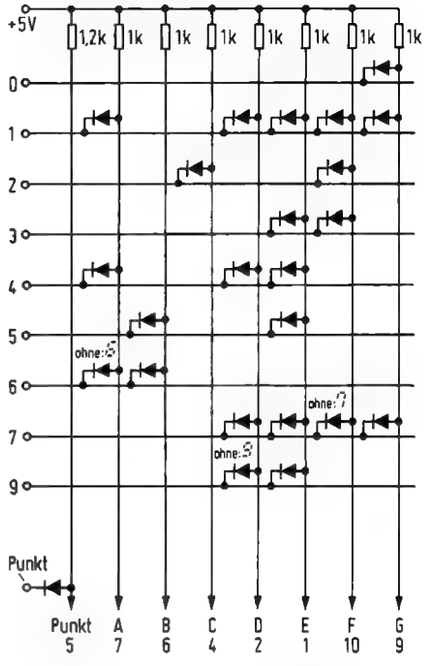
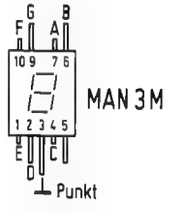
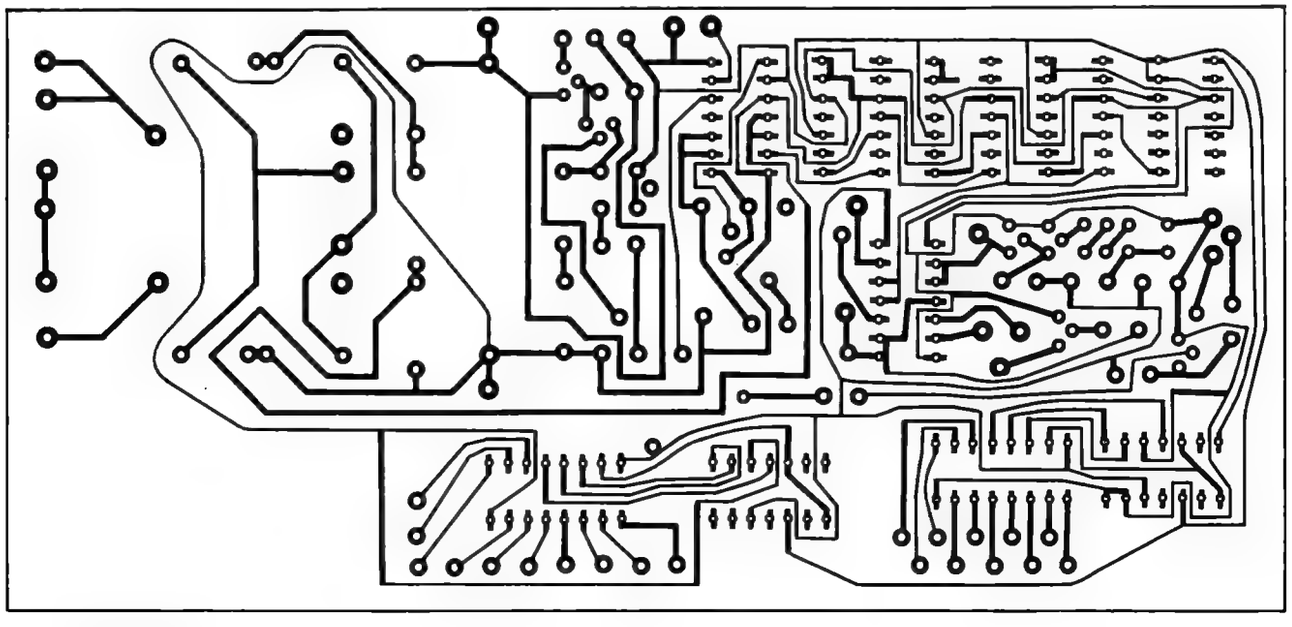


Bild 2. Die Decodierung für die Siebensegment-Anzeige.



◄ Bild 1. Die Schaltung des Kurzzeitmessers

▼ Bild 3. Die Platine. Sie beinhaltet auch den Netztrafo



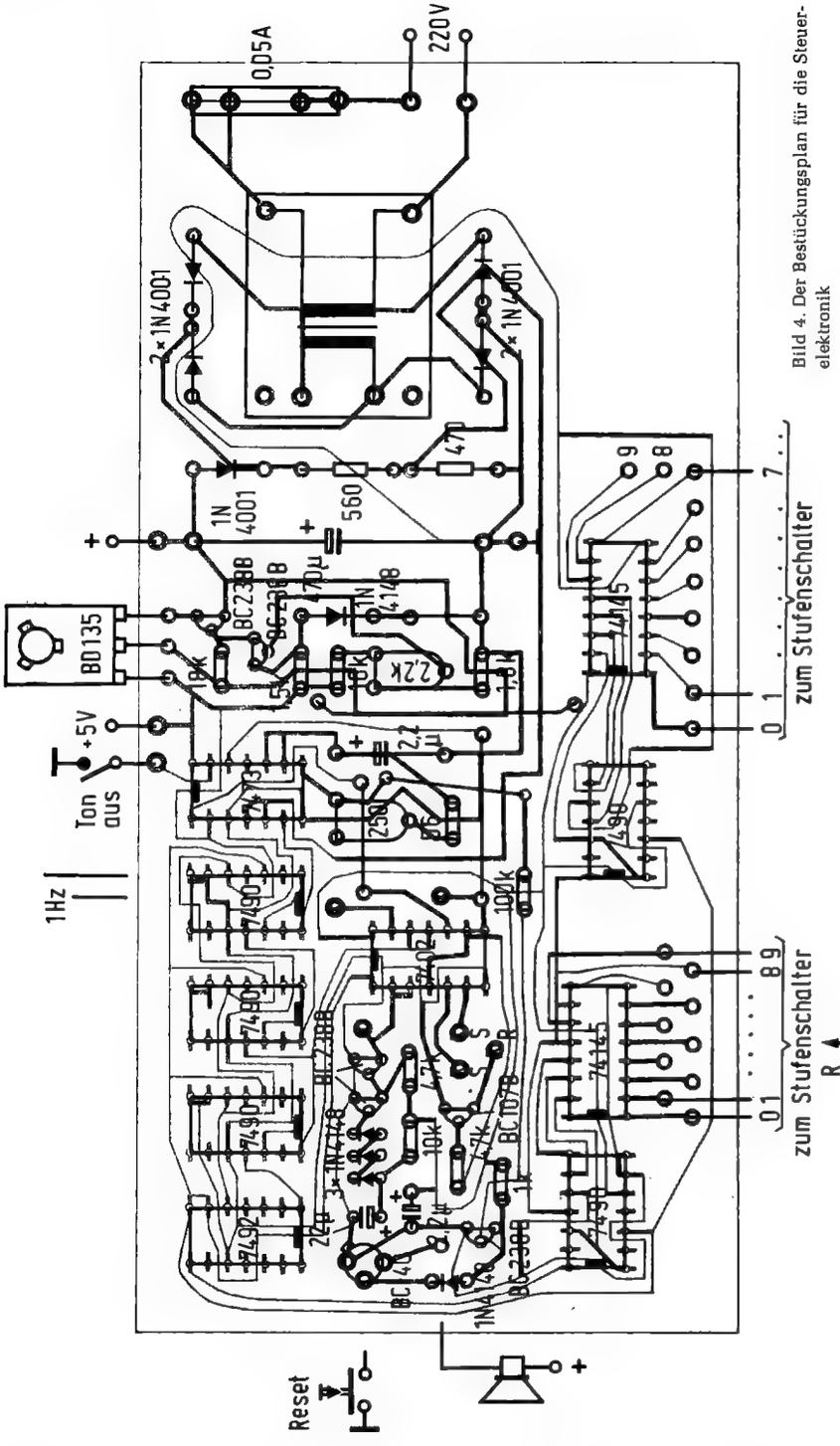


Bild 4. Der Bestückungsplan für die Steuerelektronik

Die drei in *Bild 2* besonders gekennzeichneten Dioden können je nach Geschmack weggelassen werden, es ergeben sich dann die abweichenden Darstellungen der Ziffern 6, 7 und 9. Die Diode vor dem Punkt verhindert, daß diese aus dem ansteuernden TTL-Ausgang einen unzulässigen Strom erhält. Das Kurzschließen gegen Masse mit einem TTL-Standard-Ausgang ist übrigens unbeschränkt zulässig, da dieser im ungünstigsten Fall immer noch 16 mA gegen Masse übernehmen kann. Von diesen 16 mA sind pro angesteuertem TTL-Eingang 1,6 mA abzuziehen, der Rest bleibt für die Anzeige zur Verfügung.

Der Aufbau

Die *Bilder 3* und *5* zeigen die Platinenvorlagen, die *Bilder 4* und *6* die dazugehörigen Bestückungspläne.

Als Gehäuse wurde der Typ Teko-P4 gewählt. Das Relais mit Umschaltkontakt kann nach abgelaufener Zeit den angeschlossenen Verbraucher wahlweise ein- oder ausschalten.

Aus Gründen der Servicefreundlichkeit wurden die IS auf Steckfassungen gesetzt und auch alle Verbindungen steckbar ausgeführt.

Hier noch einige Anregungen:
Es könnten evtl. Rückwärtszähler eingesetzt werden, dann würde die noch fehlende Zeit angezeigt. Zur Anzeige nimmt man dann vielleicht große, helle DL 707 und zur Ansteuerung 7447, oder man setzt Nixie-Röhren ein.

Der Zählbereich bis 99 Minuten ließe sich auf 159 erweitern, wenn man statt des 7490 als IS 6 einen 7493 einsetzt und statt des zugehörigen 74145 einen 74154, der dann 16 Dezimalausgänge aufweist.

Sollte man die Möglichkeit des Batteriebetriebes anstreben, könnte man einen Quarz mit CMOS-IS zur Takterzeugung wählen. Da es auch Zähler und Gatter in CMOS-Technik gibt, wäre dann sogar eine noch geringere Stromaufnahme zu erzielen.

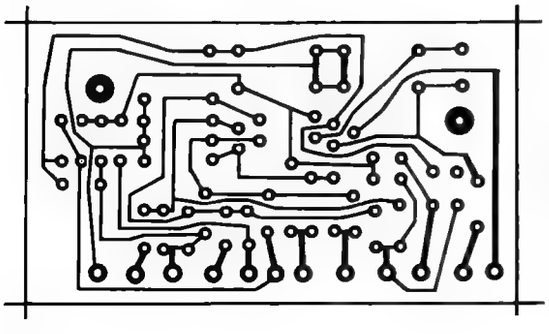


Bild 5. Die Anzeige und der Dioden-Decoder sitzen auf einer getrennten kleinen Platine

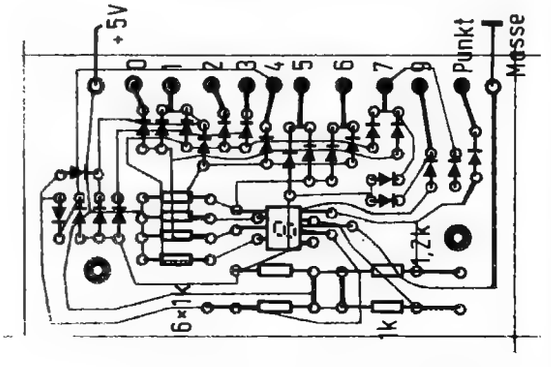


Bild 6. Der Bestückungsplan zur Anzeige-Platine. Als Dioden eignen sich praktisch alle Kleinleistungs-Typen

Hans Boßmann

Das hier beschriebene Steuergerät dient für Zeitrafferaufnahmen mit einer Filmkamera. Es zählt die Anzahl der ausgeführten Einzelaufnahmen und stoppt die Kamera bei Erreichen der vorgewählten Bilderanzahl; ein Musterbeispiel dafür, was sich alles mit billigen Taschenrechnern machen läßt.

Intervallgeber mit Taschenrechner

Neben der Bildanzahl (die dem Rechner eingegeben wird) steuert das Gerät auch den zeitlichen Abstand der Einzelbilder. Vor einer Filmaufnahme ist also wie folgt vorzugehen:

- Einschalten des Rechners
- die Eingabe muß derart erfolgen, daß die angezeigte Zahl noch eine Null hinter dem Komma aufweist z. B.: 185,0
- Eingabe des Rechenbefehls: minus 1
- Einschalten des Impulsgebers; hierbei leuchtet eine rote Leuchtdiode auf
- Einstellen des Reglers auf die Zahl der gewünschten Zeit für die Aufnahmeabstände
- Betätigen der Start-Taste

Damit beginnt der automatische Ablauf; das Aufleuchten der gelben Leuchtdiode zeigt dies an. Die grüne Leuchtdiode leuchtet auf, wenn ein Auslöseimpuls ausgegeben wird. Jetzt macht die Filmkamera eine Einzelaufnahme und der Rechner führt den eingegebenen Rechenbefehl aus, z.B.:

$$\begin{array}{r} 185{,}0 \\ -\ 1{,}0 \\ \hline 184{,}0 \end{array}$$

Dies geschieht nun so oft, bis die Null erreicht ist, in unserem Falle also 185mal.

Wichtig ist hierbei, daß bei Erreichen der Null der Punkt auf die letzte Stelle springt. Die Ansteuerung dieses Leuchtelementes wird zur Gewinnung des Stop-Signales benutzt.

Springt der Punkt nicht um oder wird die Null hinter dem Komma unterdrückt, wäre das Problem nicht so einfach zu lösen. Eine allerdings aufwendige Möglichkeit ist, den rechten unteren Vertikalstrich der letzten Ziffer und die beiden rechten Vertikalstriche der vorletzten Ziffer abzufragen. Leuchten diese drei Elemente nicht, bedeutet dies, daß die Zahl 2 angezeigt wird. Hier könnte man also auch ein Stop-Signal ableiten. Eine andere Möglichkeit ist die, das Minuszeichen abzufragen. Das ist natürlich nur dann einfach zu realisieren, wenn dies ganz links in der Anzeige erscheint und nicht unmittelbar vor der vordersten angezeigten Ziffer.

Bei dem von mir verwendeten Rechner handelt es sich um eine Ausführung mit Multiplexbetrieb. Um eine Trennung der Stromkreise zu erreichen wurde ein Miniaturübertrager verwendet, dies wurde natürlich auch nur durch den Multiplexbetrieb der Anzeige möglich. Mit R42 wird diese Stufe hochohmig gemacht; bei zu geringem Widerstand würden die Rechnertransistoren überlastet. Zur Kontrolle beachte man die Helligkeit des Leuchtpunktes. Eine Signalübertragung mit einem Opto-Koppler funktionierte nicht: eine Leuchtdiode parallel zum Anzeigeelement leuchtet nicht; nur die Lösung mit dem Mini-Übertrager führte zu einer zufriedenstellenden Funktion. Taster S21 ist die Starttaste. Wird sie betätigt, sperrt T22 und dann T23 (wenn vom Rechner kein Signal anliegt). Dadurch wird die Basis des elektronischen Schalters T14/T13 positiv angesteuert und schaltet die Multivibratorstufe ein. Eine Spannungsstabilisierung, hier mit ZD11 verwirklicht, sollte auf jeden Fall vorhanden sein, um eine konstante Stromversorgung des Impulsgebers zu gewährleisten. Nur so sind gleichmäßige Impulspausen bei Absinken der Batteriespannung zu erreichen.

Zu der Kopplung zwischen Filmkamera und Rechner ist zu sagen, daß die Ausführung mit Thyristor natürlich nur möglich ist, wenn die angelegte Spannung Nulldurchgänge hat; andernfalls muß man auf einen Schalttransistor ausweichen.

Wie aus *Bild 1* ersichtlich, erfolgt die Auslösung des Zählbefehls durch Überbrücken der „=“-Taste. Auch hier muß ein Versuch ergeben, ob eine Thyristorschaltung möglich ist. Außerdem

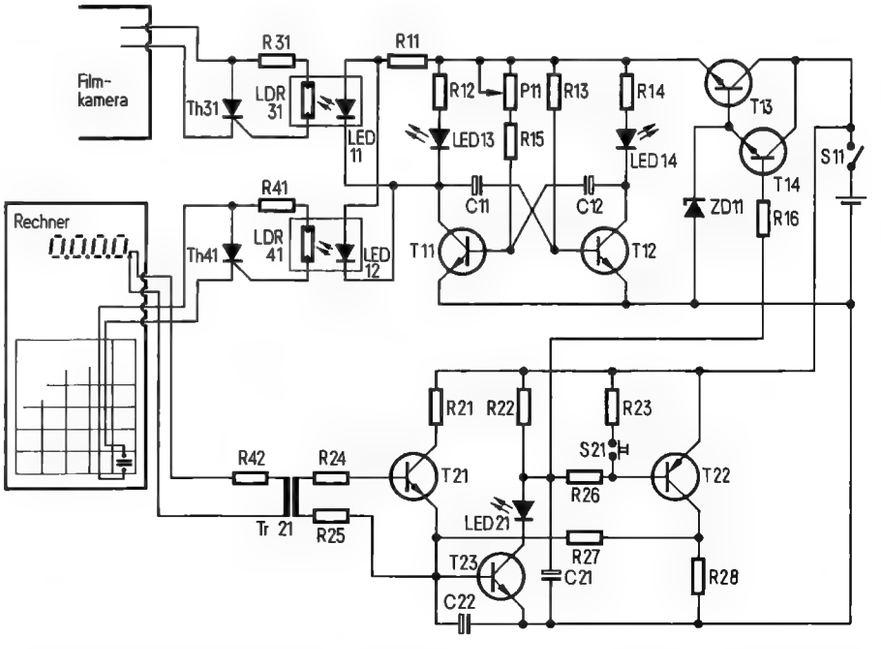


Bild 1. Die Schaltung des Intervallgebers. Der Thyristor eignet sich nur dann zur Steuerung, wenn der durch ihn fließende Kamera-Motorstrom Nulldurchgänge aufweist; andernfalls ist er durch einen Schalttransistor zu ersetzen

Bild 2. Das Gerät des Verfassers; es ist so konstruiert, daß sich der Rechner einschieben läßt

ist zu prüfen, ob der vorgesehene Rechner, vom Funktionsablauf her gesehen, für diese Zählaufgabe tauglich ist.

Die Dimensionierung der Schaltung geht aus der *Tabelle* hervor.

Zur Zeitwahl überlege man sich folgendes: Bei einer Filmvorführdauer von 10 s mit einer Geschwindigkeit von 18 Bilder pro Sekunde beträgt die Aufnahmedauer bei einem Impulsabstand von 1 min drei Stunden (!).

Eine Kaktusblüte, aus dem Dunkeln ins Sonnenlicht gebracht, öffnet sich in etwa 15 Minuten. Die erforderliche Intervallzeit beträgt also nur etwa 5 Sekunden. *Bild 2* zeigt das fertig aufgebaute Gerät des Verfassers.

Stückliste

T 11...14	BC 107	R 23	4,7 kΩ
R 11	10 Ω	R 24	22 kΩ
R 12, R 14	100 Ω	R 25	100 Ω
R 13	22 kΩ	R 26	6,8 kΩ
R 15	3,3 kΩ	R 27	22 kΩ
C 11	10 µF	R 28	560 Ω
C 12	250 µF	C 21	100 µF
ZD 11	3,9 V	C 22	20 µF
LED 11, 12	rot	LED 21	rot
LED 13	grün	Tr 21	1:1
LED 14	gelb	Th 31	BST Bo 226
T 21, 23	BC 107	R 31	2,2 kΩ
T 22	BC 177	LDR 31, 41	LDR 03
R 21	100 Ω	Th 41	MCR 2604-4
R 22	680 Ω	R 41	1 kΩ
		Batterie	6 Ω

Berichtigung (P+H)

Digitalgesteuerte Thyristorzündung

Heft 16/77, S. 745

Die Formel für die Zündfolgefrequenz muß richtig heißen: $f_{(z)} = \frac{n \times z}{60 \times 2}$

Auf Bild 4 fehlt die Verbindung von Pin 3 an die Spannungsversorgung. Bei der IS 7413 ist die Verbindung zwischen Pin 5 und 6 gezeichnet, sie muß entfallen. Dafür gehören Pin 4 und Pin 5 verbunden. Der Widerstand R 14 muß einen Wert von 390 Ω aufweisen. R 10 muß einen Wert von 1 kΩ haben.

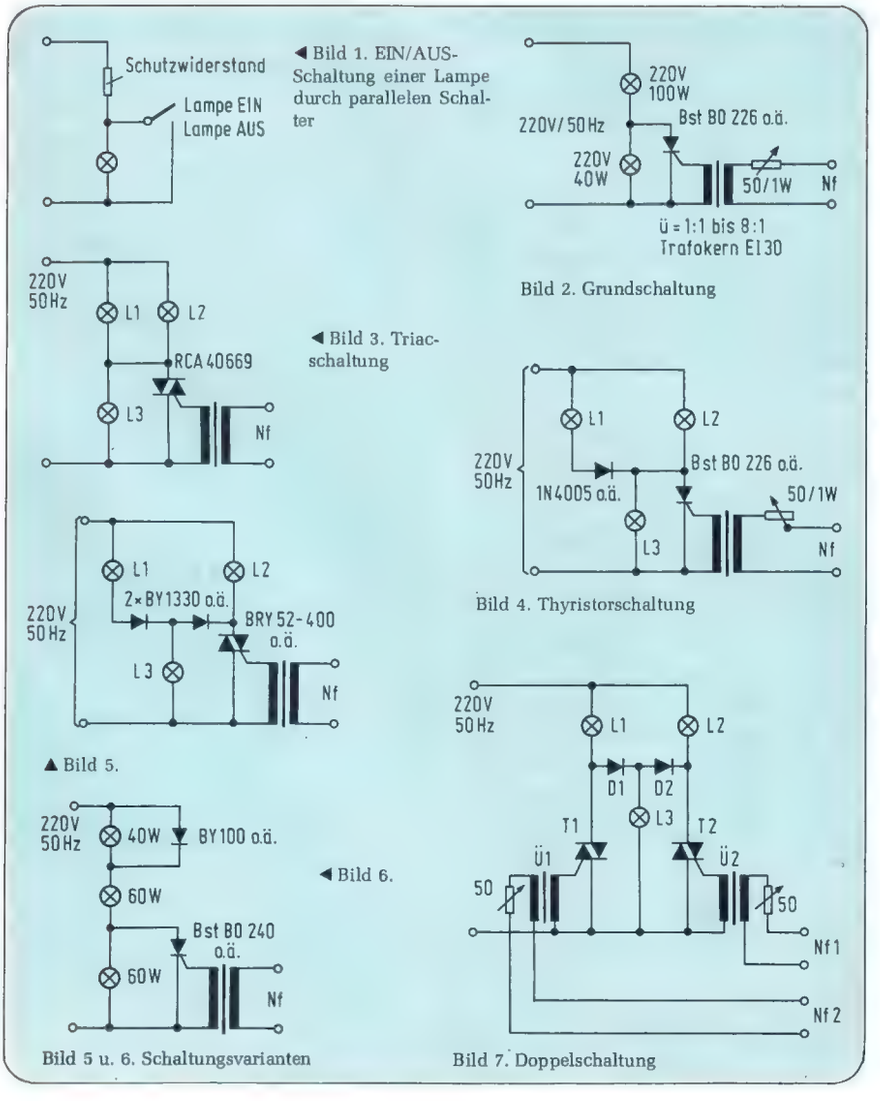
Die folgenden Schaltungsvorschläge sind gut für erste Gehversuche mit Schaltungen für Beleuchtungseffekte geeignet. Wegen der wenigen und unkritischen Bauteile sind Fehler beim Nachbau so gut wie ausgeschlossen. Wenn das Prinzip einmal verstanden wurde, sind eigene Schaltungsvarianten nicht mehr problematisch.

Horst Heyde

Zufalls-Lichtstroboskop

Das Wesentliche der Schaltung ist das bisher kaum publizierte Ausschalten einer Lampe durch einen parallel liegenden Schalter. Das Prinzip ist in *Bild 1* dargestellt. Die einfachste praktische Schaltung ist in *Bild 2* angegeben. Hier ist auch die äußere einfache Dimensionierung der Ansteuerung angegeben. Schaltungsvarianten ergeben sich durch andere Lampenleistungen, zusätzliche Dioden, Ersatz des Thyristors durch einen Triac, unterschiedlichen Diodeneinbau (bezogen auf die Polarität der Dioden), Verwendung von farbigen Lampen und Parallelschaltung von zwei oder mehr Grundschaltungen, entsprechend *Bild 3* bis *Bild 7*.

Der Name Zufalls-Lichtstroboskop wurde gewählt, da das Leuchten beziehungsweise Nichtleuchten der einen oder anderen Lampe(n) vom zufälligen Zusammentreffen der Amplituden und Phasenlage von Lampen- und Steuerspannung abhängig ist.



◀ Bild 1. EIN/AUS-Schaltung einer Lampe durch parallelen Schalter

Bild 2. Grundschaltung

◀ Bild 3. Triacschaltung

Bild 4. Thyristorschaltung

▲ Bild 5.

◀ Bild 6.

Bild 5 u. 6. Schaltungsvarianten

Bild 7. Doppelschaltung

Günter Simon

Im zweiten Teil dieses Beitrags beschreibt der Autor die Platinen für Rumpel- und Rauschfilter sowie die Impedanzwandler für Tonband, Lautstärke und Klangregler.

Stereo-Quadroverstärker der Hi-Fi-Luxusklasse

2. Teil

Rumpel- und Rauschfilter (Platinen 2 und 3)

Die *Bilder 10 und 11* zeigen die Schaltbilder der Rumpel- und Rauschfilter. In beiden Filtern werden für die Frequenzumschaltung nur die Widerstandswerte variiert. Um Schalterknakken und Instabilitäten beim Umschalten zu vermeiden, werden die Widerstände für die erste, niedrige Einsatzfrequenz fest eingebaut. Die *Bilder 12* und *13* zeigen Layout und Bestükkungsplan des Rumpelfilters auf Platine 2 und die *Bilder 14* und *15* Layout und Bestückplan des Rauschfilters, Platine 3.

Tonbandausgangs-Impedanzwandler (Platine 4)

Die Tonbandausgänge Tb 1 und Tb 2 sind als hochpegelige Spannungsausgänge mit 100 mV an 4,2 kΩ ausgelegt (*Bild 16*). Da die tatsächlichen Eingangsspannungen erheblich höher liegen als die Nenneingangsempfindlichkeiten der diversen Eingänge, sind die Spannungen an den Tonbandausgängen auch entsprechend höher. Um auch einfachere Tonbandgeräte und Kassettenrecorder anschließen zu können, ohne die Eingangsstufen derselben hoffnungslos zu übersteuern, wurde der Tonbandausgang Tb 3 als DIN- oder Stromausgang mit 1,1 mV pro 1 kΩ ausgelegt. Dem Längswiderstand mit 33 kΩ wurde zur Frequenzkorrektur ein Kondensator mit 270 pF parallel geschaltet, um den Höhenabfall beim Anschluß langer Verbindungskabel in Grenzen zu halten. Die gemessenen Werte sind der Tabelle 1 zu entnehmen. Aufnahmen mit Kassettenrecordern verschiedener Hersteller ließen keine hörbaren Übersteuerungsverzerrungen erkennen. Layout und Bestückungsplan der Platine 4 zeigen die *Bilder 17* und *18*.

Impedanzwandler mit Lautstärkesteller, Balance- Höhen- und Tiefenregler auf Platine 5

Der Impedanzwandler auf Platine 5 ist, wie Platine 1, mit dem Schaltkreis µA 302 HC von Fairchild aufgebaut und steuert niederohmig den Lautstärkeregler an. Die entsprechenden Stufen des 23stufigen Lautstärkereglers mit den dazugehörenden Widerstandswerten sind der *Tabelle 2* zu entnehmen. Bei geringeren Ansprüchen an den Gleichlauf der Lautstärkeregelung kann natürlich dieser Stufenlautstärkesteller durch ein übliches, logarithmisches Tandempotentiometer (2 x 10 kΩ) ersetzt werden.

Die Balanceeinstellung erfolgt durch Verändern der Gegenkopplung des Operationsverstärkers IS 14 und hat einen Gesamtregelumfang von 11,5 dB. Diese Form der Balanceeinstellung hat den Vorteil, daß sich die Gesamtlautstärke beim Betätigen des Balancereglers nicht ändert. Es wird ein übliches Tandempotentiometer mit 2 x 22 kΩ verwendet. Gleichlaufunterschiede des Potentiometers und dadurch verursachte Unterschiede in der Gesamtverstärkung der beiden Kanäle in der Mittelstellung des Balanceeinstellers werden mit dem 1-kΩ-Trimmpotentiometer im rechten Kanal ausgeglichen.

Das Konzept der Höhen- und Tiefenregler wurde eingangs ausführlich besprochen. Abweichend von diesem Konzept besteht natürlich die Möglichkeit, die Einsatzpunkte der Entzerrer näher zur Mitte zu verlegen. Dies geschieht beim Tiefenregler durch Ver-

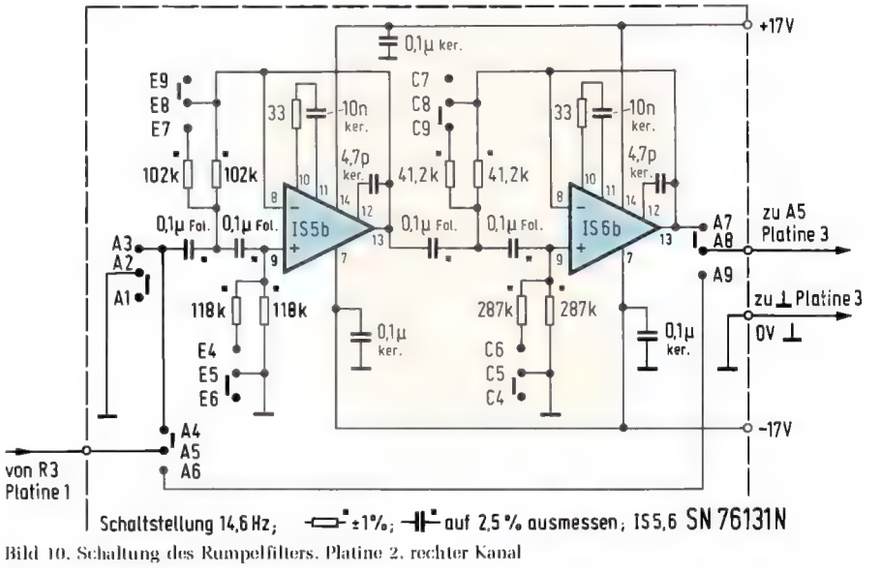


Bild 10. Schaltung des Rumpelfilters, Platine 2, rechter Kanal

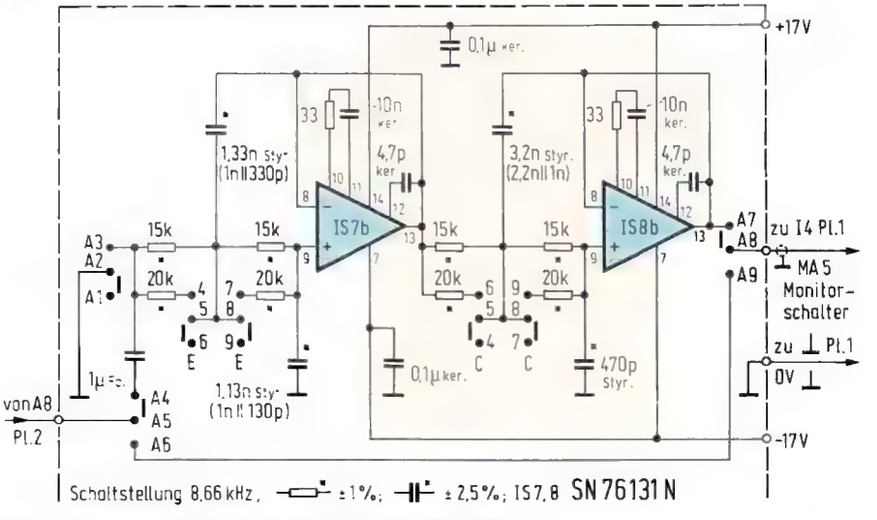


Bild 11. Schaltung des Rauschfilters, Platine 3, rechter Kanal

kleinern der beiden 22-nF-Kondensatoren. Durch Halbieren der Kapazitätswerte erhöhen sich die Frequenzen der Entzerrereinsatzpunkte um den Faktor 2. Auch beim Höhenregler verhalten sich die Einsatzfrequenzen umgekehrt proportional zum Kapazitätswert des frequenzbestimmenden Kondensators (hier 2,2 nF).

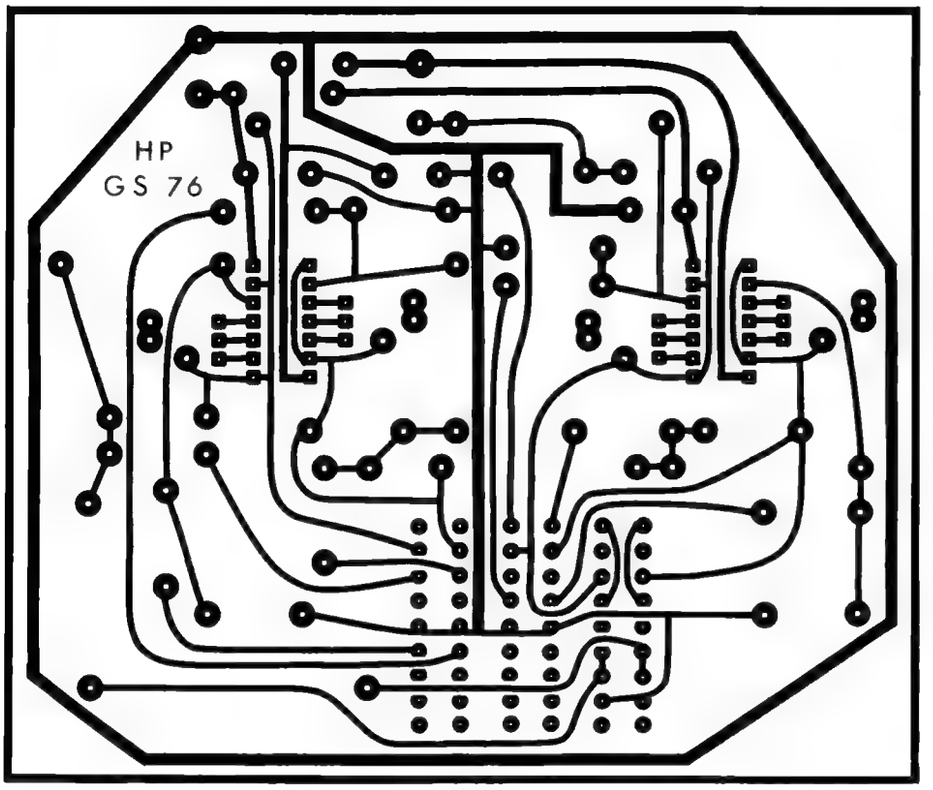


Bild 12.
Layout von Platine 2

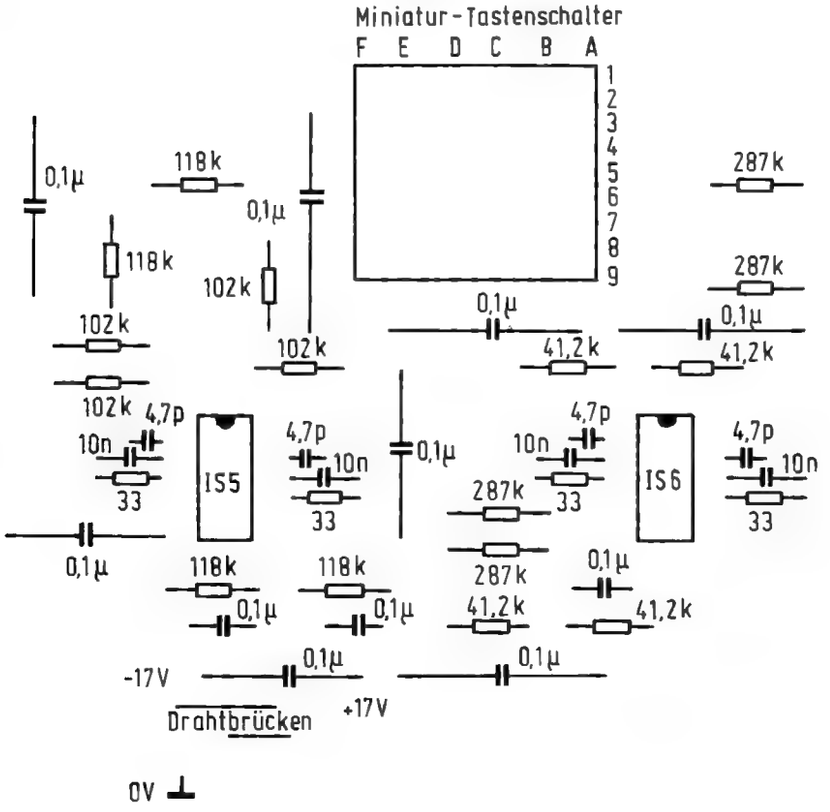


Bild 13.
Bestückungsplan von Platine 2

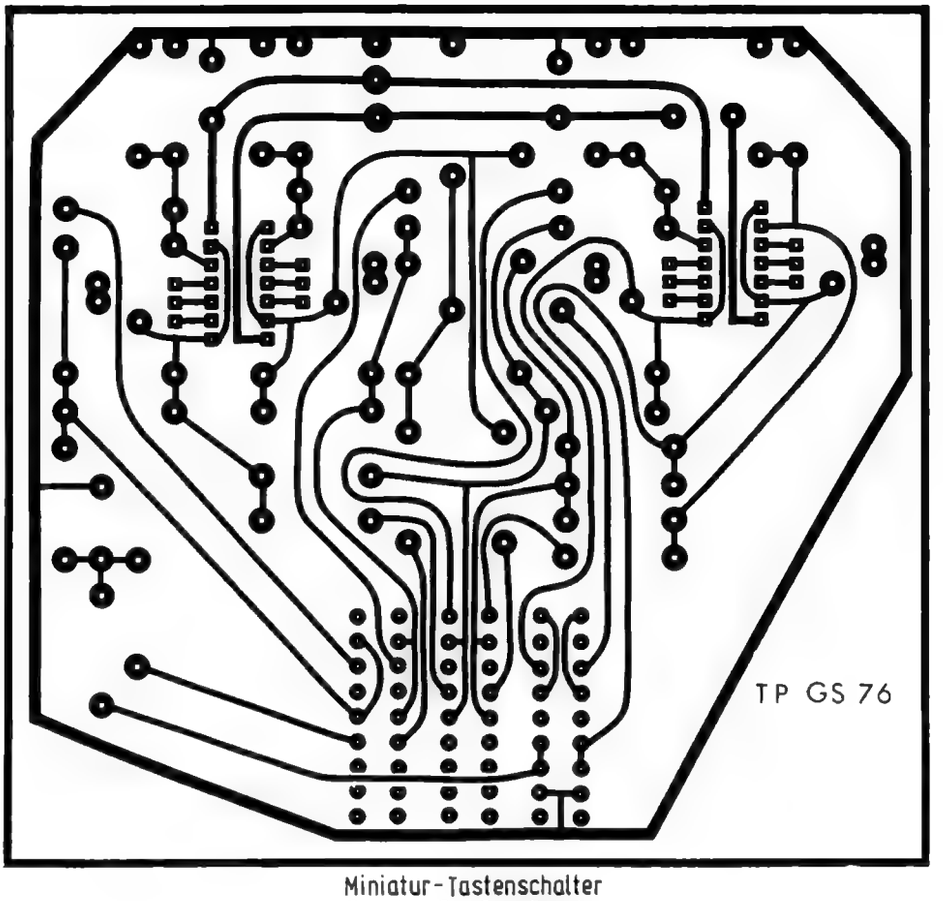


Bild 14.
Layout von Platine 3

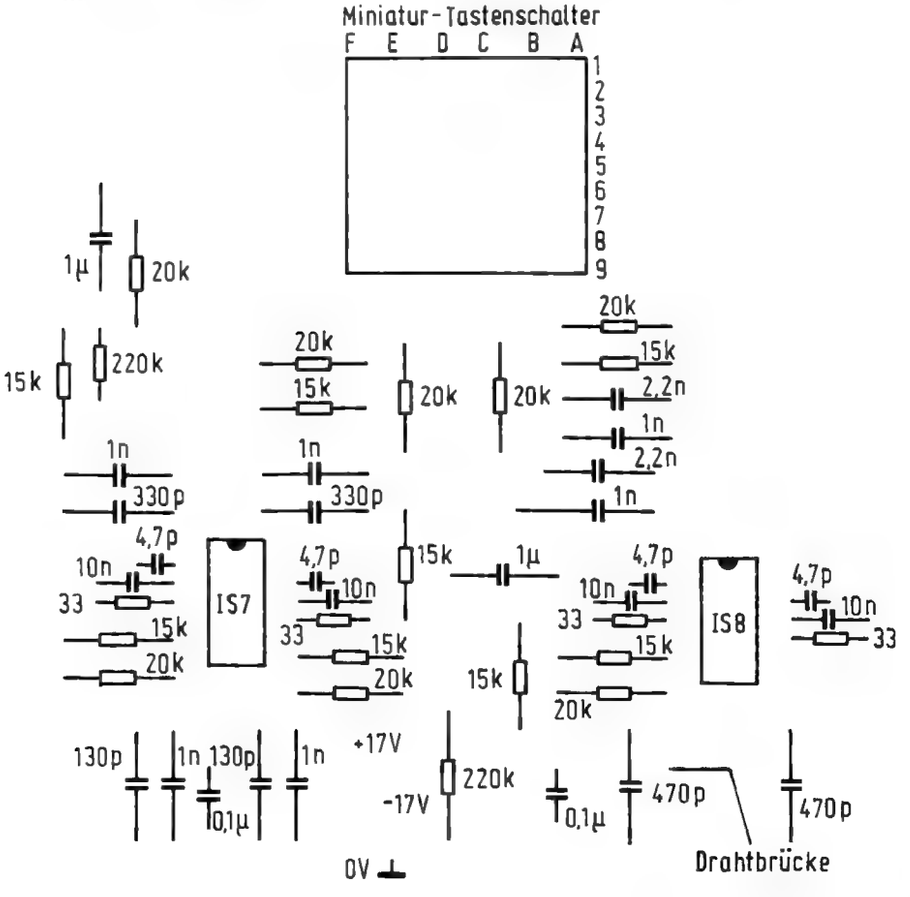


Bild 15.
Bestückungsplan
von Platine 3

Es besteht des weiteren die Möglichkeit, den Frequenzbereich der Entzerrer stufenweise zu variieren. Hierzu werden die frequenzbestimmenden Kondensatoren in der vorher beschriebenen Weise durch Parallelschalten eines zweiten Kondensators verändert. In den Mustergeräten wurde auf diese Variante verzichtet. Layout und Bestückungsplan der Platine 5 werden in den *Bildern 20* und *21* gezeigt.

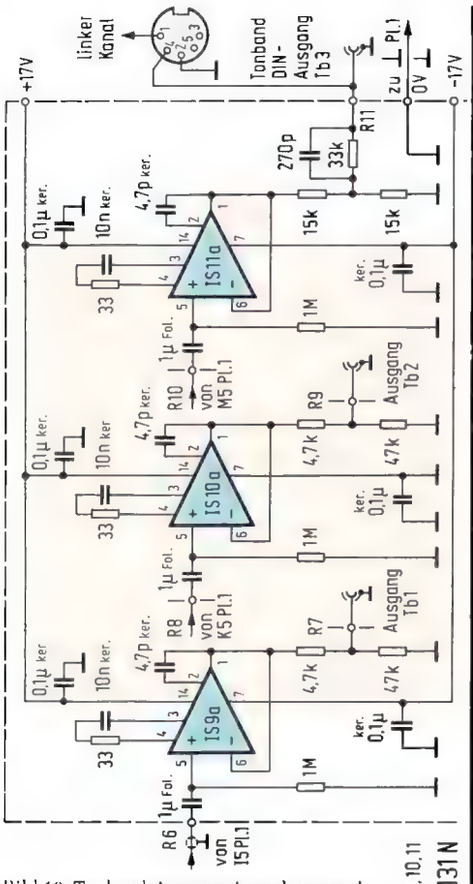


Bild 16. Tonband-Ausgangsimpedanzwandler Tb 1, Tb 2 und Tb 3 (DIN-Ausgang). Schaltung rechter Kanal, Platine 4

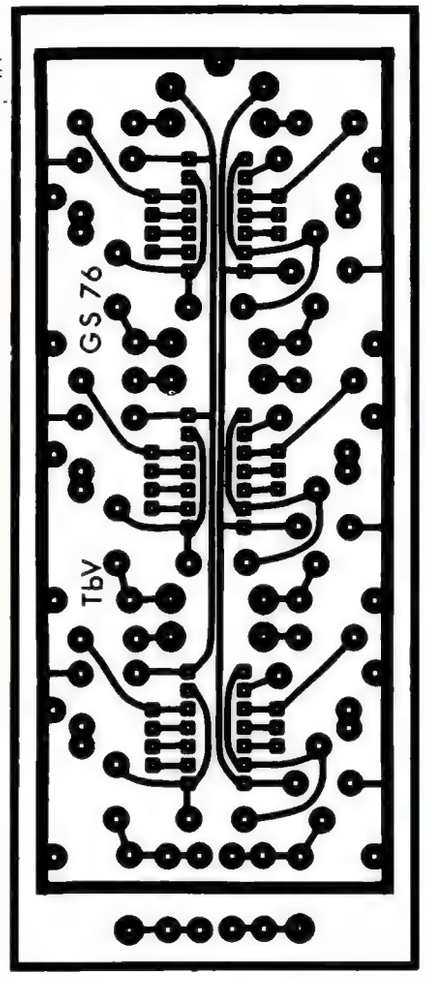


Bild 17. Layout der Platine 4

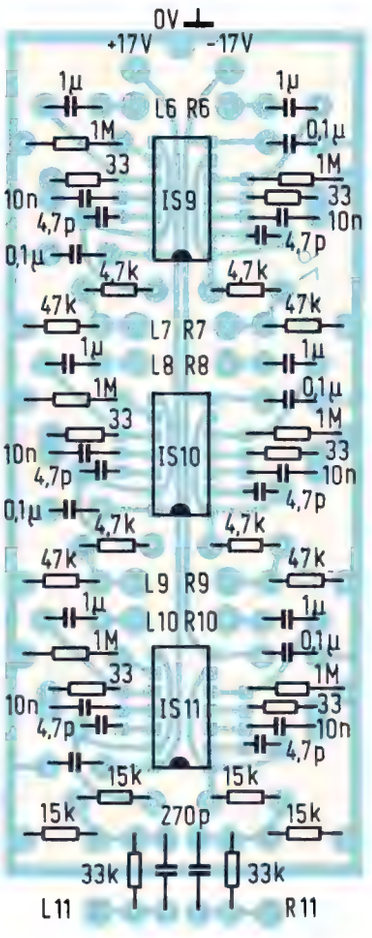


Bild 18. Bestückungsplan der Platine 4

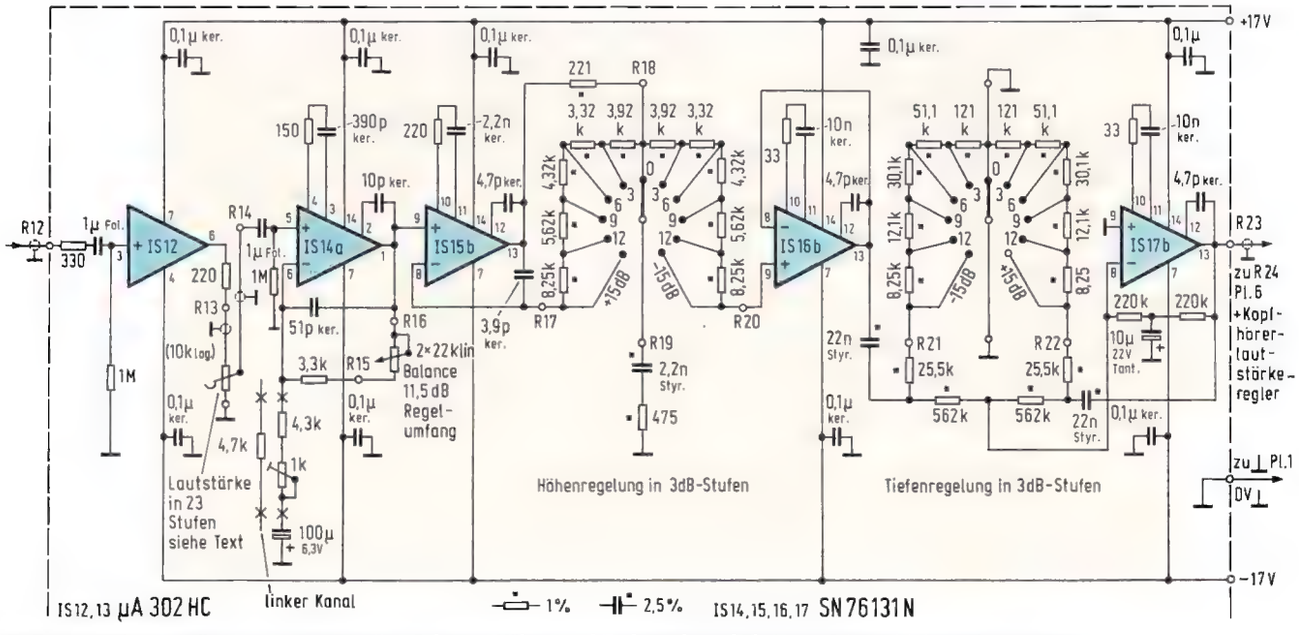


Bild 19. Impedanzwandler mit Lautstärkesteller, Balance-, Höhen- und Tiefenregler auf Platine 5, Schaltbild des rechten Kanals

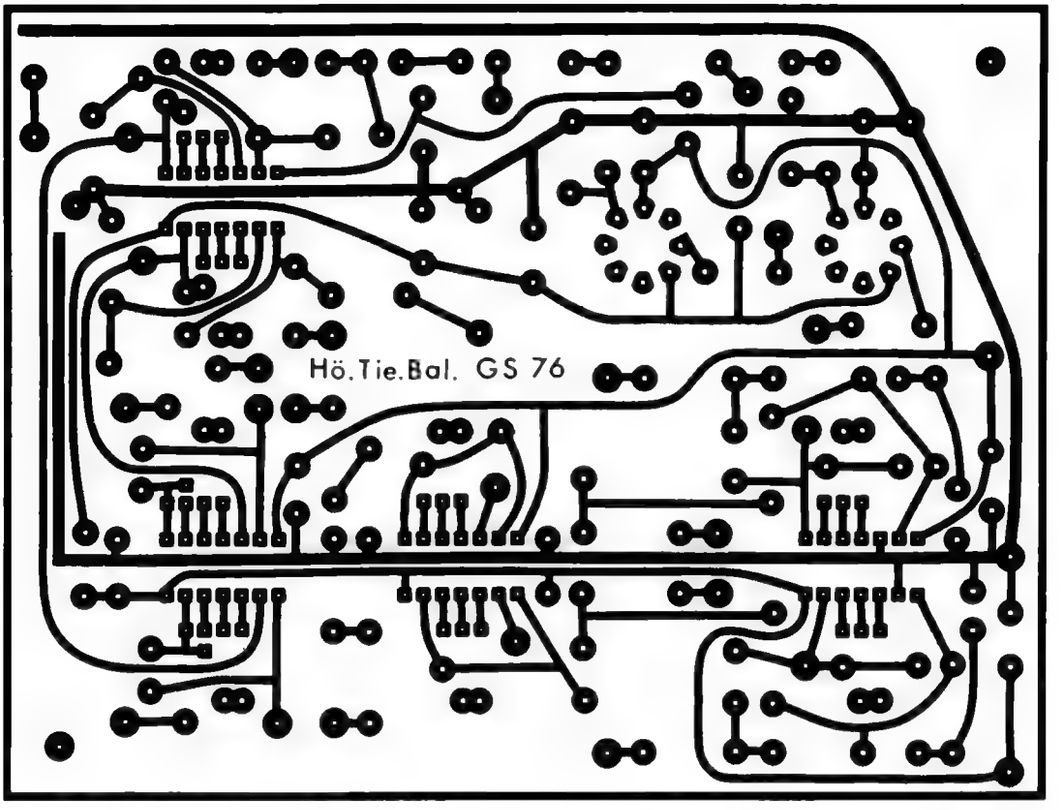


Bild 20. Layout von Platine 5

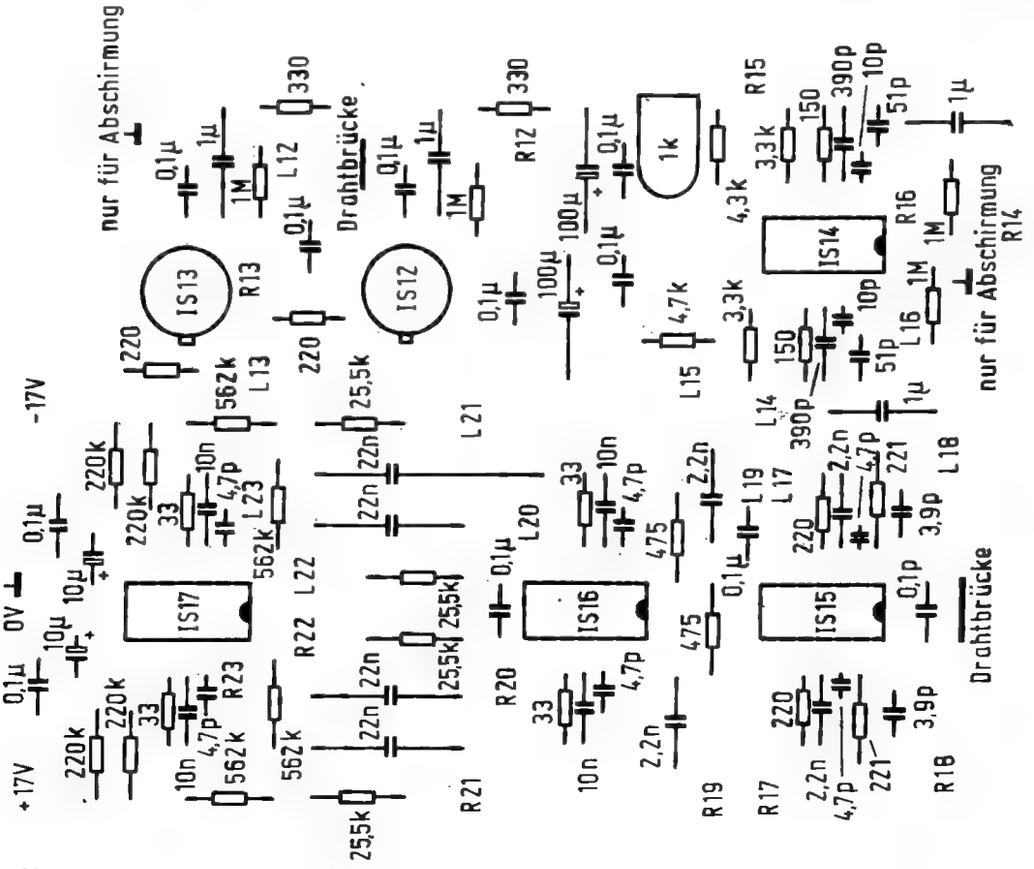


Bild 21. Bestückungsplan von Platine 5

Breitbandantenne aus Fliegengitter

Die hier beschriebene Antenne ist eine Abwandlung aus dem bekannten Doppelkegelbreitbanddipol. Man bezeichnet sie auch allgemein als „Schmetterlingsdipol".

Bekanntlich ist der Fußpunktwiderstand einer Antenne von dem Verhältnis λ/d abhängig, wobei d der Durchmesser der Dipolstäbe ist, und damit auch nur für eine bestimmte Empfangsfrequenz optimal. Bei anderen Frequenzen nimmt der Blindanteil des Widerstandes zu und verursacht somit starke Verluste. Um dieser Erscheinung aus dem Wege zu gehen und den Fußpunktwiderstand über einen großen Frequenzbereich konstant zu halten, verbreitert man den Dipol an den Enden, wie *Bild 1* zeigt.

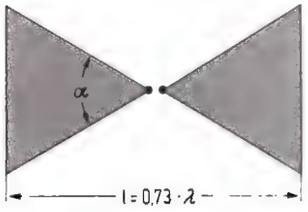


Bild 1. Die Breitbandigkeit wird durch die Verwendung großflächiger Strahler erzielt

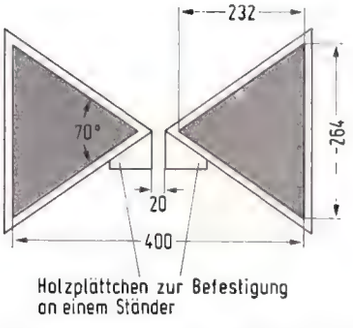


Bild 2. Ein einfacher Holzrahmen sorgt für die notwendige mechanische Stabilität

Die Fußpunktimpedanz ist abhängig vom Spreizwinkel α (*Bild 1*). Sie beträgt z. B. bei α = 30° ca. 350 Ω, bei α = 40° etwa 300 Ω, α = 50° ungefähr 250 Ω und α = 70° ca. 200 Ω. Der günstigste Winkel hinsichtlich Gewinn, Bandbreite und Anpassung beträgt α = 70°. Die Gesamtlänge des Dipols beträgt für den UHF-Bereich Bd. IV/V rund 400 mm. Der Aufbau ist relativ einfach:

Man besorgt sich aus einem Eisenwarengeschäft oder aus einem Geschäft für Gartenartikel ein entsprechend großes Stück Fliegengitter aus Messing, Aluminium oder verzinktem Stahldraht. Geeignet sind alle drei Sorten, lediglich die Preise sind unterschiedlich. Alumium ist allerdings nicht lötbar.

Sodann beschafft man sich dünne Leisten und stellt sich vier Rahmen mit den entsprechenden Maßen her. Das Fliegengitter wird dann z. B. mit Klebstoff zwischen je zwei Rahmen befestigt (*Bild 2*).

Jetzt kann man die Antennenleitung an das Gitter löten, und zwar möglichst dicht an der Spitze.

Wer die Antenne noch etwas verbessern will, kann an beide Flügel Scharniere montieren und so die Antenne schwenkbar machen. Wenn man die beiden Flügel einander annähert, kann man eine recht gute Richtwirkung erzielen und so den Gewinn in einer Richtung noch erhöhen und außerdem eventuell auftretende Schatten (Geisterbilder) beseitigen.

Wer mehr Geld ausgeben will, kann die beiden Flügel auch vollständig aus Blech herstellen. Dann wird natürlich der Holzrahmen nicht mehr benötigt. Es muß darauf geachtet werden, daß sich die Dipolenden am Befestigungspunkt nicht berühren.

Im Prinzip läßt sich diese Antenne auch für die VHF- und UKW-Bereiche bauen. Sie nimmt dann allerdings recht umfangreiche Maße an.

So müßte die Gesamtlänge bei VHF (Bd. III) 1,25 m und bei UKW 2,50 m betragen.

Die Abmessungen sind recht unkritisch, so daß sich die Antenneneigenschaften nicht merklich verschlechtern, wenn die tatsächlichen Maße von denen in der Zeichnung geringfügig abweichen.

Olaf Tech

Spannungs-Frequenz-Umsetzer

Spannungs-Frequenz-Umsetzer sind elektronische Schaltungen, in denen die Frequenz des Ausgangssignals eine Funktion der Eingangsspannung ist. Dabei ist in erster Reihe der Zusammenhang zwischen der Spannung und Frequenz von Bedeutung. Die Wellenform sowie die Amplitude müssen nicht berücksichtigt werden.

In den hier angegebenen Schaltungen wird der Zusammenhang zwischen dem Widerstand und der Spannung ($U_e = U_g$) eines FET angewendet, der in der Form ausgedrückt werden kann:

$$R = \frac{U_p^2}{I_S U_g = U_p I_S} \qquad (1)$$

wobei I_S der Drainstrom bei $U_g = 0$, U_p die Schwellenspannung und U_g die Gate-Source-Steuerspannung ist. Dabei ist die Spannung U_g gleich der Eingangsspannung U_e.

In dem Spannungs-Frequenz-Umsetzer nach *Bild 1* wird ein Funktionsgenerator SE 566 verwendet, bei dem die Frequenz f durch die Kapazität C und den Widerstand R zur Klemme 6 unter der Voraussetzung $3/4\,U_C \leqq U_{c1} \leqq U_c$ bestimmt ist. Wird der Widerstand zur Klemme 6 durch einen FET (2N4222) nachgebildet, dessen Widerstand durch Gl. (1) gegeben ist, ergibt sich für die Ausgangsfrequenz

$$f_{aus} = k_1 \frac{A}{C} U_e$$

worin $k = 2\,\frac{U_c - U_{e1}}{U_e}\,\frac{I_S}{U_P^2}$

und $A = (1 + R_1/R_2) \gg 1$ ist.

Der Frequenzbereich kann durch Änderung der Eingangsspannung von 1 Hz bis 1 MHz eingestellt werden. Die minimale Eingangsspannungsänderung ist etwa 100 mV für diesen Bereich.

Die Schaltung nach *Bild 2* eignet sich zum Ansteuern der TTL-Schaltungen, da hier ein TTL-Baustein 74124 eingesetzt wird. Für die Frequenz des Ausgangssignals ergibt sich

$$f_{aus} = \frac{A}{1{,}4\,k_1\,C} U_e \qquad (3)$$

worin $k_1 = U_P'^2/I_S$ ist. Die Schaltung eignet sich für den Frequenzbereich von 5 mHz bis 5 MHz.

Beide Schaltungen weisen eine hohe Linearität von etwa 0,005 % auf und können mit einfachen Mitteln aufgebaut werden.

Kamil Kraus

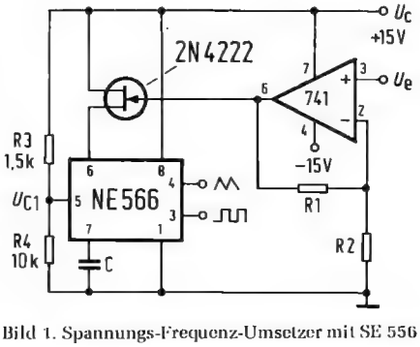


Bild 1. Spannungs-Frequenz-Umsetzer mit SE 556

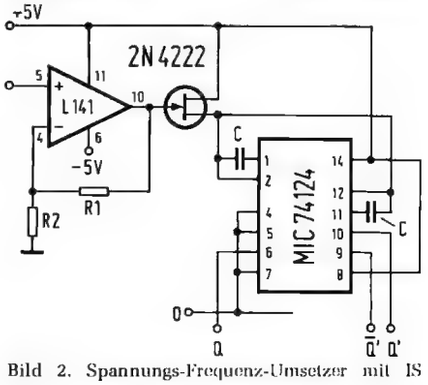


Bild 2. Spannungs-Frequenz-Umsetzer mit IS 74124

Ing. (grad.)
Michael Arnoldt

Die nachfolgend beschriebene elektronische Spieluhr läßt sich mit bis zu 100 Einzelschritten programmieren. Der Tonumfang ist der eines Klaviers, und die CMOS-Technik ermöglicht Batteriebetrieb. Die Taktzeit ist in weiten Grenzen einstellbar; als Tonfrequenzbasis dient ein einziger Quarzoszillator.

Elektronische Spieluhr

1. Teil

Bild 1 zeigt die Blockschaltung der elektronischen Spieluhr. Aus der Frequenz des 1-MHz-Quarzoszillators erzeugt die IS MK 50240 durch Teilung gleichzeitig alle 12 Töne der viergestrichenen Oktave. Zwei 8-Kanal-Multiplexer wählen den gewünschten Ton aus. Ein nachfolgender mehrstufiger Binärteiler liefert den Ton in den tieferen Oktaven. Die Auswahl daraus trifft ein weiterer 8-Kanal-Multiplexer. Ein einfacher Nf-Verstärker und ein Lautsprecher machen die Schwingungen hörbar.

Zur Festlegung des jeweiligen Tones und der Weiterschaltung innerhalb der Melodie dienen Programmsteuerung und Taktgeber. Bis zu 10 Dekadenteiler mit dezimal dekodierten Ausgängen (MC 14017) können in der Programmsteuerung verwendet werden. Sie sind so geschaltet, daß jeweils nur einer von max. 10 x 10 Ausgängen aktiv ist, d. h. auf H-Potential liegt.

Jeder Ausgang bestimmt einen kürzesten Einzelschritt der Melodie, z. B. eine Achtelnote. Jede Note wird durch 8 Entscheidungen (Bits) definiert; zur Auswahl des Tones (1 aus 12) werden 4 bit benötigt. Weitere 3 bit sind zur Festlegung der Oktave (1 aus 7) erforderlich. Schließlich ist noch vorzugeben, ob der jeweilige Ton eine Einzelnote (z. B. Achtelnote) oder Teil eines längeren Tones (z. B. Halbnote) ist. Jeder vollständige Ton wird kurz vor Ende der letzten seiner Einzelschritte abgebrochen. Innerhalb eines längeren Tones hingegen müssen die Einzelschritte nahtlos ineinander übergehen. *Bild 2* verdeutlicht diesen Zusammenhang. Die entsprechende Festlegung trifft das 8. Bit.

Die Programmierung der Melodie erfolgt durch eine Diodenmatrix von den maximal 100 Ausgängen der Teilerkette zu den 8 Sammelleitungen (SL) der 8 bit. Im Taktgenerator arbeitet ein Timer NE 555. Die Länge jedes Einzelschritts ist in weiten Grenzen einstellbar.

Die Tonerzeugung

Herz des Tongenerators ist die IS MK 50240 (IS 2) von Mostek. Festteiler liefern die Frequenzen der viergestrichenen Oktave, wenn am Eingang die Frequenz 1000,12 kHz anliegt. *Bild 3* zeigt die Innenschaltung der IS.

Die Funktion der Tonauswahlschaltung verdeutlicht *Bild 4*. Zur Durchschaltung der 12 Töne werden zwei 8-Kanal-Multiplexer 4512 (IS 3, IS 4) kombiniert. Die Datenselektionseingänge A1, B1, C1 und A2, B2, C2 dieser IS sind so geschaltet, daß A 1 und A2 an die Sammelleitung A, B1 und B2 an die SL B, C1 an C und C2 an D gelangen.

Durch die Variation ⟨A1, B1, C1⟩ = ⟨L,L,L⟩ ... ⟨H,H,H⟩ werden nacheinander die 8 Eingänge X0 ... X7 von IS 3 und damit die 8 Töne f^4...h^4 und c^4 nach Z1 durchgeschaltet. Solange D = C2 = L ist, schaltet IS 4 seine Eingänge X0 ... X3 nach Z2. Da X0 ... X3 einander parallelgeschaltet sind, ist in jeder möglichen Kombination A2, B2 die von IS 3 ausgewählte Frequenz auch nach Z2 (IS 4) durchgeschaltet. *Tabelle 1* stellt die beschriebenen Fälle zusammen.

Mit D = C2 = H wählen A,B und D allein die Eingänge X4 ... X7 von IS 4, d. h. die Töne cis^4 ... e^4 aus.

Die letzten 4 der 16 Kombinationen sind Wiederholungen (redundant). Die zugehörigen Schaltzustände werden daher nicht beansprucht.

In *Bild 5* ist die Gesamtschaltung zur Tonerzeugung dargestellt. Am Ausgang von IS 4 (Z2) liegt das NAND-Gatter G4 (1/4 IS 1), mit dem über die Sammelleitung H im Zustand L das Ende des Tones vor Ablauf des letzten Einzelschritts einer Note bewirkt wird. Die Funktion ist weiter unten erläutert. Als Oktaventeiler arbeitet IS 5 (4040), die aus 12 Binärteilern besteht, von denen hier nur 6 benutzt werden. Der so erzielbare Tonumfang von 7 Oktaven

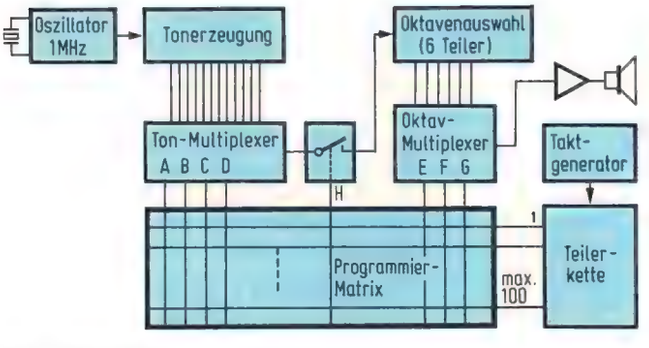


Bild 1. Blockschaltung der elektronischen Spieluhr

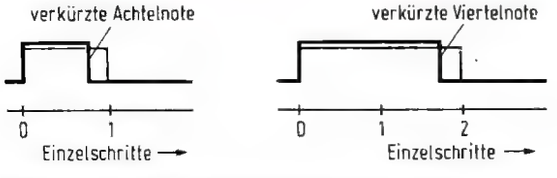


Bild 2. Zusammensetzen der Noten aus Einzelschritten

Tabelle 1. Programmierung der Töne

A	B	C	D	Z1 (IS3)	Z2 (IS4)	Ausgangston	Frequ./Hz
L	L	L	L	X0 = c^4	X0	c^4	2092,3
H	L	L	L	X1 = h^4	X1 = Z1	h^4	3953,0
L	H	L	L	X2 = b^4	X2	b^4	3731,8
H	H	L	L	X3 = a^4	X3	a^4	3521,6
L	L	H	L	X4 = gis^4	X0	gis^4	3322,7
H	L	H	L	X5 = g^4	X1 = Z2	g^4	3135,2
L	H	H	L	X6 = fis^4	X2	fis^4	2958,9
H	H	H	L	X7 = f^4	X3	f^4	2793,6
L	L	L	H	X0	X4 = e^4	e^4	2638,8
H	L	L	H	X1	X5 = dis^4	dis^4	2487,7
L	H	L	H	X2	X6 = d^4	d^4	2347,7
H	H	L	H	X3	X7 = cis^4	cis^4	2217,6
L	L	H	H	X4	X4	e^4	
H	L	H	H	X5	X5	dis^4	s. o.
L	H	H	H	X6	X6	d^4	
H	H	H	H	X7	X7	cis^4	

entspricht dem des Klaviers. Die 7 Oktavintervalle zu dem eingestellten Ton liegen jeweils gleichzeitig vor. Der Multiplexer IS 6 (4512) wählt den Ton in der durch die Potentiale an den Sammelleitungen E, F, G festgelegten Oktavhöhe aus. *Tabelle 2* stellt die Kombinationen zusammen.

Vom Ausgang Z wird das Signal über den Begrenzungswiderstand (1 kΩ) und den Abgriff des Potentiometers (500 kΩ) zum Verstärker-Transistor 2 N 1613 geführt.

Wegen der Rechteckform der Signale sind die Töne oberwellenhaltig. Auf eine Klangbeeinflussung wurde bewußt verzichtet.

Die extrem hochohmigen Eingänge A ... G sind über 56-kΩ-Widerstände mit Masse verbunden. Bei offenen Anschlüssen A ... G liegt daher automatisch L-Potential an. Der Widerstandswert selbst ist unkritisch.

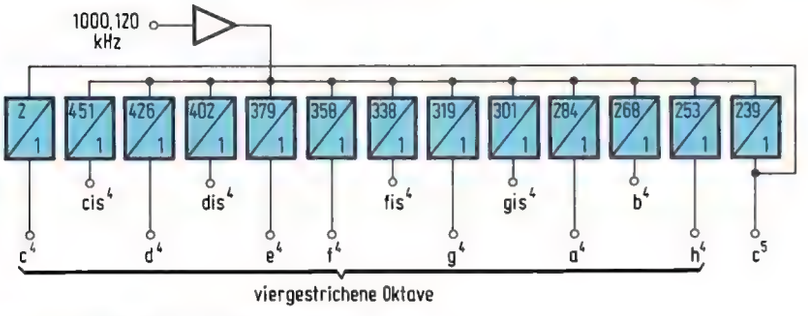


Bild 3. Innenschaltung der IS MK 50 240

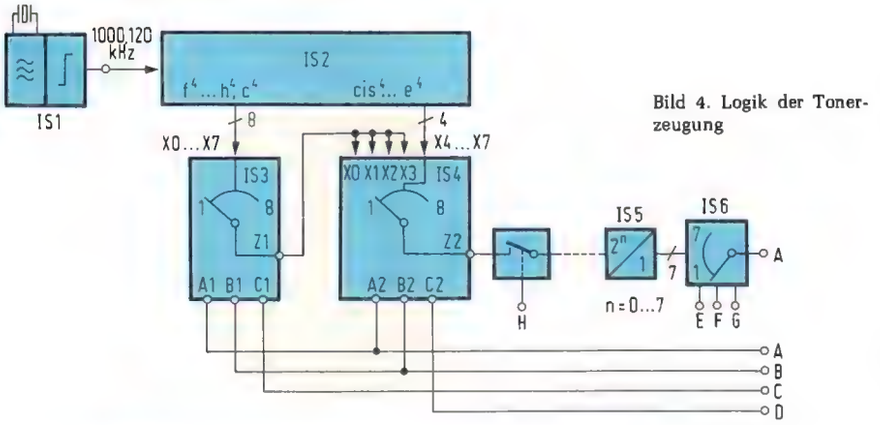


Bild 4. Logik der Tonerzeugung

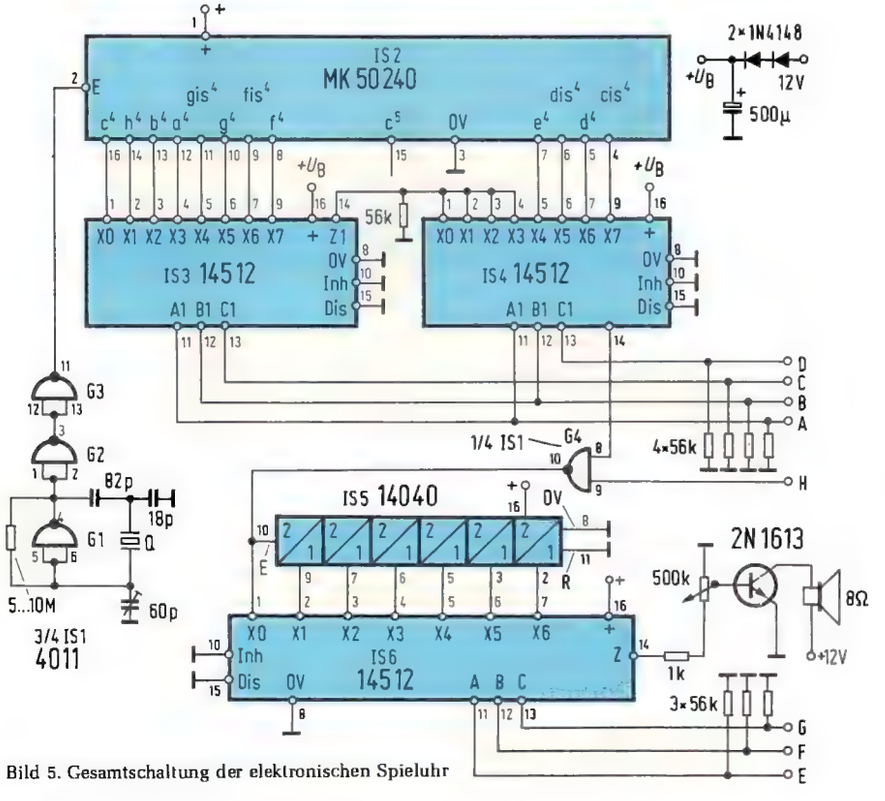


Bild 5. Gesamtschaltung der elektronischen Spieluhr

Frequenzfehler

Die Stufung der Töne ist der gleichtemperierten (gleichschwebenden) Stimmung angenähert. Zwei aufeinanderfolgende Halbtöne unterscheiden sich theoretisch um einen konstanten Faktor $12\sqrt{2} = 1{,}05946...$ Es ist leicht einzusehen, daß sich diese Stimmung nicht exakt erreichen läßt, da die sonst erforderlichen, sehr großen ganzzahligen Teilerverhältnisse der IS eine außerordentlich hohe Quarzsteuerfrequenz verlangen würden.

Der Frequenzfehler der IS MK 50240 ist bei den gewählten Teilerverhältnissen bereits hinreichend gering. Die maximale Abweichung vom Sollwert beträgt etwa +1,16‰ beim Übergang von dis nach e. Die Bezugsfrequenz soll 1000,120 kHz betragen; die Oszillatorschaltung wurde so ausgelegt, daß es mit dem Trimmer 60 pF möglich ist, einen 1-MHz-Quarz auf 1000,12 kHz zu ziehen.

Beschränkt sich der Gebrauch der Frequenzbasis auf die Steuerung einer Spieluhr, so ist die absolute Frequenzlage unkritisch. Nur die Frequenzkonstanz sollte so groß sein, daß Tonfrequenzschwankungen innerhalb weniger Durchgänge der Spieluhrmelodie nicht hörbar werden.

Die Programmsteuerung

Zur Programmsteuerung dient eine Kette von maximal 10 Dekadenteilern mit decodierten Ausgängen (4017). Von den max. 100 Ausgängen liegt jeweils nur einer auf H-Potential. Mit jedem Impuls des Taktgenerators (TG) wird der jeweils nächste Ausgang aktiviert. *Bild 6* veranschaulicht das Prinzip; die Dekadenzähler sind als elektronische Schalter dargestellt.

Der Zähler IS 7 versorgt jeweils diejenige IS mit der Betriebsspannung, deren Ausgänge aktiviert werden sollen. Über die gemeinsame Taktleitung werden alle IS mit den Taktimpulsen angesteuert. Nach Durchlauf aller 10 Ausgänge eines Dekadenteilers gibt dessen Übertragsausgang Ü einen H-Impuls an IS 7 und bewirkt, daß der nachfolgende Zähler der Kette mit Betriebsspannung versorgt wird.

In *Bild 7* ist die Detailschaltung der Programmsteuerung dargestellt. Die

Dekadenteiler der Steuerkette sind 4017; ihre Ausgänge führen zur Dioden-Matrix.

Über Widerstände 150 kΩ sind die Zählereingänge (ZE) mit der Taktleitung verbunden. Diese Widerstände sind zum Schutz der nicht mit Betriebsspannung versorgten IS erforderlich.

Die Betriebsspannung erhält IS 9 über den als Emitterfolger geschalteten Transistor T1. Nach dem Einschalten der Betriebsspannung nimmt IS 7 zunächst einen beliebigen Zählerstand an. Der Kondensator 10 nF liefert an den Rückstelleingang R einen positiven Impuls und stellt IS 7 auf den Zählerstand Null. Damit wird dessen Ausgang „0" = H und T1 schaltet durch. IS 9 wird mit Betriebsspannung versorgt. Der über 10 nF mit dem Rückstelleingang verbundene Versorgungsspannungs-Anschluß liefert dabei ebenfalls einen positiven Impuls, und IS 9 wird auf Null gestellt. Damit ist als einziger der 100 Ausgänge der Ausgang mit der Nummer 00 aktiviert. Über die von ihm zu den Eingängen A ... H gelegten Dioden (max. 8) wird ein Ton ausgewählt.

Beim Eintreffen der nächsten positiven Flanke vom Taktgenerator schaltet IS 9 weiter. Wenn Ausgang „9" auf H-Potential liegt und die nächste positive Flanke vom Taktgenerator trifft, schaltet IS 9 auf Null zurück und liefert zugleich am Übertrags-Ausgang eine steigende Flanke, die über die Diode auf den Zähleingang von IS 7 wirkt. IS 7 schaltet auf den Zählerstand „1" und aktiviert IS 10 über T2. IS 9 wird gleichzeitig von der Versorgungsspannung abgetrennt. Da IS 10 ebenfalls automatisch beim Einschalten der Versorgungsspannung rückgesetzt wird, liegt zunächst ihr Ausgang „0" auf H-Potential.

Nach Durchlauf der Zählerkette und dem Ende der Melodie muß IS 7 zurückgesetzt werden. Mit dem letzten

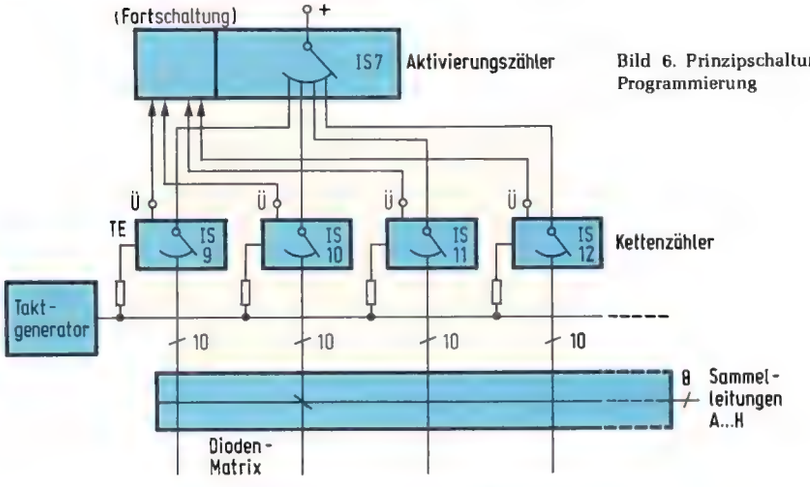


Bild 6. Prinzipschaltung der Programmierung

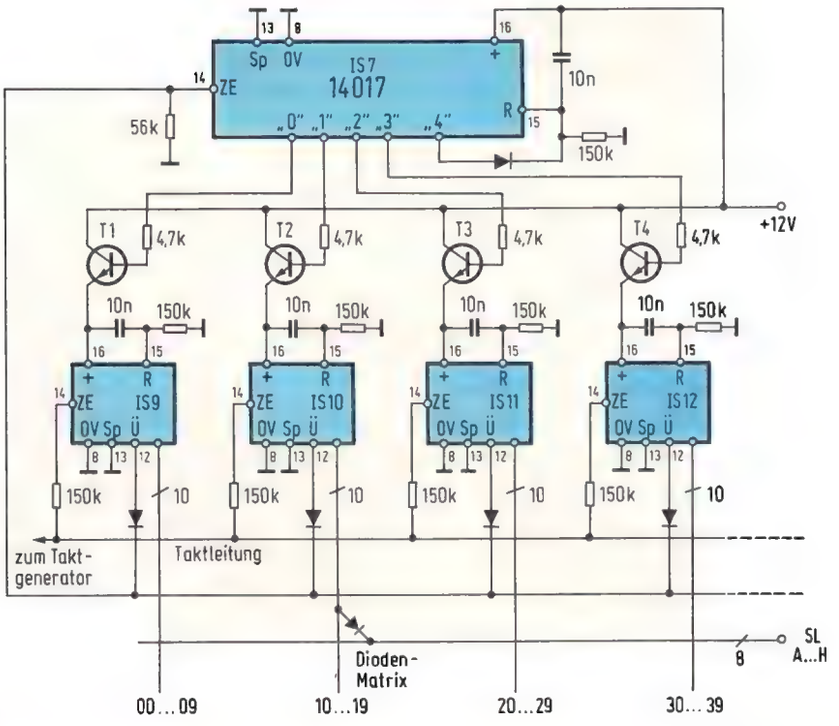


Bild 7. Detailschaltung der Programmierung

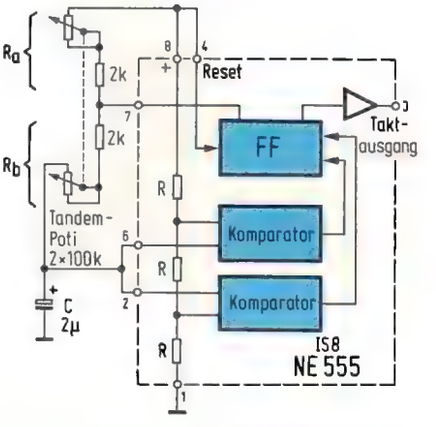


Bild 8. Innenschaltung und Belegung des Timers NE 555

Tabelle 2. Programmierung der Oktaven

E	F	G	Z	Teilerverh.	Bez. d. Oktave
L	L	L	X0	1	viergestr. Oktave
H	L	L	X1	2	dreigestr. Oktave
L	H	L	X2	4	zweigestr. Oktave
H	H	L	X3	8	eingestr. Oktave
L	L	H	X4	16	kleine Oktave
H	L	H	X5	32	große Oktave
L	H	H	X6	64	Kontraoktave
H	H	H	X7		kein Ton durchgeschaltet

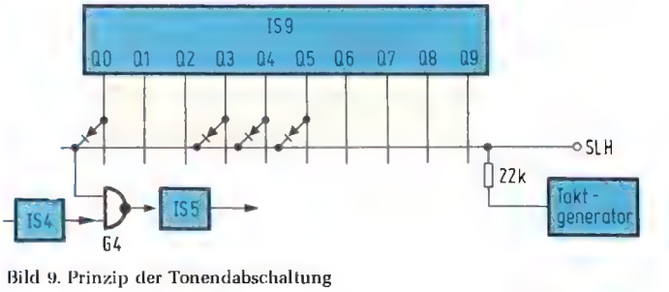


Bild 9. Prinzip der Tonendabschaltung

Übertragsimpuls (von IS 12) geht der erste freie Ausgang „4" nach H. Über eine für jedes Programm extra zu schaltende Diode wird das H-Potential von diesem Ausgang an den R-Eingang übertragen. IS 7 setzt nach Null und beginnt die Melodie von vorn.

Der Taktgenerator

Der Taktgenerator legt die Länge der einzelnen Schritte und somit auch die Länge der Melodie fest. Die Schaltung zeigt *Bild 8*. Aus noch zu erläuternden Gründen wird abgestrebt, das Tastverhältnis unabhängig von der Taktzeitkonstant zu halten. Diese Forderung läßt sich am einfachsten durch ein Tandempotentiometer erzielen. Das Tastverhältnis ist dann 2:1.

Wie oben erwähnt wurde, soll jede endende Note kurz vor Ablauf des letzten ihrer Einzelschritte unterbrochen werden. Hierzu ist als Schalter das Gatter G4 (1/4 IS 1) vorgesehen (s. Bild 5), das über die Sammelleitung H angesteuert wird. *Bild 9* erläutert das Zusammenwirken.

Wenn vom jeweils aktiven Zählerausgang keine Diode zur Sammelleitung H geschaltet ist (z. B. Q1), so bestimmt allein die Ausgangsspannung des Taktgenerators, ob die Tonfrequenz von IS 4 nach IS 5 durchgeschaltet wird. Jeder Einzelschritt würde bei fehlender Diodenverbindung zu den Zählerausgängen nach 2/3 der Einzelschrittzeit unterbrochen werden. Daher ist in allen Fällen, in denen der unterbrechungsfreie Übergang zum nächsten Einzelschritt (der meist gleichen Tonhöhe) gewünscht wird, eine Diodenverbindung vorzusehen. Der niederohmige, decodierte Zählerausgang zieht dann das Potential der SL H über die Diode nach H. Der Einfluß des TG entfällt. Die im Beispiel dargestellte Note besteht aus 2 Einzelschritten, z. B. Achtelnoten. Während der durch Q_0 bestimmten Zeit soll der Ton nicht abgebrochen werden; daher ist eine Diodenverbindung erforderlich. Mit der zweiten Hälfte soll der Ton vor Beginn des nachfolgenden ausklingen; die Diode muß hier entfallen. Da das Tastverhältnis unabhängig von der Taktgeschwindigkeit konstant 2:1 ist, bleibt auch der relative Abstand zwischen 2 Noten gleich.

Schluß folgt

Wolfgang Kreinberg

Übliche Servoschaltungen für den Selbstbau enthalten in der Regel Gegentaktausgangsstufen, die bei einer Versorgungsspannung von 4,8 V (Empfängerakku) nur einen Hub von ca. 2,4 V an der Last erlauben. Der vorliegende Beitrag soll eine Möglichkeit aufzeigen, auch Lasten mit höherer Spannung als z. B. 4,8 V zu betreiben.

Einfache Endstufe mit höherem Spannungshub für Eigenbau-Servoschaltungen.

Die Schaltung

Die Firma Intermetall hat in der Ausgabe 1975 ihrer „Schaltbeispiele mit integrierten Digitalschaltungen" auch die Schaltung eines Digitalservos ausführlich beschrieben.

Läßt man in der Schaltung die mechanische Kopplung von Servomotor und Poti weg, so läßt sich der Motor als Antriebsmotor für z. B. eine Ankerwinde benutzen. Laufdauer und Drehrichtung hängen dann von der Stellung des Steuerknüppels im Sender ab.

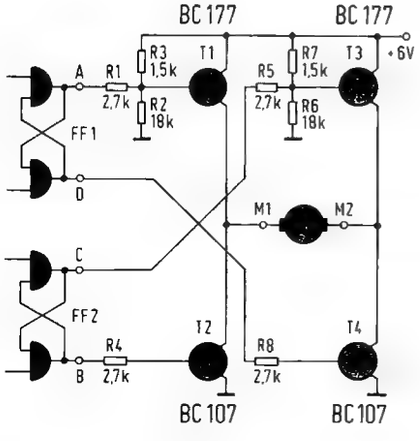


Bild 1. Schaltung der Brücken-Ausgangsstufe

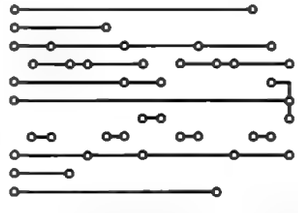


Bild 2. Passende Platine zur Brückenstufe

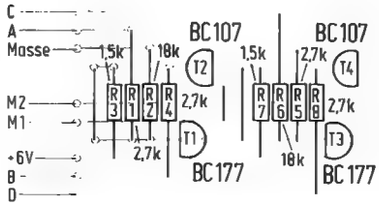


Bild 3. Der Bestückungsplan. Für höhere Motorströme müssen die Transistoren natürlich durch leistungsfähigere Typen ersetzt werden

In der Regel wird man jedoch keinen 2,4-V-Motor mit passendem Getriebe haben; ein entsprechender 6-V-Motor ist schon eher vorhanden. Ein solcher Motor ließe sich auch vom Fahrakku aus betreiben, das käme dann der Kapazität des Empfängerakkus zugute. Aus diesem Grunde wurde die Gegentaktendstufe zu einer Brückenschaltung erweitert, in deren Diagonalzweig die Last, also der Motor, den vollen Spannungshub des Fahrakkus erhält. In *Bild 1* ist die Brückenschaltung dargestellt. Dabei steuert das Flipflop FF 1 die Transistoren T 1 und T 4 an bzw. das Flipflop FF 2 die Transistoren T 2 und T 3. Im Ruhezustand der Schal-

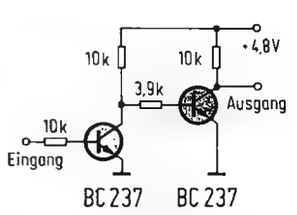


Bild 4. Diese nichtinvertierende Pufferstufe ermöglicht den Betrieb der Endstufe auch an TTL-Ausgängen

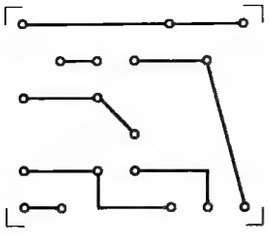


Bild 5. Die Puffer-Platine ist recht klein, so daß sie wohl überall noch unterzubringen ist

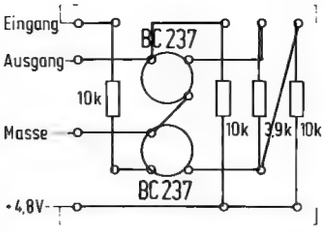


Bild 6. Der Bestückungsplan zur Puffer-Platine

tung, d.h. der Steuerknüppel des Senders ist in Mittelstellung, wird kein Transistor angesteuert, durch die Last fließt kein Strom. Bemerkenswert ist außerdem, daß die Versorgungsspannung der Brückenschaltung dem Fahrakku mit seiner größeren Kapazität entnommen wird. *Bild 2* zeigt den Aufbau der Platine für die Brückenschaltung und *Bild 3* die Bestückung der Platine.

Abgleich der Schaltung

Die fertig bestückte und verdrahtete Schaltung wird zum Abgleich mit einer Last versehen (Lampe oder Motor für 6 V) und an Stelle eines Servos an den Empfänger angeschlossen. Bei Mittelstellung des Knüppels im Sender wird das Poti zur Einstellung der Zeitkonstante in der Servoschaltung soweit verstellt, daß der Motor nicht läuft bzw. die Lampe nicht leuchtet. Bei Betätigung des Steuerknüppels muß die Lampe leuchten bzw. der Motor je nach Stellung des Knüppels rechts oder links herum laufen.

Unter Umständen ist es möglich, daß das Gerät trotz fehlerfreiem Aufbau nicht läuft. Das kann dann daran liegen, daß der Empfänger nicht in der Lage ist, die TTL-Schaltkreise zu treiben. Es empfiehlt sich daher, eine Pufferschaltung nach *Bild 4* zwischen Empfängerausgang und Servoschaltungseingang zu schalten. *Bild 5* und *Bild 6* zeigen den Aufbau der Platine sowie die Bestückung.

Günter Simon

Im vorliegenden Teil schließt der Autor die Beschreibung seines Vorverstärkers mit den Bausteinen Ausgangsverstärker, Stromversorgung sowie dem Betriebsarten- und Equalizerschalter ab. Außerdem gibt er wertvolle Hinweise für den mechanischen Aufbau.

Stereo-Quadrovorverstärker der Hi-Fi Luxusklasse (Schluß)

Ausgangsverstärker mit Mutingschalter und Ausgangsabschwächer (Platine 6)

Bild 22 zeigt den Ausgangsverstärker mit Mutingschalter und Ausgangsabschwächer. Der Verstärker ist mit dem programmierbaren Leistungsoperationsverstärker CA 3094 AT von RCA aufgebaut und verstärkt fünffach. Die aufwendige Form des Ausgangsabschwächers wurde gewählt, um in allen Schaltstellungen den gleichen Ausgangswiderstand von 606 Ω zu haben. Das Ausgangssignal kann wahlweise um 0 dB, 6 dB, 12 dB, 18 dB und 24 dB abgeschwächt werden. Es ist hierbei zu beachten, daß der Ausgangspegel immer nur soweit abgesenkt werden darf, daß die vorherigen Funktionsgruppen auf gar keinen Fall übersteuert werden können. Dies gilt besonders für den Ausgangsverstärker. Das Layout der Platine 6 wird in *Bild 23*, der Bestükkungsplan in *Bild 24* gezeigt.

Kopfhörerverstärker (Platine 7)

Der in *Bild 25* gezeigte Kopfhörerverstärker verwendet als einzige Baugruppe zwei Transistoren in der Endstufe. Die Spannungsverstärkung und die Ansteuerung der komplementären Endstufe besorgt der Leistungsoperationsverstärker CA 3094 AT von RCA. Die Ausgangsimpedanz des Kopfhörerverstärkers beträgt 100 Ω. Damit können Kopfhörer mit allen üblichen Impedanzen angeschlossen werden. Die

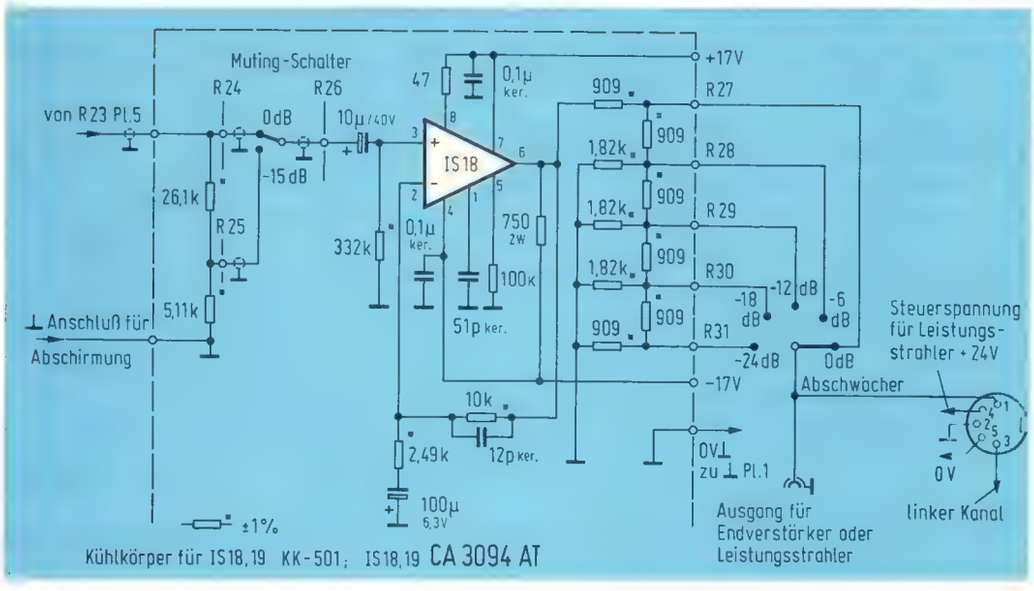


Bild 22. Schaltbild des Ausgangsverstärkers mit Mutingschalter und Ausgangsabschwächer, rechter Kanal auf Platine 6

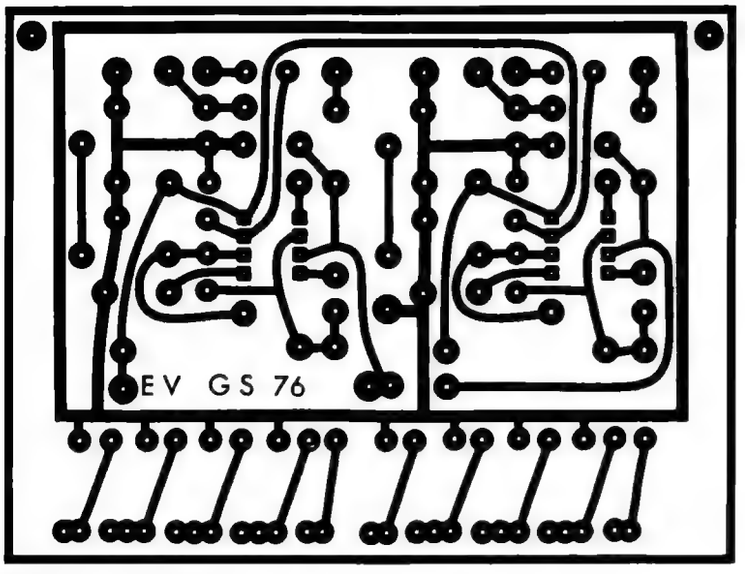
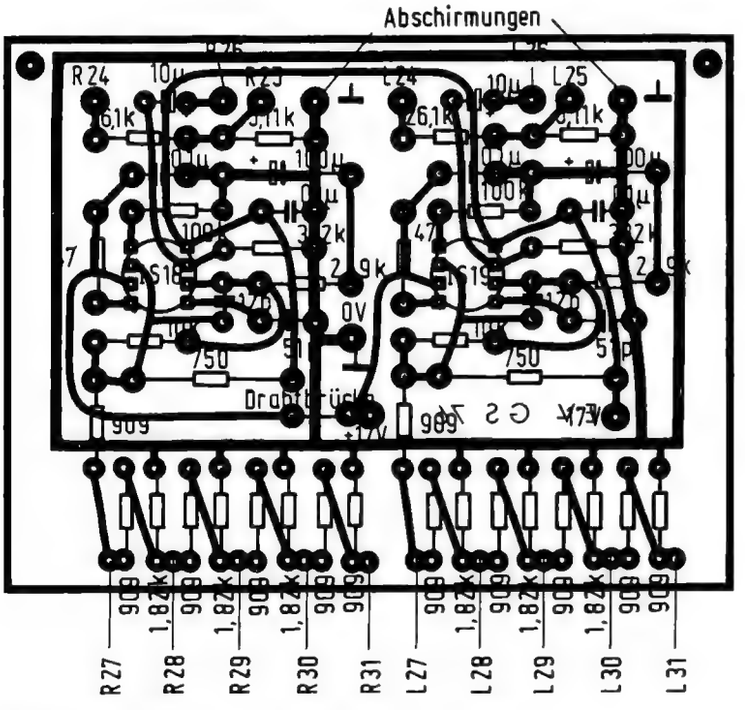


Bild 23. Layout der Platine 6



▲ Bild 24. Bestückungsplan der Platine 6

Leistungsangaben für verschiedene Kopfhörerimpedanzen sind der Tabelle 1 zu entnehmen. Die Endtransistoren BD 239 und BD 240 sind mit Kühlkörpern zu versehen. Das Layout der Platine 7 zeigt *Bild 26*, *Bild 27* den dazugehörenden Bestückungsplan. Wenn der Kopfhöreranschluß unter Verwendung einer Klinken-Einbaubuchse mit Schalter ausgeführt wird, kann das Vorverstärkerausgangssignal hinter dem Ausgangsabschwächer bei Kopfhörerbetrieb abgeschaltet werden.

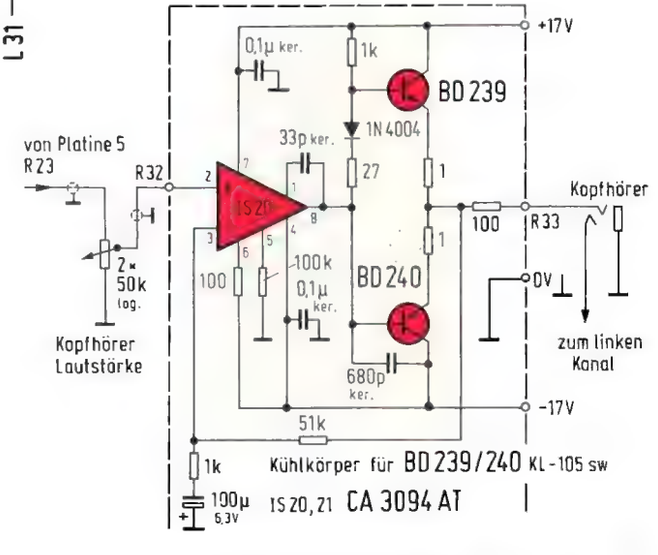


Bild 25. ▶ Schaltbild des Kopfhörerverstärkers, rechter Kanal auf Platine 7

Stromversorgung (Platine 8)

Die Stromversorgung (*Bild 28*) ist mit den komplementären, einstellbaren Vierpunkt-Spannungsreglern µA 78 GKC und µA 79 GKC von Fairchild nach Fairchild-Unterlagen aufgebaut. Diese Schaltkreise ermöglichen einfachst aufgebaute, in weiten Grenzen regelbare positive und negative Spannungsregler mit internem, thermischem Überlastungsschutz, Ausgangsstrombegrenzung bei 1 A und absoluter Kurzschlußsicherheit. Durch Perforation des Gehäuses muß in Netzteilnähe für Luftzirkulation gesorgt werden. Mit den 22-kΩ-Trimmpotentiometern werden die Spannungen vor Einbau des Netzteiles auf genau +17 V und –17 V eingestellt. Die *Bilder 29 und 30* zeigen das Layout und den Bestückungsplan der Platine 8. Als Netztransformator wird ein Philbertkern-Trafo mit extrem geringer Streuung und Vibration verwendet.

Zum Einschalten der Leistungsstrahler wird noch zusätzlich eine Steuerspannung von +24 V benötigt. Diese Spannungsquelle besteht nur aus einem Brückengleichrichter mit Ladekondensator und wird aus einer der beiden 18-V-Wicklungen gespeist.

Betriebsartenschalter und Equalizerschalter

Die Verdrahtung des Betriebsartenschalters der Quadroversion sowie dessen Verbindung mit dem Equalizerschalter und den Equalizer-Ein- und Ausgängen ist aus dem Funktionsschaltbild (Bild 1) zu ersehen, ebenso die Funktionen der einzelnen Schaltstellungen. Auf die Schaltstellung „Mono" wurde verzichtet, da hierfür noch zwei weitere Schaltebenen des Betriebsartenschalters notwendig wären. Für einen Stereoverstärker wird der Betriebsartenschalter entsprechend verändert. Es werden nur die Schaltstel-

lungen, die sich auf die beiden Vorderkanäle beziehen, verwendet. Außerdem ist auch eine Stellung „Mono" unter Verwendung eines Schalters mit vier Schaltebenen möglich.

Aufbauhinweise

Als Gehäuse ist ein Profil-Gehäuse mit den Maßen 400 mm (B), 300 mm (T) und 150 mm (H) vorgesehen. Dieses Gehäuse wird ohne Chassis geliefert, alle notwendigen Montageflächen müssen erst eingebaut werden.

Hinter der eigentlichen, sichtbaren Frontplatte wird im Abstand von 8 mm eine Front-Montageplatte angebracht, auf der alle Bauelemente der Vorderfront zu montieren sind; die Frontplatte selbst dient nur als Sichtblende (*Bild 31*). Für die gesamten Vorpegelregler und zwei Tonbandanschlüsse (DIN – Anschluß Tb 3 und der Hochpegelanschluß Tb 2) ist in der Sichtblende ein Feld ausgespart, das wiederum durch eine bewegliche Klappe verdeckt wird.

Front-Montageplatte und Rückwand sind durch zwei Vierkantstäbe miteinander verbunden. Das Gehäuse selbst ist durch zwei Montageplatten, die auf diesen Vierkantstreben montiert sind, unterteilt.

In der Quadroversion zweifach vorhandene Platinen werden entweder übereinander liegend oder nebeneinander stehend, angeordnet. Der Vierfach-Schalter für den Ausgangsabschwächer ist zwischen den beiden Ausgangsverstärkerplatinen (Platinen 6) montiert.

Die Widerstände für den Lautstärkeregler und die Höhen- und Tiefenregler sind direkt an die Drehschalter zu löten. Dies geschieht natürlich vor dem Einbau. Die Zuführungsleitungen der Höhen- und Tiefenregler sowie der Vorpegelregler sind nicht abgeschirmt. Die Vorpegelregler der Phonoeingänge sind so nah wie möglich an die beiden Phonoeingangsdrucktasten zu montieren.

Den Masseverbindungen ist allergrößte Aufmerksamkeit zu widmen. Der Massepunkt der Platine 1 wird als Zentralmassepunkt benützt. Für die Masseverbindungsleitungen vom Netzteil zur Platine 1 und von dieser zum Phonoeingang soll Kupferdraht von 2,5 mm² verwendet werden, alle anderen Masseverbindungen können als Litze von 1,5 mm² Querschnitt ausgeführt werden.

Die Abschirmungen verbindet man immer nur einseitig mit Masse, in der Regel mit dem nächstliegenden Massepunkt. Die Abschirmungen der Verbindungsleitungen von den Eingangs-

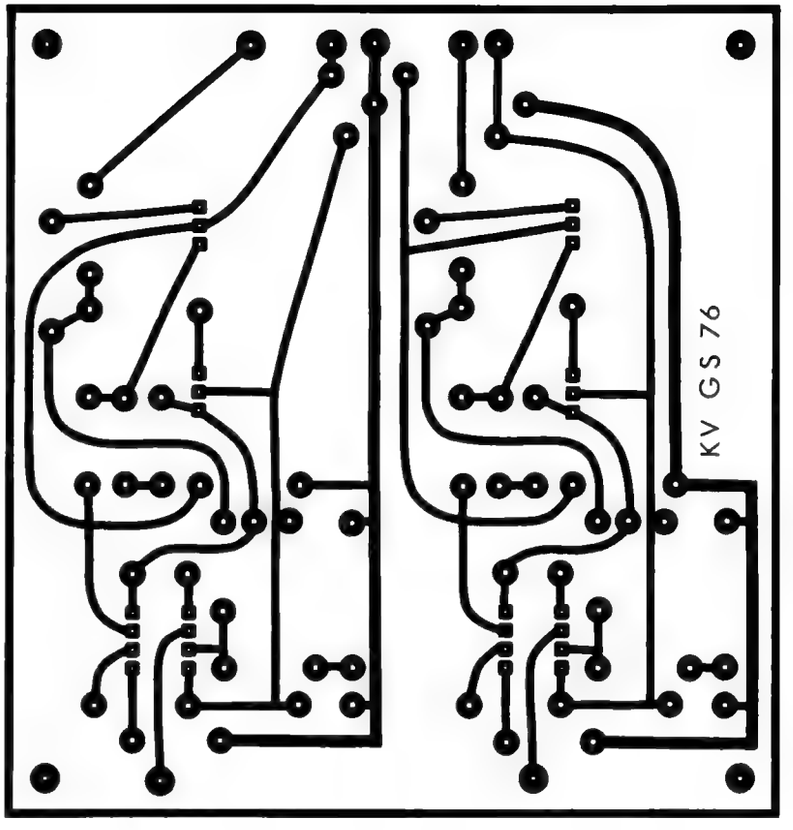


Bild 26. Layoul von Platine 7

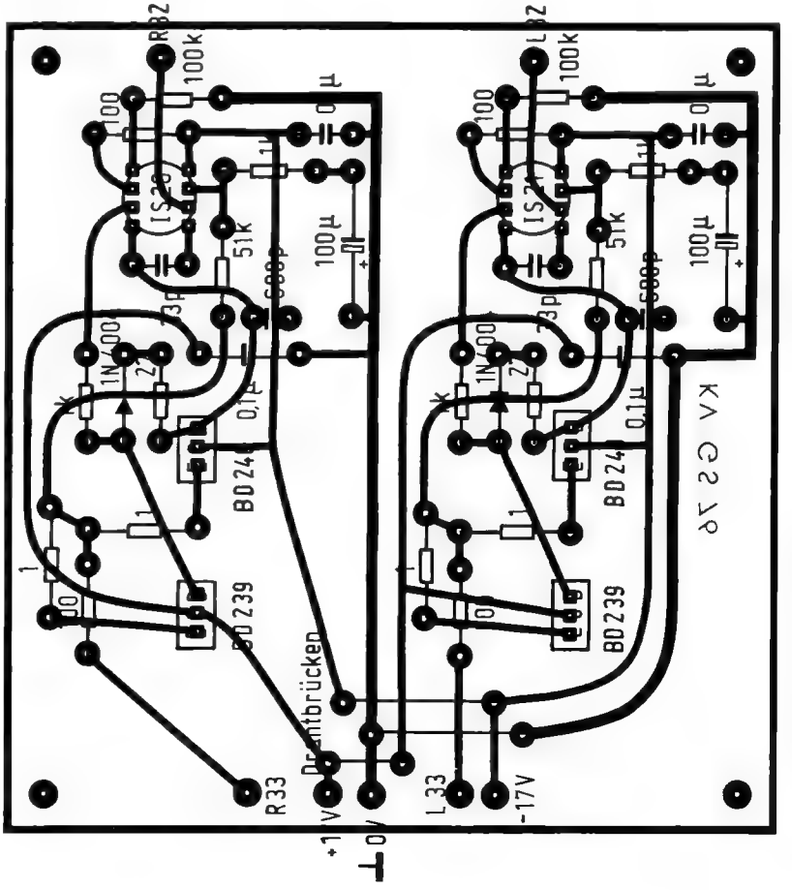


Bild 27. Bestückungsplan von Platine 7

buchsen zu den Eingangswahlschaltern werden mit der Masse der Eingangsbuchsen verbunden.

Das Gehäuse wird nur einmal und zwar unmittelbar an den Phonoeingangsbuchsen mit der Gerätemasse verbunden.

Die Cynch-Buchsen lassen sich – in zusammengehörenden Gruppen geordnet – vom Gehäuse isoliert auf nicht kupferkaschierten Epoxydharzplatten montieren.

Literatur

[1] FUNKSCHAU 1976, Heft 22, Seite 66.

[2] FUNKSCHAU 1976, Heft 18, Seite 75.

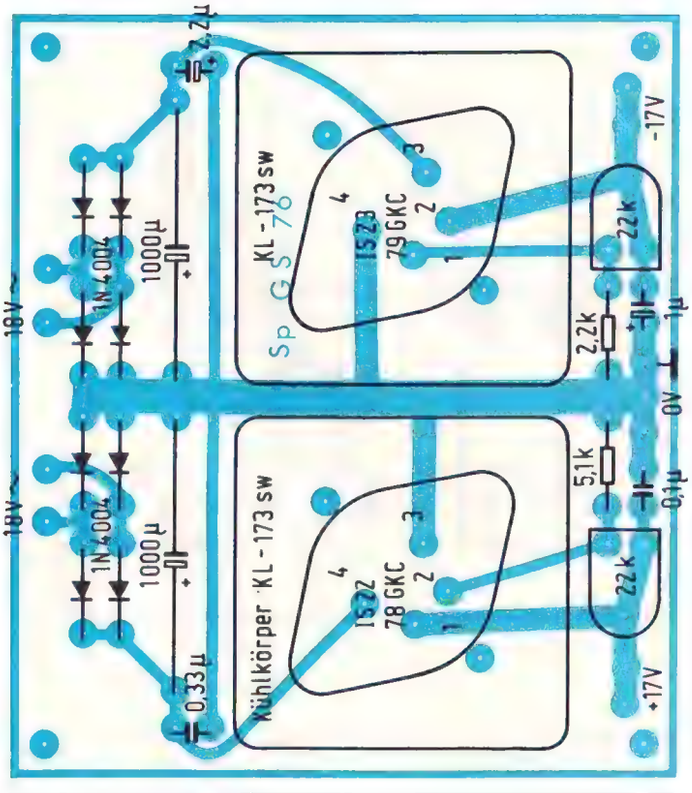


Bild 30. Bestückungsplan der Platine 8

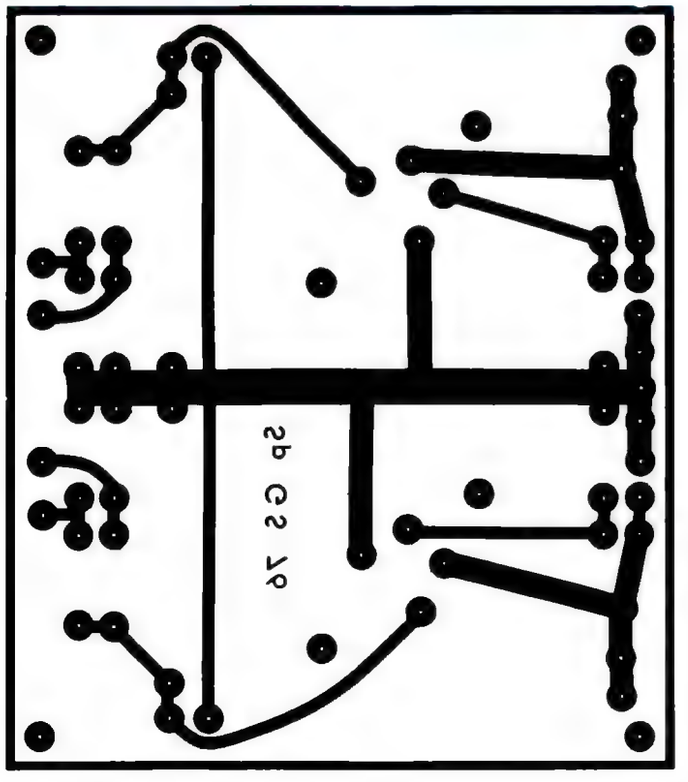


Bild 29. Layout der Platine 8

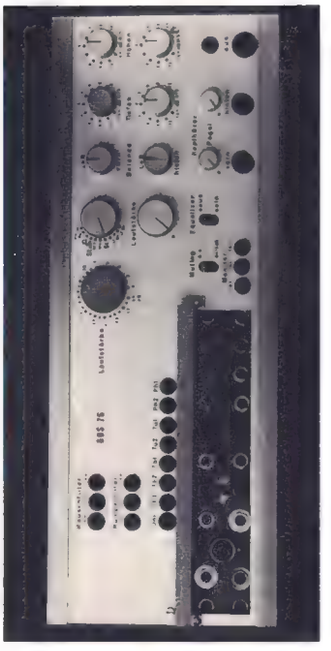
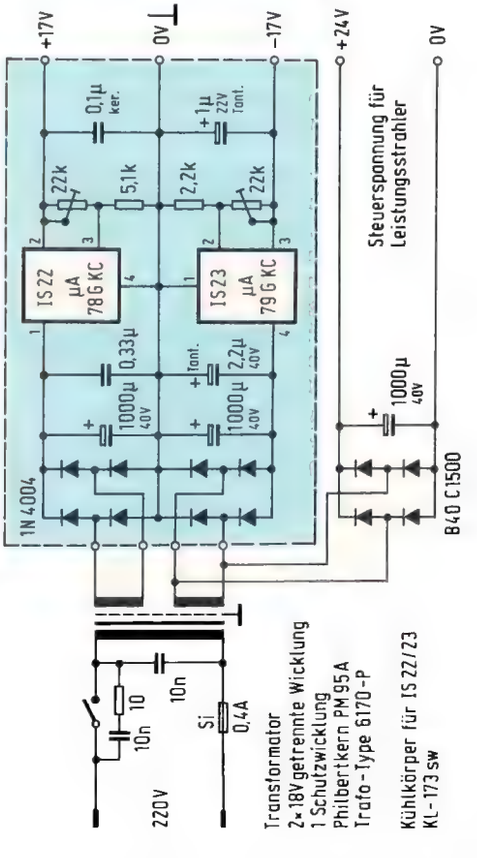


Bild 31. Vorderansicht des Mustergerätes



◀ Bild 28. Schaltbild der Stromversorgung

Ing. (grad). Reinhard Kruppa,
Dr. Gerd Kruppa

Beim Schneiden von Schmalfilmen ergibt sich oft das Problem, die genaue Schnittstelle festzulegen. Die präziseste Methode dafür ist wohl, die Einzelbilder einer Szene abzuzählen; das hier vorgestellte Gerät ist darüber hinaus auch in der Lage, die Film-Laufrichtung zu erkennen und damit auch die Zählrichtung umzukehren.

Digitaler Bildzähler zur Schmalfilm-Bearbeitung

Ein längerer Urlaubsfilm oder ein Film zur Dokumentation technischer Vorgänge besteht meist aus einer großen Zahl aneinandergeklebter Einzelszenen, deren Reihenfolge anhand eines Drehbuchs festgelegt wurde. Oft entscheidet noch die Qualität eines Filmstreifens nach der Entwicklung über seine Verwendbarkeit im Rahmen eines Filmthemas. Wichtige Passagen des Themas werden zeitlich ausgedehnter gezeigt als weniger wichtige Teile, die Szenenlänge ist also ein Regiemittel. Soll der fertig geschnittene und geklebte Film noch nachträglich vertont werden, so muß die Länge der Einzelszenen bekannt sein, um Tonereignisse passender Länge anzufertigen oder zu finden.

Die Länge einer Filmszene wird entweder mit einer Stoppuhr festgestellt oder bildgenau mit einem Zähler bestimmt. Zum Vergleich von Bild- und Tonszenendauer sind Zeitangaben praktisch, während zum Filmschneiden auch die Angabe der Bildnummer als Schnittstelle genügt. Übliche Aufnahme- und Projektionsgeschwindigkeiten für Schmalfilme sind 18 bzw. 24 Bilder/s; Bildzahlen lassen sich also leicht in Szenenlängen umrechnen und umgekehrt. Je nach Anwendungsfall wird man eine der beiden Größen bevorzugen.

Mit dem nachstehend beschriebenen Gerät kann eine Szenenlänge wahlweise als Bildzahl, oder (im Gegensatz zu kommerziellen Lösungen |1|) auch als Zeit gemessen werden. Die Schaltung arbeitet bei Vor- und Rücklauf, und die Bildgeschwindigkeit ist von 18 Bilder/s auf 24 Bilder/s umschaltbar, eine Überschreitung der Zählbereichsgrenzen nach oben und unten wird signalisiert. Beim Unterschreiten des Bereichs erfolgt zusätzlich automatische Zählrichtungsumkehr. Auf Grund der großen Zählkapazität und der hohen Zählgeschwindigkeit eignet sich das Gerät im Dezimalbetrieb ebenso gut als Bandzählwerk für Tonbandgeräte.

Das Funktionsprinzip

Bild 1 zeigt das Blockschaltbild des Geräts. Über die Impulsformstufe gelangen die Taktimpulse an den ersten Zähler der Zählerkette. Der Dekodierer A beantwortet beim Aufwärtszählen das Auftreten der Zahlen 18 bzw. 24 an Z 1, 2 mit einem Rücksetz-Impuls an diese Zähler. Dieser Impuls ist gleichzeitig Taktimpuls für Z 3. Entsprechend liefert die Schaltung B bei der Zahl 6 an Z 4 einen Rücksetz-Impuls für Z 3 und Z 4, der auch Z 5 taktet. Beim Abwärtszählen dekodiert die Schaltung A die Zahl 9 an Z 2 und veranlaßt die Übernahme der Zahlen 17 bzw. 23 in Z 1 und Z 2; gleichzeitig erhält Z 3 einen Abwärts-Zählimpuls. Entsprechend erkennt der Dekodierer B die Zahl 9 an Z 4 und bewirkt die Übernahme der Zahl 5 an die Ausgänge von Z 4. Der Übernahmeimpuls steuert auch den Abwärts-Eingang von Z 5.

Im Dekodierer C lösen die Zahlen 9 bzw. 7 und 6 die Anzeige „Bereichsüberschreitung" bzw. „-unterschreitung" aus. Die Potentialänderungen beim Unterschreiten des normalen Zählbereichs steuern auch den Aufwärts/Abwärts-Umschalter vor Z 1 und die zählrichtungsabhängige Dekodierung und Kodierung für die Zähler 1...4. Das 6stellige Display enthält neben den Dekodiertreibern und Siebensegment-Anzeigen zusätzlich LED zur Anzeige der Betriebsart und der Einhaltung des Zählbereichs.

Die Hauptschaltung

Die zentrale Logik mit den Zählern ist in *Bild 2* dargestellt.

C4, R5, R6, D2 und MF2 bilden eine Reset-Automatik, die beim Anlegen der Speisespannung anspricht und über den Taster S 5 auch manuell ausgelöst werden kann |2|. So lange E 6 = L ist, werden über D 1 auch G 1 und G 2 blokkiert, so daß keine Taktimpulse nach Z 1 weiterlaufen. Nach dem Freigeben von S 5 erscheint dann der Reset-Impuls.

MF 1 erhöht die Störsicherheit der Schaltung, da es die Aufwärts/Abwärts-Eingänge von Z 1 ohne Eingangstakt auf H-Potential hält. Schaltflanken beim Wechsel der Betriebsart können so keine unerwünschten Zählstandsänderungen hervorrufen. Gleichzeitig entprellt das Monoflop 1 unsaubere Eingangsimpulse.

Über S 6 kann MF 1 wahlweise von LH- oder HL-Flanken getriggert werden. Mit dem angegebenen Zeitglied R 7 und C 5 liegt die maximale Zählfrequenz der Schaltung über 10 kHz und damit weit über der von Rechnerbausteinen (max. 40...150 Hz).

Beim 10. Aufwärtsimpuls takten die Übertrags-Ausgänge der Zähler Z 1, 3

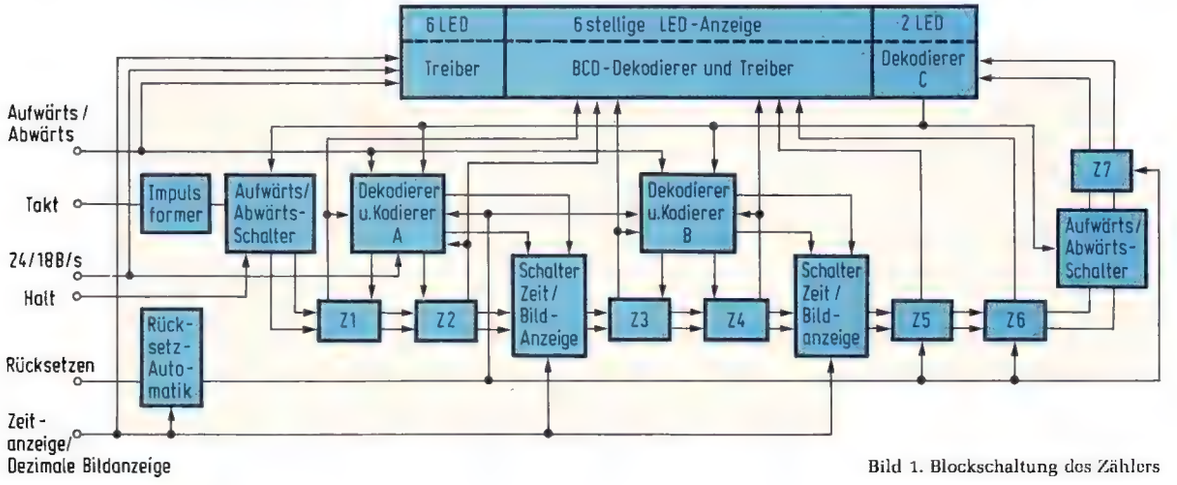
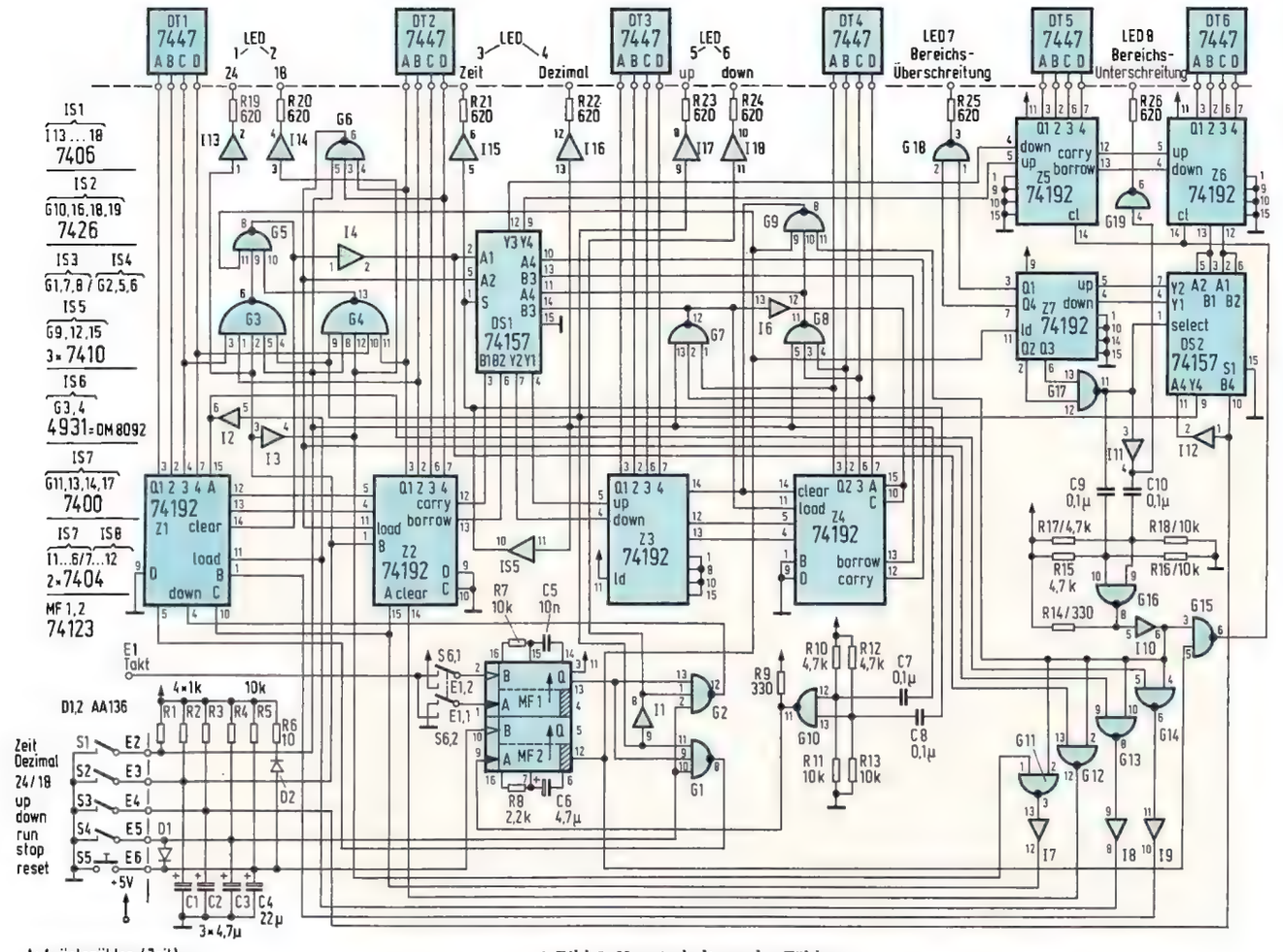
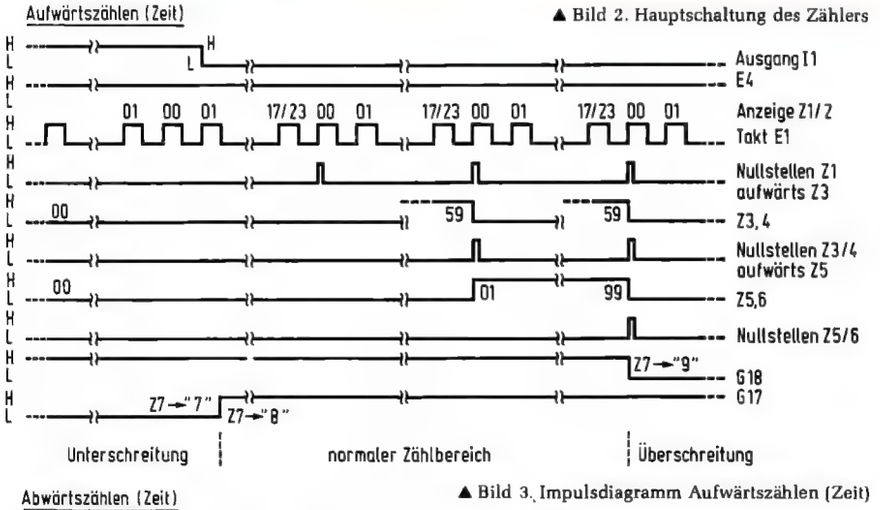


Bild 1. Blockschaltung des Zählers



▲ Bild 2. Hauptschaltung des Zählers



▲ Bild 3. Impulsdiagramm Aufwärtszählen (Zeit)

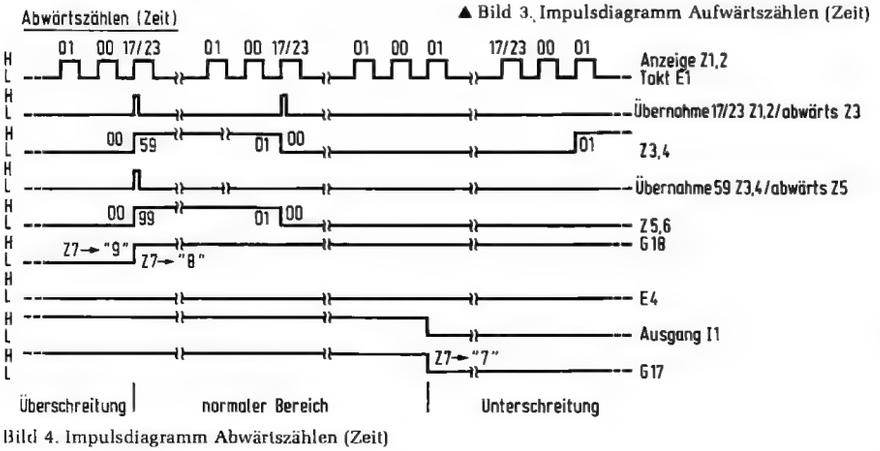


Bild 4. Impulsdiagramm Abwärtszählen (Zeit)

und 5 die Aufwärts-Eingänge der jeweils folgenden Zähler. Entsprechend wird mit dem 10. Abwärtsimpuls ein negativer Übertrag an den Abwärts-Eingang des folgenden Zählers gegeben. Aus den Impulsdiagrammen in *Bild 3* und *Bild 4* ist das Zusammenspiel der wichtigsten Impulsfolgen (bei Zeitmessung) für beide Zählrichtungen und bei Bereichsüberschreitung und -unterschreitung ersichtlich.

Für E 2 = L werden die Dekodier- und Kodierfunktionen unterbunden und die Übertrags-Ausgänge der Zähler Z 2 bzw. Z 4 über DS 1 normal mit den Eingängen der Zähler Z 3 bzw. Z 5 verbunden. Die Schaltung zählt also dezimal 6stellig. Jede Umschaltflanke an E 2 triggert nach Differentiation in C 7, R 10 und R 11 bzw. C 8, R 12 und R 13 den Eingang A von MF 2 und löst damit einen Rücksetzimpuls aus. Dadurch wird verhindert, daß versehentlich mit einem in dezimaler Betriebsart gewonnnen Zählerstand in der Betriebsart Zeit (E2 = H) weitergearbeitet wird. Auf die Zählbereichsmarkierung sei etwas genauer eingegangen.

Jeder Rücksetzimpuls von MF 2 setzt Z 7 auf die Zahl 8 (HLLL). Wird der Zählbereich überschritten, so erhält Z 7 von Z 6 einen Übertragsimpuls und wird auf 9 (HLLH) geschaltet. Damit ist

die NAND-Bedingung an G 18 erfüllt und LED 7 erhält über R 25 Strom. Beim Zurückzählen in den normalen Zählbereich wird Z 7 wieder auf die Ziffer 8 (HLLL) gesetzt, und LED 7 erlischt.

Wird der normale Zählbereich unterschritten, so entsteht an den Ausgängen von Z 7 die Ziffer 7 (LHHH). Das Gatter G 17 dekodiert die Zahl 6 (LHHL), d. h., der Ausgang Q 1 von Z 7 bleibt unberücksichtigt, somit bleibt G 16 auch noch bei doppelter Bereichsunterschreitung durchgeschaltet. Das L-Potential am Ausgang von G 17 steuert den Datenselektor DS 2 und invertiert die Verbindungen zwischen Z 6 und Z 7. Weitere Taktimpulse und E 4 = L (down) lassen den Zähler aufwärtszählen und LED 8 signalisiert über G 19 die Bereichsunterschreitung. Wird wieder in den normalen Zählbereich hochgezählt, so verlöscht LED 8 beim Nulldurchgang, die Umschaltungen durch DS 2 werden rückgängig gemacht und der LH-Übergang an G 17 setzt nach Inversion in I 11 und Differenzierung in C 10, R 17, 18 den Zähler wieder auf 000001.

Ein Platinenvorschlag mit Bestükkungsplan für die Hauptplatine einschließlich Netzteil ist in *Bild 5* wiedergegeben, *Bild 6* zeigt den zugehörigen Bestückungsplan.

Anzeigeeinheit

Die Schaltung der Anzeige zeigt *Bild 7*. Auf der Anzeige-Platine befinden sich die Siebensegment-Anzeigen mit den zugehörigen Vorwiderständen R 27...68, die LED 1...8 und die Dekodier-Treiber DT 1...6. Deren BCD-Eingänge sind über eine mehradrige Flachbandleitung mit den entsprechenden Ausgängen der Zähler 1...6 verbunden. Die Leitung enthält neben der Ansteuerung der LED auch noch die beiden Speisespannungen und (doppeladrig) Masse. Alle Anoden der Zifferanzeigen und der LEDs 1...8

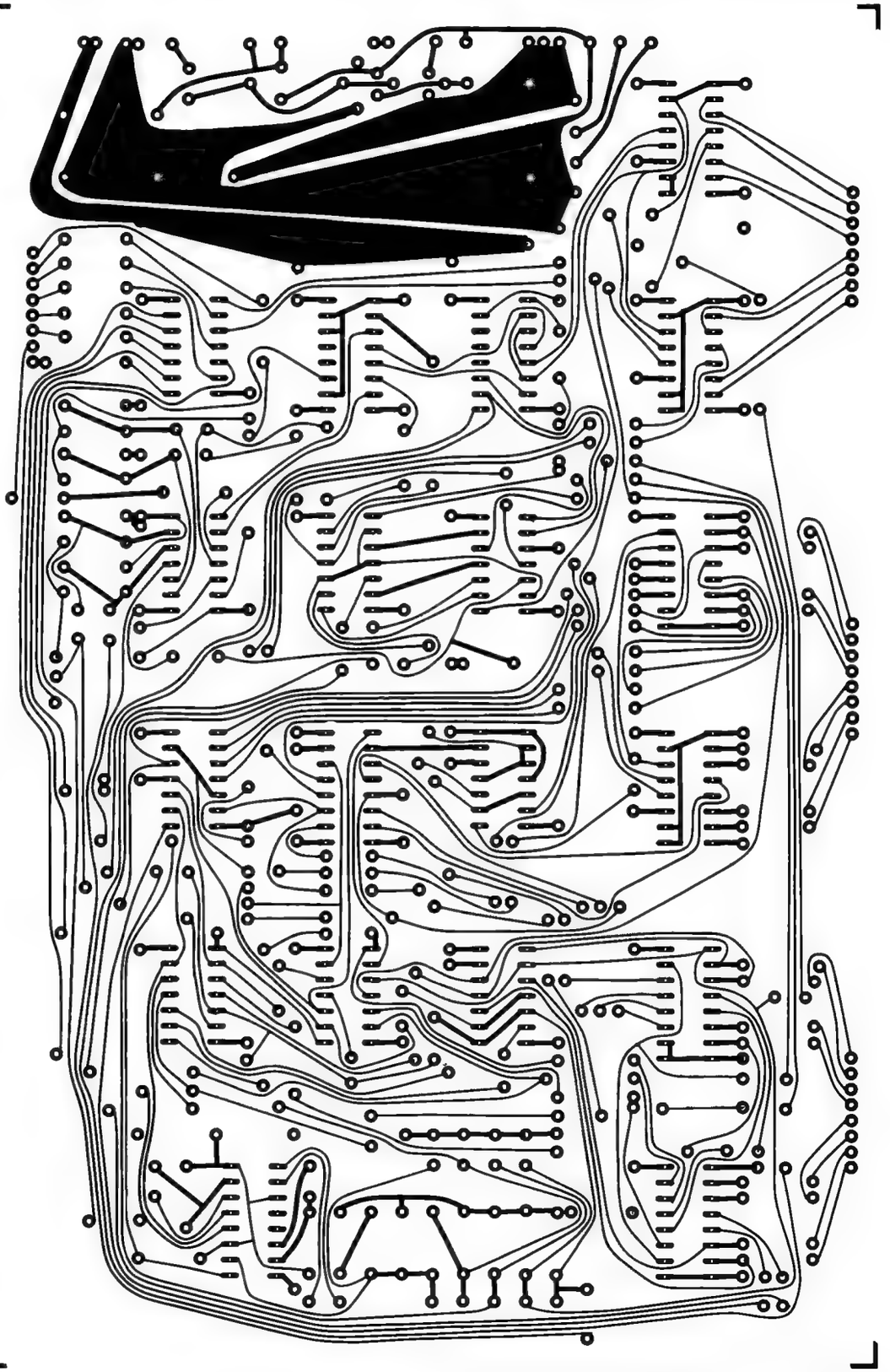


Bild 5. Die Hauptplatine mit der Zähleinheit und dem Netzteil

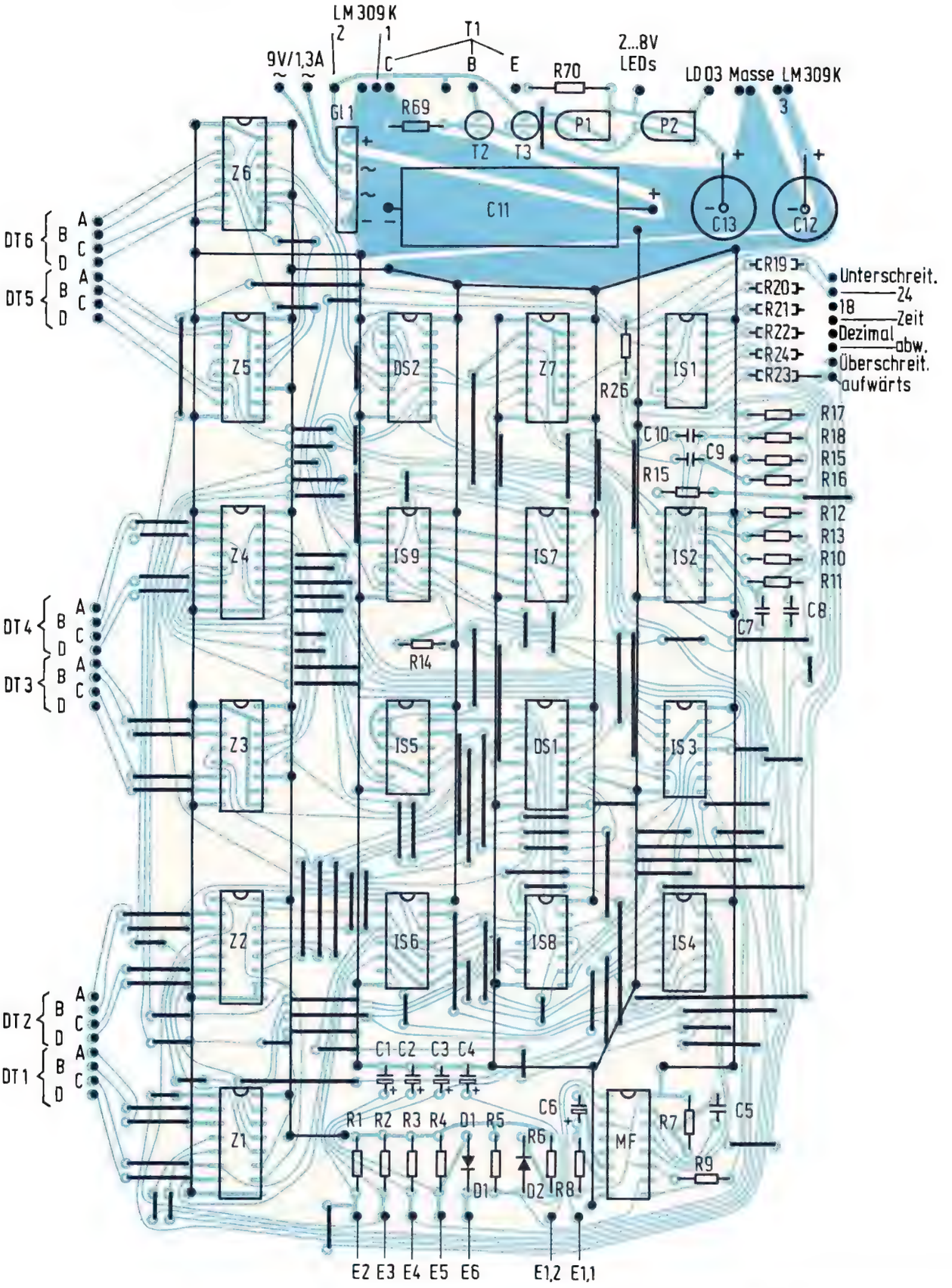


Bild 6. Bestückungsplan zur Hauptplatine

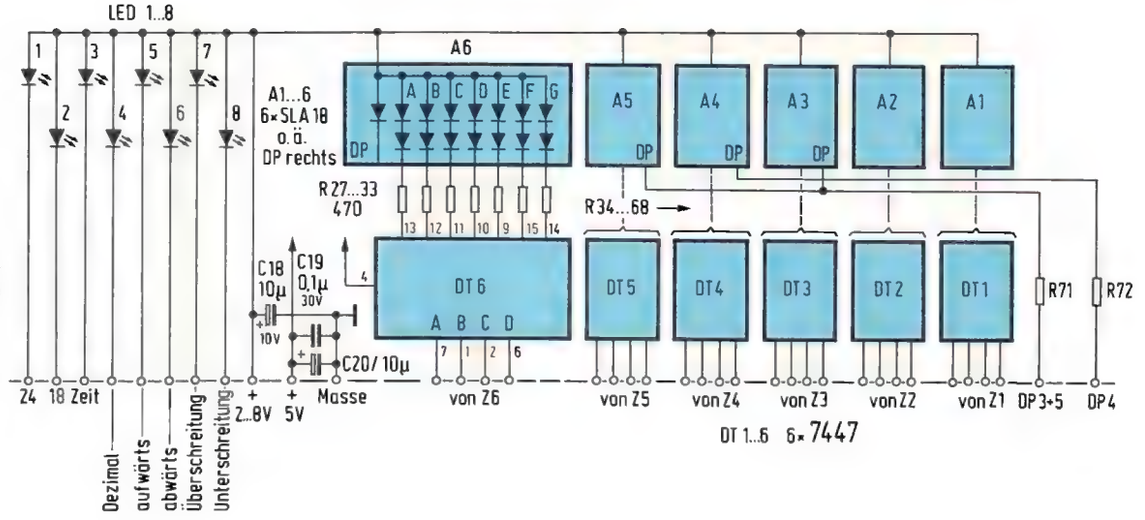


Bild 7. Schaltung der Ziffernanzeige

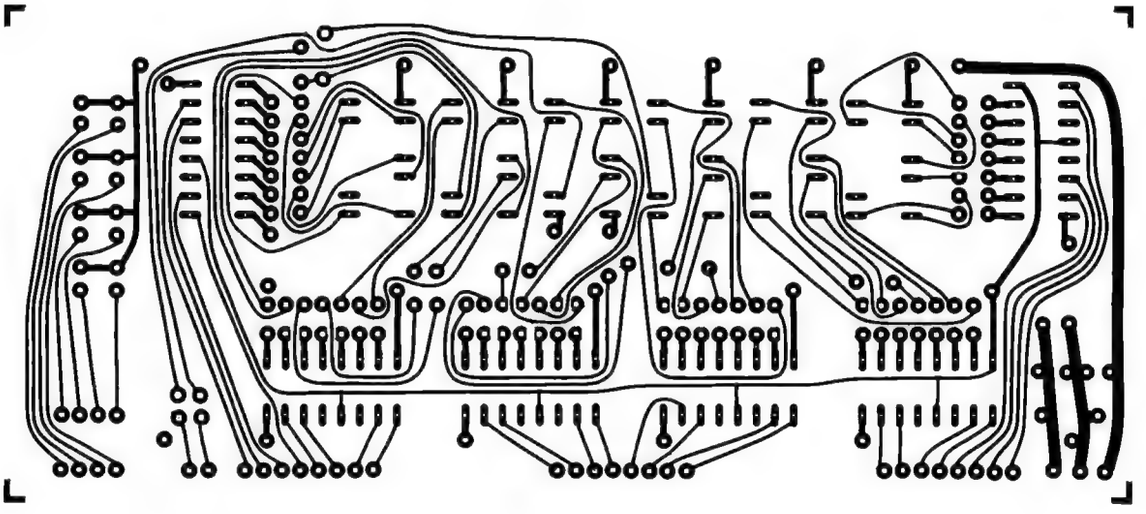


Bild 8. Platine der Ziffernanzeige

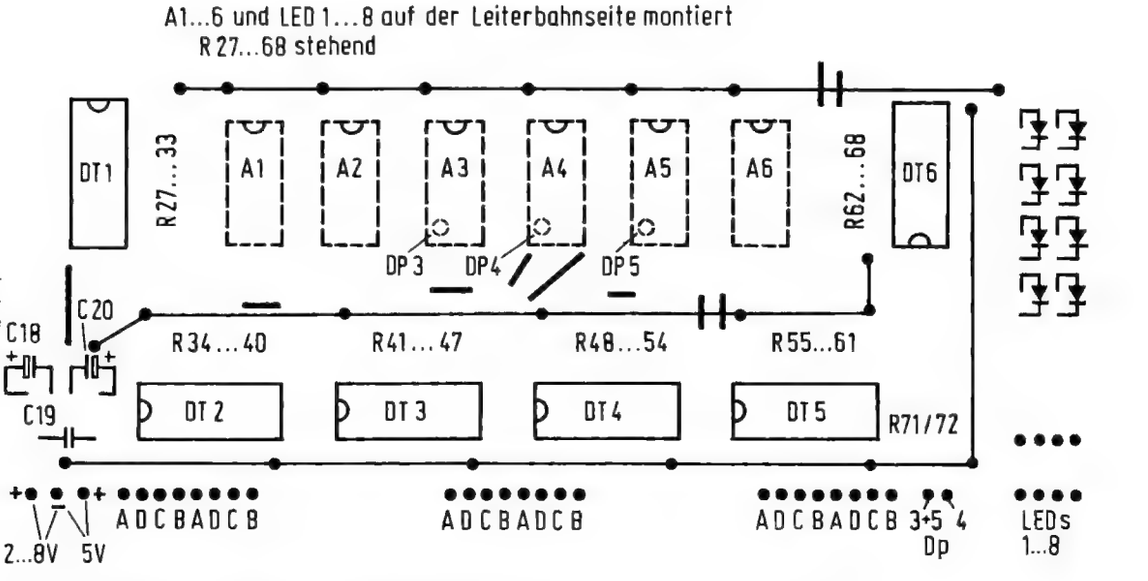


Bild 9. Bestückungsseite der Anzeigenplatine

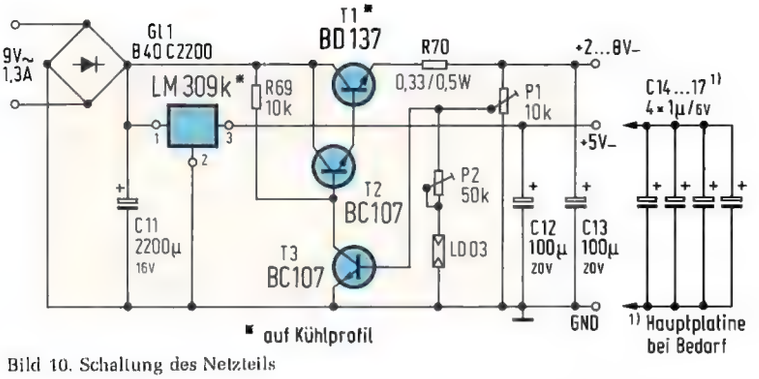


Bild 10. Schaltung des Netzteils

liegen an der variablen Gleichspannung (2...8 V). Die beiden LED zur Anzeige des Zählbereichs können auch durch eine Plus/Minus-Anzeige ersetzt werden. *Bild 8* enthält ein geeignetes Platinen-Layout, *Bild 9* den Bestükkungsplan.

Die Stromversorgung

Im Netzteil (*Bild 10*) findet ein integrierter Festspannungsregler Verwendung, während die Leuchtanzeigen mit höherer Spannung versorgt werden, um den integrierten Regler thermisch zu entlasten. Mit dem Potentiometer P 1 kann die Anzeigehelligkeit den Lichtverhältnissen der Umgebung angepaßt werden. Legt man P 2 über einen Fotowiderstand (z. B. LD 03 in der Frontplatte) an Masse, so erfolgt die Helligkeitssteuerung automatisch [3].

Die Eingänge E1...6 sind zusammen mit den drei Anschlüssen für die Gleichspannungen an eine Vielfachbuchse gelegt. Im Betrieb mit einem separaten Schaltersatz müssen die Schalter 1...5 im Gerät geöffnet werden.

Impulsgeber

Einfache Phototransistoren mit Lichtquelle (Gabel-Lichtschranken) reichen aus, um die Perforierung des Schmalfilms oder eine rotierende Lochraster- bzw. Strichrasterscheibe [4] abzutasten. Bei transparenten Klebebändern kann der Hell-Dunkel-Kontrast für eine einwandfreie Pulsgewinnung zu gering sein; es sollten also möglichst dunkle Bandteile verwendet werden. Die Zählrichtung wird dabei an S 3 vorgegeben.

Am besten wird der Aufwärts/Abwärts-Befehl elektronisch von einem Richtungsdetektor [5] mit getrennten Aufwärts/Abwärts-Signalen abgeleitet. Die Information entsteht am Ausgang eines Flipflops (*Bild 11*).

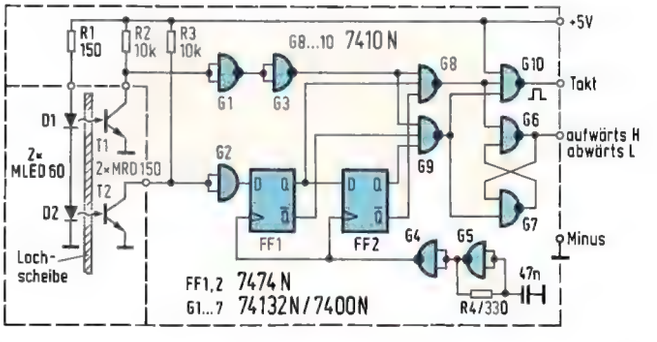


Bild 11. Schaltung eines Richtungsdetektors

Anwendung und Aufbauhinweise

Bei der Musteranlage wurde in einem Filmbetrachter im Geräteinnern auf die verlängerte Achse der Zahntrommel eine kleine Lochrasterscheibe mit je einem Doppelloch pro Zahn und damit pro Bild aufgesetzt. Diese Scheibe läuft in einer Infrarot-Doppellichtschranke, die über die Steuerlogik einen Impuls pro Bild und gleichzeitig die Information über die Zählrichtung abgibt. Die elektrischen Anschlüsse wurden in der Rückwand an eine 5fach-Buchse gelegt. Ein identischer Impulsgeber wurde in einen Super-8-Tonprojektor eingebaut. Die Abmessungen von Gabel und Lochscheibe können den jeweiligen Platzverhältnissen angepaßt werden.

Sollte bei einem Gerät das Anbringen der Rasterscheibe auf der Achse der Zahntrommel aus Platzgründen nicht möglich sein, so kann die Scheibe auch auf die Achse eines schneller bewegten Getriebezahnrades gesetzt werden. Rotiert dieses Zahnrad z. B. doppelt so schnell wie die Zahntrommel, so halbiert man entweder die Zahl der Doppellöcher auf der Scheibe oder untersetzt die Impulsfrequenz mit einem Flipflop um den Faktor 2.

Ein systematischer Fehler bei der Bestimmung der Bildnummer ist der Bildabstand zwischen dem projizierten Bild und der Markierungsstelle bzw. dem Schneideort, da der Film meistens außerhalb der Filmführung geschnitten wird. Dieser Abstand wird einmal abgezählt und bleibt dann für die jeweilige mechanische Anordnung konstant.

Die beschriebene Pulsgeberanordnung ist nur als Anwendungshinweis gedacht. Jede andere Schaltung mit TTL-kompatiblen Ausgangswerten kann ebenso gut oder besser im jeweiligen Gerät zur Impulsgewinnung geeignet sein. Die Lochrasterscheibe kann selbstverständlich auch mit einer der Bandlenkrollen in einem Tonbandgerät gekoppelt werden, die auch bei schnellem Umspulen des Bandes mitlaufen. Der jeweilige „Schlupf", d. h., das Rutschen der Rolle beim Bandstart ergibt einen systematischen, aber sehr kleinen Fehler bei der Bandlängenmessung. Die Zahl der Doppellöcher der Rasterscheibe richtet sich nach dem Umfang der Bandlenkrolle und der gewünschten Meßauflösung. Für den Betrieb des Zählers mit Voreinstellung und Vorwahlschaltungen sei an die entsprechende Literatur [6] erinnert. *Bild 12* zeigt die Montage im Projektor des Verfassers.

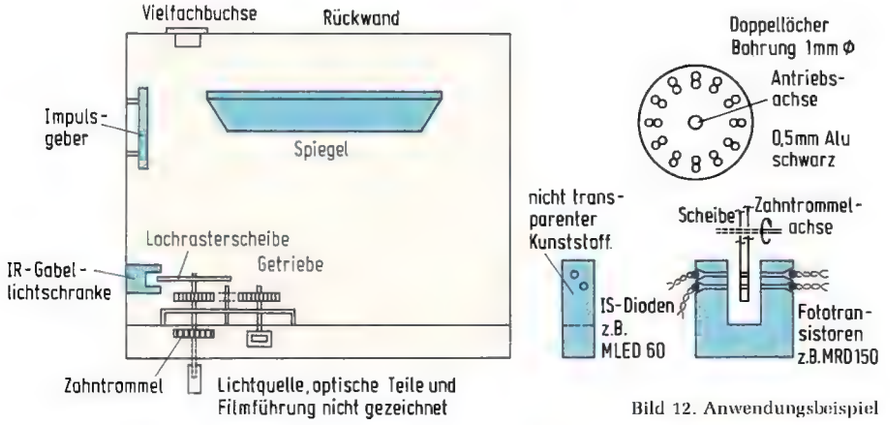


Bild 12. Anwendungsbeispiel

Um den Nachbau zu erleichtern, wurde anstelle einer doppelseitig-kaschierten durchkontaktierten Platine eine einseitig kaschierte Platine entworfen. Bei dem vorliegenden Schaltungsumfang ist dies nur mit einer hohen Zahl von Drahtbrücken möglich.

Die Betriebsstromzuführung der IS erfolgt über Leiterstege großen Querschnitts (z. B. Cu-Draht 1,5 mm Ø) auf Lötstützpunkten. Bei sehr viel dünneren Stegen können Abblockkondensatoren (14...17) erforderlich sein.

Zur Herstellung der Platinen im Photoverfahren ist wegen der schmalen Leiterbahnen auf eine besonders gleichmäßige, staubfreie Beschichtung mit Photolack zu achten. Bei der Bestükkung werden am besten zuerst die Lötstützpunkte gesetzt und dann die Drahtbrücken und Stromversorgungsstege verlötet. Nach dem Einlöten der Widerstände und Kondensatoren werden dann die IS-Fassungen eingesetzt. Auf der Anzeigenplatine befinden sich die Fassungen für die LED auf der Leiterbahnseite.

Literatur

[1] Super-8-Projektor mit Bildzähler und Stereo-Tonaufnahmeautomatik. FUNKSCHAU 1976, Heft 19

[2] Siemens Schaltbeispiele 1976, S. 44

[3] Uhrzeit- und Normalfrequenzempfänger für DCF 77 mit Gangreserve. FUNKSCHAU 1976, Heft 25

[4] Siemens Schaltbeispiele 1975, S. 107

[5] Optoelektronisches Zählwerk für Tonbandgeräte. FUNKSCHAU 1975, Heft 1

[6] Vorwahlzähler mit TTL-Schaltungen, FUNKSCHAU 1973, Heft 2

Ing. (grad.)
Michael Arnoldt

Nach der Beschreibung der Funktion im vorigen Heft geht es im vorliegenden 2. Teil um die Programmierung der Spieluhr sowie Spannungsversorgung und praktischen Aufbau des Geräts.

Elektronische Spieluhr

2. Teil

Praktische Programmierung

Das Programmieren wird am Beispiel der kurzen Melodie: „Ist der Rundfunk bezahlt?", dem früheren Pausenzeichnen des NWDR vorgestellt.

Falls das Intervall von der höchsten zur tiefsten Note eine Oktave nicht übersteigt, die Noten in der vorliegenden Fassung jedoch in zwei benachbarten Oktaven liegen, ist es ratsam, alle Noten in eine Oktave zu transponieren. Weiter verfährt man gemäß dem Schema in *Bild 10*.

Die erforderlichen Diodenverbindungen sind durch Schrägstriche im Kreuzungspunkt der Leitung markiert. Tabelle 1 enthält die für jede Note benötigten Angaben. Die erste Note „e" wird z. B. realisiert durch die Kombination ⟨ABCD⟩ = ⟨LLLH⟩. Somit ist nur eine Diode, und zwar von D nach Q_{00} zu schalten usw.

Dabei fällt auf, daß sich Dioden einsparen lassen, wenn für häufig auftretende Einzeltonschritte Zwischenleitungen ZL eingeführt werden. In diesem Fall ist eine Dioden-Verbindung von jedem Ausgang Q_{xy} zur betreffenden ZL erforderlich, ferner werden von den ZL zu den Sammelleitungen ebensoviele Dioden benötigt, wie es die Kodierung verlangt.

Anschließend wird die für jede Note geltende Oktave entsprechend Tabelle 2 festgelegt. Im vorliegenden Fall wurde wegen des der mechanischen Spieluhr angenäherten Klanges die dreigestrichene Oktave gewählt; alle Töne liegen hier in einer Oktave.

Die Kreuzungspunkte mit der Sammelleitung H zur vorzeitigen Unterbrechung des Tones werden immer dann mit Dioden beschaltet, wenn keine Unterbrechung erfolgen soll.

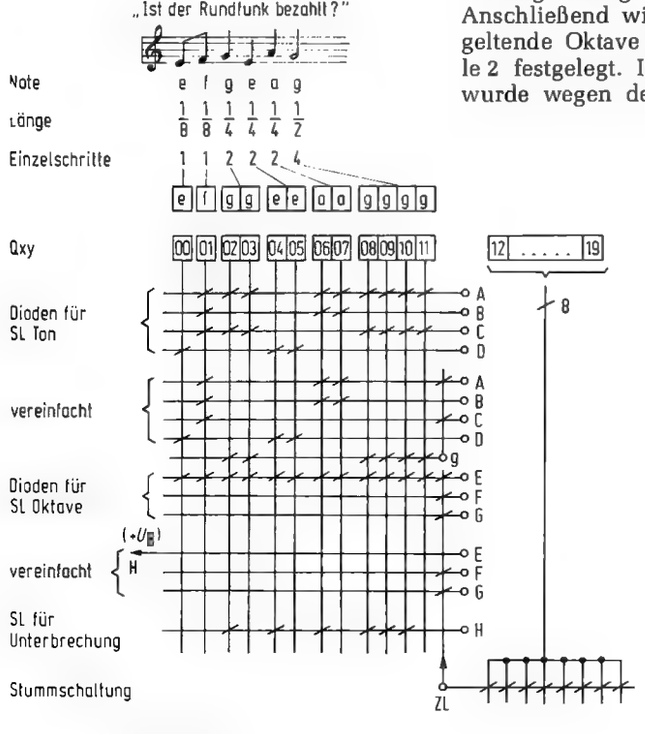


Bild 10. Programmierschema

Spannungsversorgung

Da die Schaltung durchweg mit CMOS-IS aufgebaut ist, bleibt die Leistungsaufnahme gering. Den größten Teil beansprucht IS 2 mit etwa 15 mA bei 12 V. Der günstigste Betriebsspannungsbereich liegt zwischen 12 V und 15 V.

Die Multiplexer IS 3, 4 und 6 werden von den jeweils aktiven Ausgängen über 1...2 Dioden angesteuert. In Einzelfällen stellte sich heraus, daß die um zwei Dioden-Durchlasspannungen verminderte Ausgangsspannung kein einwandfreies Arbeiten der Schaltung gewährleistete. Abhilfe wurde geschaffen durch Verminderung der Betriebsspannung der Multiplexer um ebenfalls 2 Dioden-Durchlasspannungen.

Aufbau

Die Spieluhr wird auf 3 Teilplatinen untergebracht. Platine 1 (*Bild 11*) enthält Quarzoszillator, Tonteiler, Oktaventeiler und Multiplexer. *Bild 12* zeigt die Bestückungsseite.

Auf Platine 2 (*Bild 13*) sind der Taktgeber, IS 7 und 8 Transistoren zur Versorgung von 8 Ketten-IS untergebracht. Mit einer LED-Zeile kann der Ablauf angezeigt werden. *Bild 14* zeigt die Bestückungsseite der Platine 2.

Der eigentliche Programmteil (IS 9...) ist auf einer für diesen Zweck hervorragend geeigneten Lochstreifenrasterplatine (1/10 Zoll) aufgebaut. Vor dem Einlöten empfiehlt es sich, die Leitungen für die Spannungsversorgung, die Taktleitung, die 8 Sammelleitungen und ggf. eventuell Zwischenleitungen festzulegen. *Tabelle 3* nennt die wichtigsten Spezialteile.

Es empfiehlt sich immer, die ausgewählte oder nachempfundene Melodie zuerst auf einem anderen Instrument (z. B. Klavier) zu spielen und sich auch von der Richtigkeit der Notenlänge zu überzeugen, da später festgestellte Fehler nur schwer zu korrigieren sind.

Falls sich nach der Programmierung herausstellt, daß ein Ton zu lang geraten ist, kann versucht werden, die letzte Einheit dieses Tones herauszunehmen, die folgenden Töne um einen Schritt nach vorn zu verlegen und den Übertrag nicht vom Übertragsausgang, sondern von Ausgang „9" vornehmen zu lassen.

Tabelle 3. Liste der speziellen Bauelemente und Bezugsquelle

IS 1: 4011 AE	IS 8: NE 555
IS 2: MK 50 240 N	IS 9: 4017
IS 3: 4512	IS 10: 4017
IS 4: 4512	IS 11: 4017
IS 5: 4040	IS 12: 4017
IS 6: 4512	IS 13: 4017
IS 7: 4017	1 Quarz 1 MHz

Den Quarz und alle IS liefert die Fa. Neudecker, Postfach 151, 1000 Berlin 61.

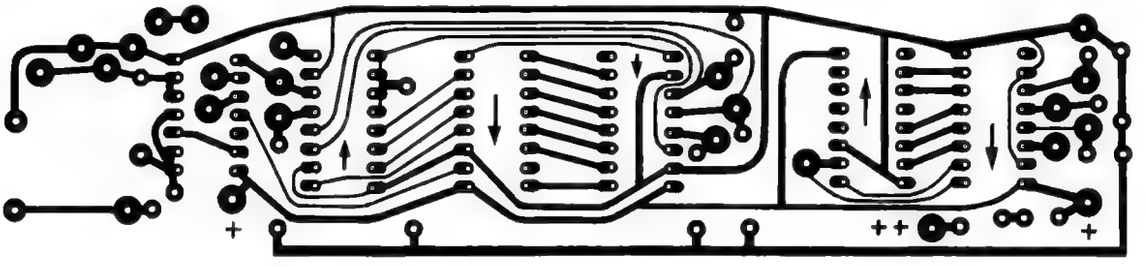
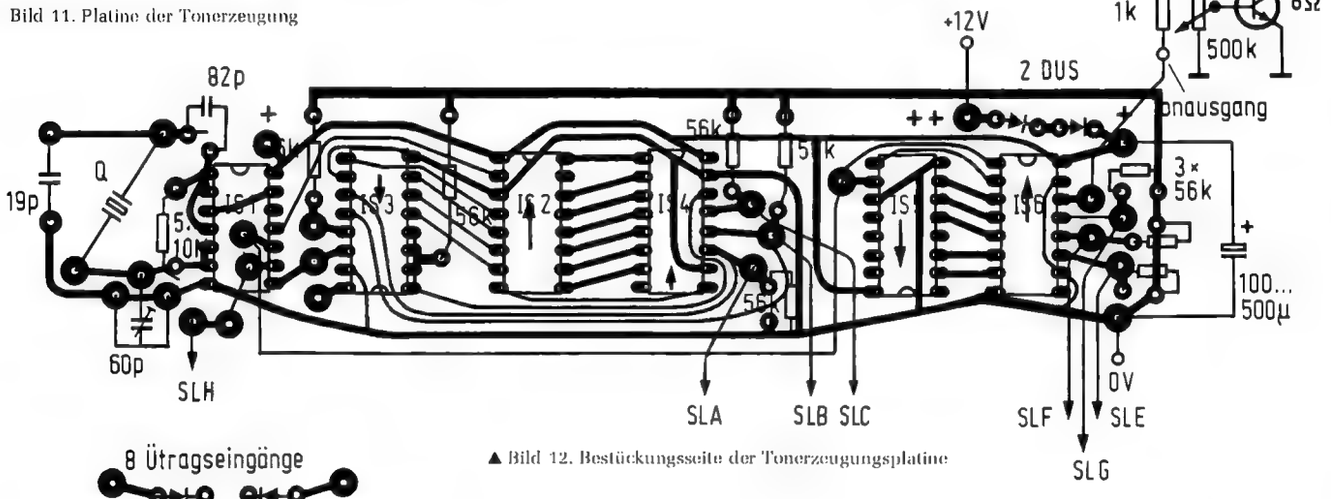
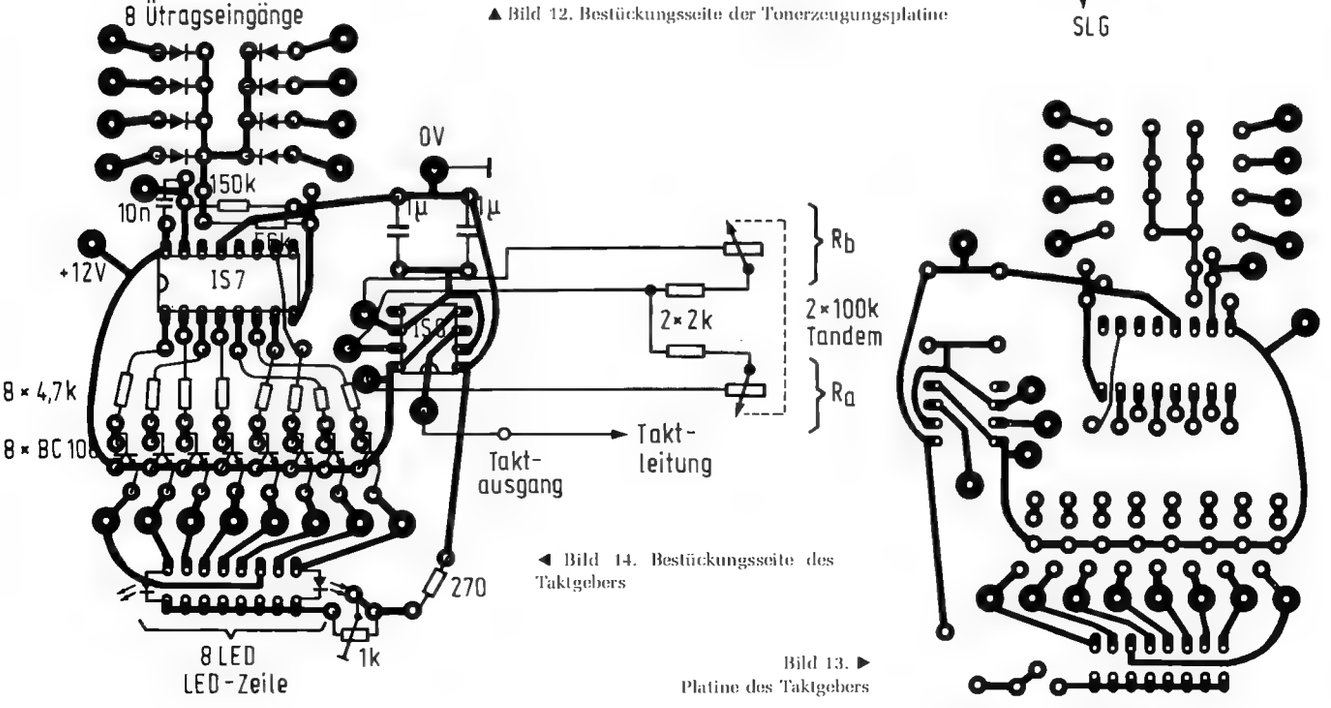


Bild 11. Platine der Tonerzeugung



▲ Bild 12. Bestückungsseite der Tonerzeugungsplatine



◄ Bild 14. Bestückungsseite des Taktgebers

Bild 13. ► Platine des Taktgebers

Mit nur drei integrierten Schaltungen und ein wenig Peripherie läßt sich ein einfaches Bildschirmspiel aufbauen, das in der Pal-Version insgesamt sechs Spielmöglichkeiten bietet. Da der hierzu lieferbare Bausatz neben der Platine und den integrierten Schaltungen auch die Spule enthält, ist der Aufbau auch für den weniger versierten Praktiker unproblematisch.

Ing. Günter Knauft

Ein einfaches Bildschirmspiel mit Farbe und Ton

Die drei integrierten Schaltungen MM 57105, LM 1889 und MM 53114 von National Semiconductor stellen ein komplettes Farb-Bildschirmspiel dar, bei dem auch der Ton über den eingebauten Lautsprecher des Fernsehgerätes wiedergegeben wird. Bälle, Schläger, Tore und Hintergrund werden in verschiedenen, typischen Farben wiedergegeben. Die Ballaufschläge vom Schläger oder von der Begrenzung sind Lautsprecher hörbar.

Ein Hauptfaktor zur Vereinfachung dieses Spielgeräts ist der Video-Modulator LM 1889. Er vereinigt in sich alle Funktionen, die hierfür nötig werden. Dies sind Farbsignalmischer und Modulator, Referenzsignaloszillator, Tonsignaloszillator und -modulator, Videomodulator und Hf-Oszillator. Der eigentliche Spielchip ist die integrierte Schaltung MM 57105, welche die Pal-Version des IS 57100 darstellt. Die IS MM 53114 hat die Funktion des Taktdrivers.

Ein typisches Fernsehspiel besteht aus vier Bausteinen (*Bild 1*). Die eigentliche Spielplatine befindet sich in einem abgeschirmten Gehäuse, welches möglichst Hf-dicht sein sollte. Dieses Gehäuse wiederum ist in ein zweites Metallgehäuse eingebaut, das die Schalter für die verschiedenen Funktionen des Spiels enthält. Weiterhin benötigt werden Bedienteile für den linken und für den rechten Spieler.

Besonderes Augenmerk ist für die Hf-Abschirmung des Gerätes zu legen. Die in unserem Falle gewählte doppelte Abschirmung ist vermutlich noch nicht ausreichend. Wünschenswert wäre die Durchführung sämtlicher Steuerleitungen aus dem inneren Gehäuse mit Durchführungskondensatoren.

Aufbau

Die *Stückliste* nennt alle für den Aufbau benötigte Teile, wobei bei unserem Musteraufbau festgestellt werden konnte, daß die angegebenen Toleranzen nicht unbedingt eingehalten werden müssen (*Bild 2*). Es ist jedoch zweckmäßig, für alle Kondensatoren, die mit NPO bezeichnet sind, auch entsprechende Typen zu verwenden, da sonst

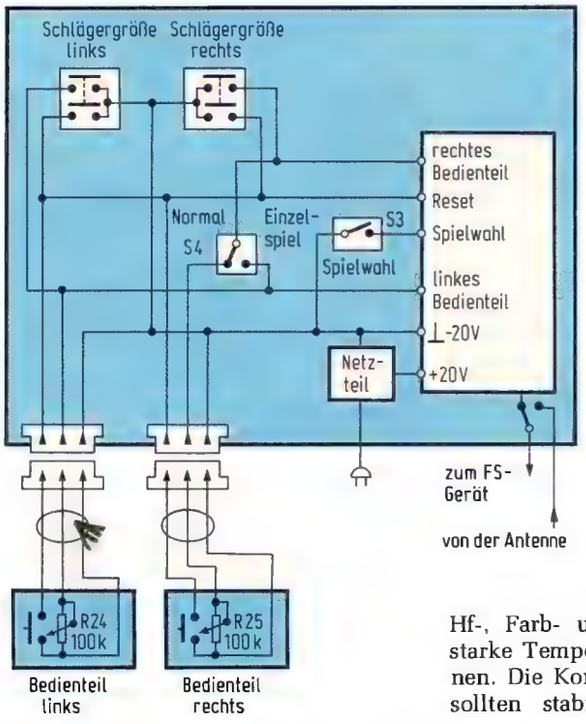


Bild 1. Vereinfachtes Schema des Bildschirmspiels in Farbe mit insgesamt sechs Spielmöglichkeiten

Hf-, Farb- und Tonoszillatoren eine starke Temperaturtrift aufweisen können. Die Kondensatoren C 6 und C 7 sollten stabile Wickelkondensatoren sein, da sie zum RC-Netzwerk gehören, das die Schlägerposition festlegt.

Da alle Spulen und Filter dem Bausatz (*Bild 3*) beiliegen, sind hier keine besonderen Probleme vorhanden. Für die beiden integrierten Schaltungen IS 1 und IS 2 werden Steckfassungen empfohlen; CMOS-Schaltungen können relativ leicht beim Einbau „geschossen" werden. Der Spannungsregler IS 4 ist in die Platine einzulöten und mit seiner Rückseite isoliert an der Wand des Innengehäuses zu befestigen. Die *Bilder 4* und *5* zeigen wie die Anschlüsse dieses Spannungsreglers hierzu abgebogen werden müssen. Das Layout der Platine, eine Applikation der Firma NS, ist aus *Bild 6*, der Bestückunsplan aus *Bild 7* zu ersehen. Aus *Bild 8* ist der mechanische Aufbau ersichtlich. Da sich in diesem Falle am inneren Abschirmgehäuse keine Durchführungskondensatoren befinden, ist es zweckmäßig, die Steuerleitungen zu den Bedienteilen der einzelnen Spieler ebenfalls abzuschirmen. Die Kanalwahl zwischen Kanal 3 und 4 kann sowohl mit einem Schalter, als auch – wie in unserem Falle – mit einem einfachen Stecker erfolgen.

Die Bedienteile enthalten ein Potentiometer für die Steuerung der Schläger und einen Reset-Schalter. Wichtig ist, daß das Potentiometer weich läuft und eine lange Lebensdauer aufweist, um ein einwandfreies Spiel zu gewährleisten. Natürlich können auch die Schalter für die Schlägergröße in das Bediengerät miteingebaut werden. Die Platine ist mit vier Befestigungslöchern versehen, wobei die Stelle, an der der Hf-Ausgang liegt, unbedingt über ein metallisch leitendes Abstandstück mit dem Gehäuse verbunden werden muß (*Bild 9*). Die drei restlichen Abstandsstücke sind isoliert von den Platinenbahnen, so daß hier sowohl Metall- oder auch Plastik-Abstandsstücke verwendbar sind.

Die Verbindungsleitung zwischen Masse der Platine (Punkt K) und dem anzuschließenden Kabel bzw. einer Buchse muß möglichst kurz sein (*Bild 10*).

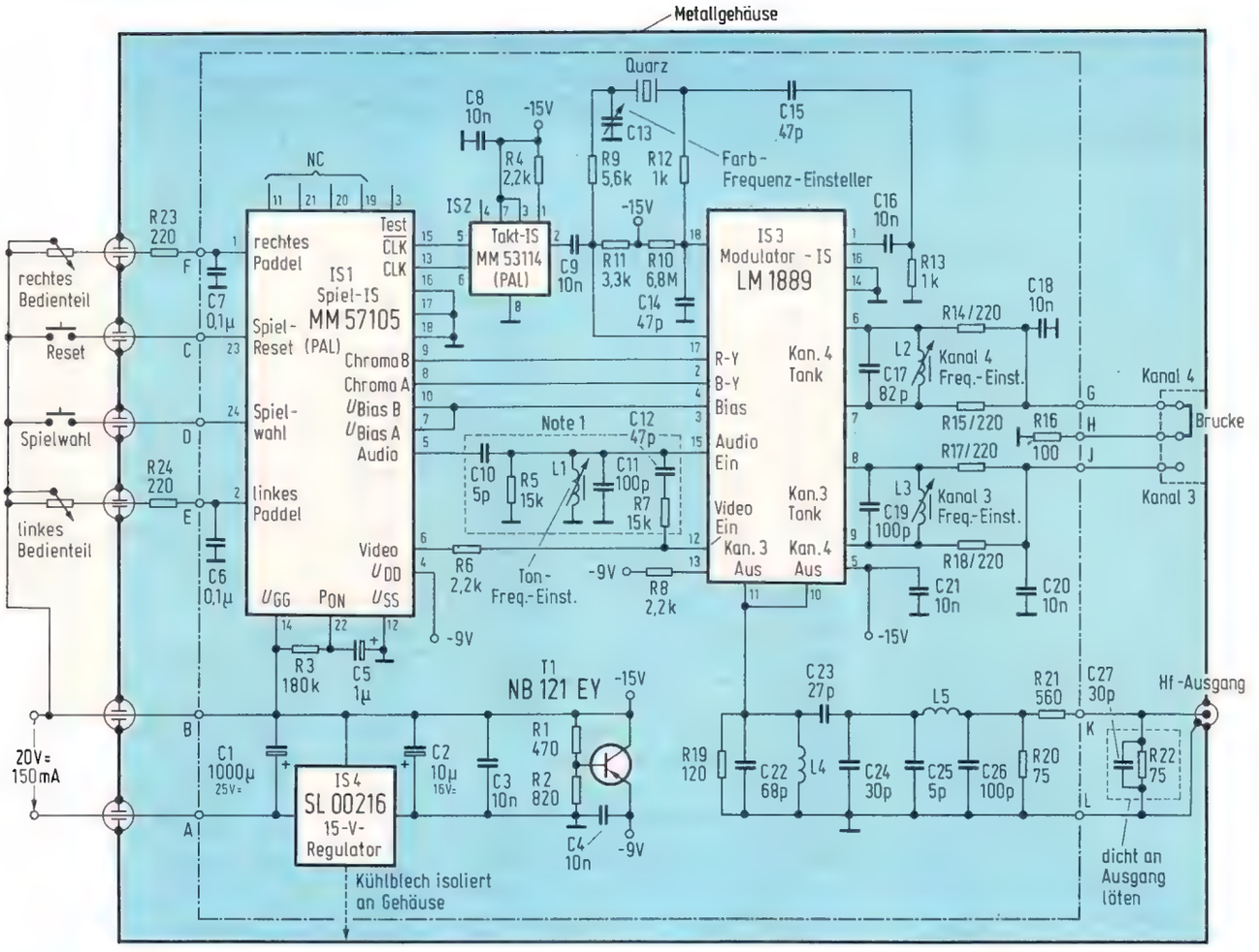


Bild 2. Schaltung des Fernsehspiels. Die Durchführungskondensatoren FC sind notwendig, um die Störstrahlung des Geräts zu unterdrücken

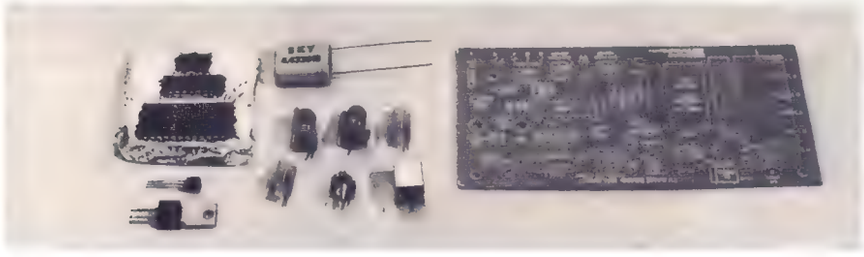


Bild 3. Der Teilbausatz enthält neben der Platine die integrierten Schaltungen und die Spulen (Fotos: Knauft)

Abgleich

Einschalten und Abgleich des Gerätes sind relativ einfach. Da keine kritischen Bauteile enthalten sind, müßte bei richtiger Bestückung und mittlerer Spuleneinstellung bereits beim Einschalten ein Bild am Farbfernsehgerät zu sehen sein. Hier nun die exakte Beschreibung des Einschalt- und Abgleichvorgangs.

Nach dem Anlegen der 20-V-Gleichspannung und des 75-Ω-Antennenkabels für das Fernsehgerät sollten die Spulen L 1, L2, L3 sowie C 13 in eine mittlere Stellung gebracht werden. Das Gerät sollte bei 20 V etwas weniger als 150 mA aufnehmen. Wenn der aufgenommene Strom größer ist, liegt ein Fehler entweder an der Platine oder an der integrierten Schaltung vor.

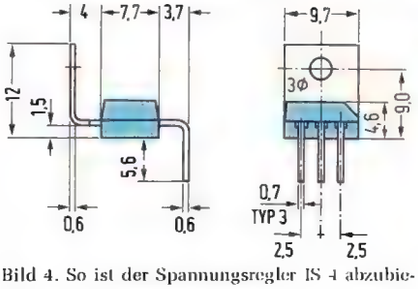


Bild 4. So ist der Spannungsregler IS 4 abzubiegen...

Bild 5. ...und so am Innengehäuse isoliert zu befestigen

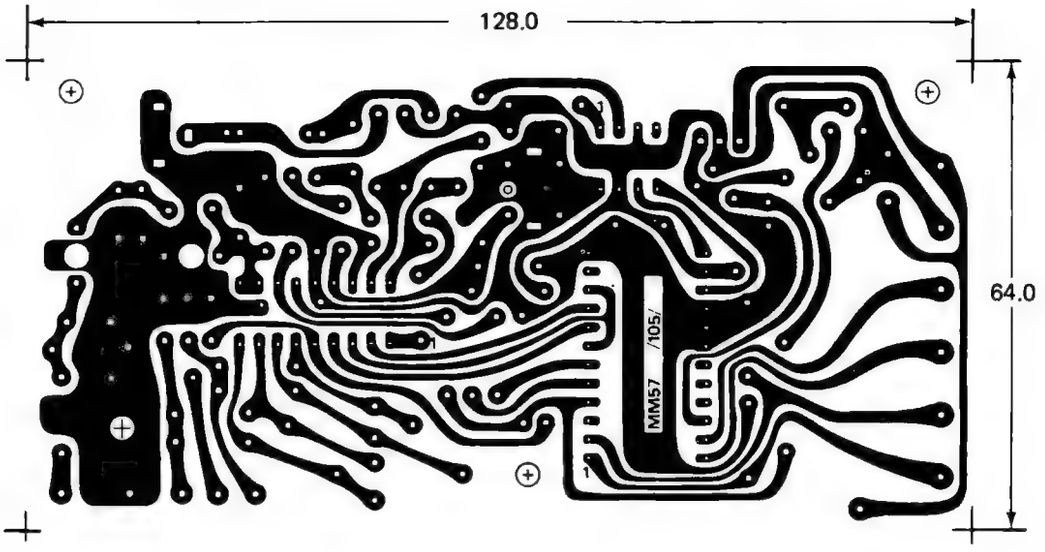


Bild 6. Leiterseite des kompletten Bildschirmspiels

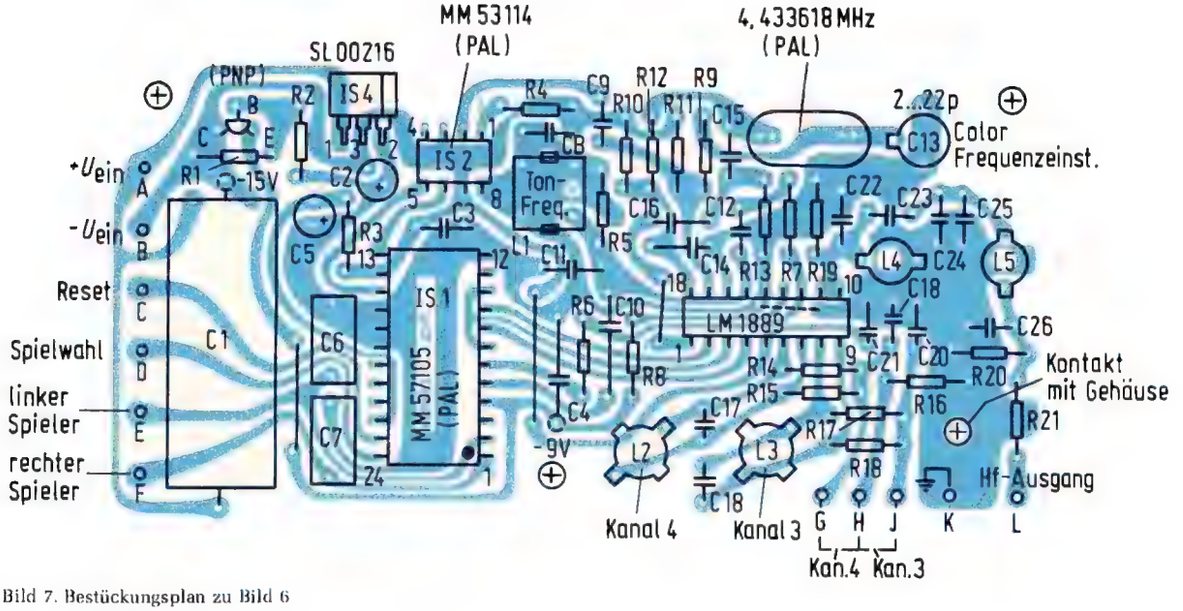


Bild 7. Bestückungsplan zu Bild 6

Tabelle der Bauelemente

Kondensatoren

C 1	1000 µF,	25 V Elektrolyt
C 2	10 µF,	16 V Elektrolyt
C 3, C 4, C 8, C 9, C 16, C 18,		
C 20, C 21	0,01 µF,	25 V keramisch
C 5	1,0 µF,	25 V Elektrolyt
C 6, C 7	0,1 µF,	25 V Wickelkond.
C 10	5 pF,	NPO keramisch
C 11	100 pF,	NPO keramisch
C 12, C 14, C 15	47 pF,	NPO keramisch
C 13	2...22 pF	(Trimmer)
C 17	82 pF,	NPO keramisch
C 19	100 pF,	NPO keramisch
C 22	68 pF,	5 % NPO keramisch
C 23	27 pF,	5 % NPO keramisch
C 24, C 27	30 pF,	5 % NPO keramisch
C 25	5 pF,	5 % NPO keramisch
C 26	100 pF,	5 % NPO keramisch
FC	1000 pF,	Durchführungskondensator

Widerstände

R 1	470 Ω, 5 %, T1/4W	
R 2	820 Ω, 5 %	1/4 W
R 3	180 kΩ, 10 %	1/4 W
R 4, R 6, R 8,	2,2 kΩ, 10 %	1/4 W
R 5, R 7	15 kΩ, 10 %	1/4 W
R 9	5,6 kΩ, 10 %	1/4 W
R 10	6,8 MΩ, 10 %	1/4 W
R 11	3,3 kΩ, 10 %	1/4 W
R 12, R 13	1 kΩ, 10 %	1/4 W
R 14, R 15, R 17, R 18, R 23	220 Ω, 10 %	1/4 W
R 16	100 Ω, 10 %	1/4 W
R 19	120 Ω, 10 %	1/4 W
R 20	75 Ω, 10 %	1/4 W
R 21	560 Ω, 5 %	1/4 W
R 22	75 Ω, 5 %	1/4 W
R 24, R 25	100 kΩ, 10 % Potentiometer	1/4 W

Halbleiter

IS 1	MM 57105 N
IS 2	MM 53114
IS 3	LM 1889 N
IS 4	SL 00216
T 1	NB 121 EY

Spulen

L 1	7... 10 µH
L 2, L 3	0,056...0,076 µH
L 4	0,067 µH
L 5	0,16 µH
Quarz	4,433618 MHz, 0,005 %

Die angegebenen engen Toleranzen der Widerstände und Kondensatoren müssen nicht unbedingt eingehalten werden. Beim Musteraufbau in unserem Labor wurden handelsübliche Bauteile verwendet.

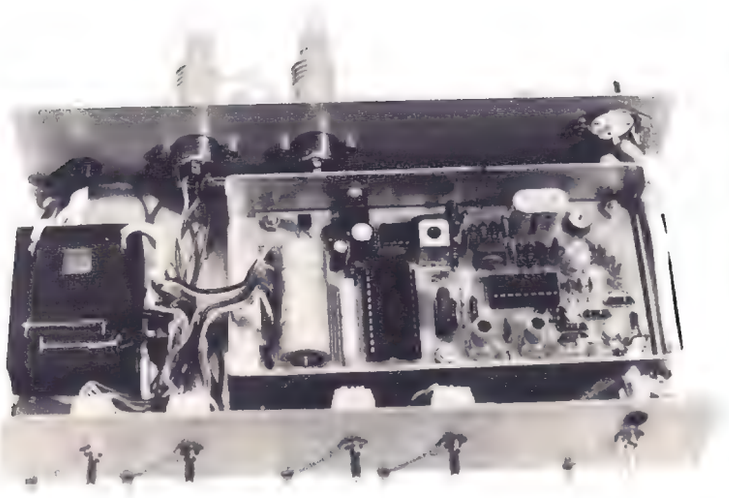


Bild 8. Mechanischer Aufbau des Spiels in ein Teko-Gehäuse vom Typ 4/A

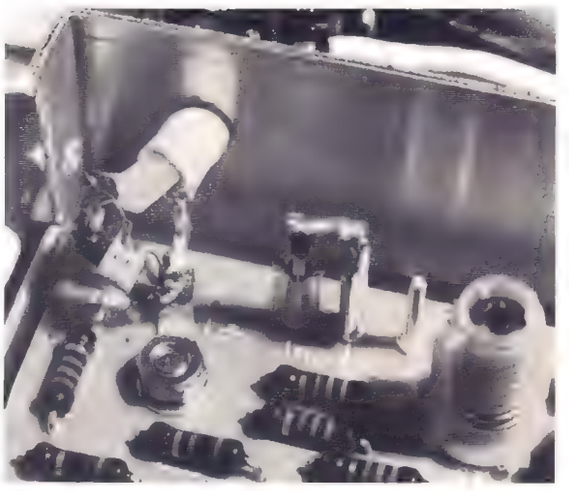


Bild 9. Das Filter C27/R22 muß möglichst kurz am Ausgang der Platine angeschlossen werden, um unerwünschte Ausstrahlung von Nebenwellen zu vermeiden

Anschließend muß L 3 (Einstellung von Kanal 3) solange verstellt werden, bis ein Bild auf dem Fernsehgerät erscheint. Wenn dies nicht möglich ist, sollte der Versuch auf Kanal 4 (sowohl beim Fernsehgerät als auch beim Spiel) fortgesetzt werden und mit L 4 ebenfalls ein Bild eingestellt werden.

In beiden Fällen kann es notwendig werden, C 13 abzustimmen (Farbfrequenzeinstellung) um sicherzustellen, daß der Farboszillator arbeitet (möglicherweise schwingt er bei extremen Stellungen von C 13 nicht an). Mit L 1 wird der Ton auf optimale Qualität eingestellt. Nun werden alle Funktionen überprüft. Zunächst die Farberzeugung (C 13 und die Kanalfrequenz müssen möglicherweise nachgestimmt werden); anschließend erfolgt die Überprüfung der Schlägerbewegung und Reichweiten, der Resetfunktionen, der Spielwahlfunktionen, der Wahl von Kanal 3 und 4 sowie der richtigen Spielfunktionen der einzelnen Spiele.

Während einer eventuellen Fehlersuche oder bei Abgleicharbeiten muß der Spannungsregler nicht unbedingt Wärmekontakt mit dem Gehäuse haben. Er wird beim Betrieb zwar heiß, bleibt jedoch innerhalb des vorgeschriebenen Temperaturbereichs. Vorsicht ist übrigens noch beim Einsetzen der MOS-Schaltung in die Schaltung angebracht; sie können leicht durch statische Spannungen zerstört werden. Auch unsachgemäße Erdung von einzelnen Pins oder das Anlegen falscher Spannungen an die IS führt zur Zerstörung einzelner oder der ganzen Funktion.

MOS-Schaltungen dürfen außerdem nicht eingesteckt oder entnommen werden, wenn an der Platine Spannung liegt. Ferner sollte kein Signal an die MOS-Schaltung geführt werden, wenn die Versorgungsspannung nicht anliegt. Vorsicht ist auch beim Anlegen einer externen Spannung geboten; hier sollte immer zuerst die Verbindung hergestellt und dann erst das Netzteil eingeschaltet werden. Umgekehrt beim Abschalten: Zunächst das Netzteil ausschalten und dann die Verbindungsleitungen entfernen. Bei Nichteinhalten dieses Verfahrens könnten Spannungsspitzen auftreten, die die MOS-Schaltungen ebenfalls zerstören.

Der Teilbausatz, der alle Halbleiter, Spulen, den Quarz, den Trimmer und die Platine enthält, ist bei der Firma Componex, Liebigstr. 25, 4000 Düsseldorf 30, zum Preis von 66,60 DM erhältlich.

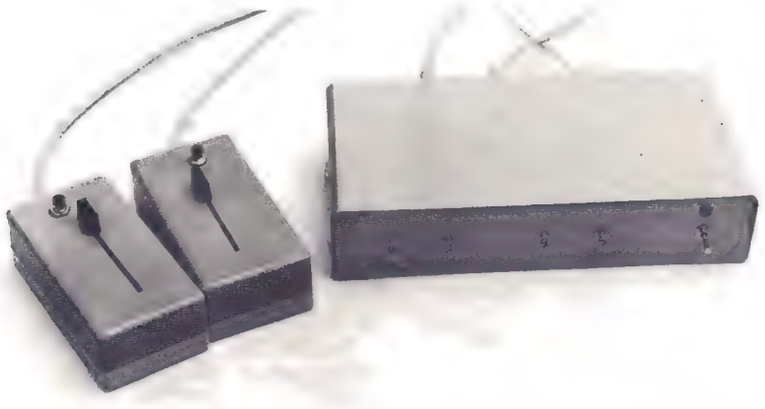


Bild 10. So sieht das fertige Spiel mit den beiden Bedienteilen aus. Falls für das Außengehäuse eine Metallausführung gewählt wird, muß dieses nach den VDE-Vorschriften geerdet werden

Low und High

In den Bauanleitungen der FUNKSCHAU finden sich häufig Zeichen wie „L“, „H“ selten „0“ und „1“. Leider führt eine bei digitalen Schaltungen früher verbreitete Darstellungsweise der binären Pegel (0 und L) manchmal zu Mißverständnissen. Wenn in P+H ein Schaltzustand mit „L“ bezeichnet ist, handelt es sich um die Binärziffer 0, und nicht (wie früher teilweise üblich) um eine 1; letztere wird als Logikpegel durch „H“ umschrieben. L und H stehen für „Low“ und „High“ – eine recht bildliche Beschreibung digitaler Zustände.

Da allein die Quarze für ein 2-m-Kanalfunkgerät einen erheblichen Teil der Gesamtkosten ausmachen und ein frei durchstimmbares Gerät auch betriebstechnische Vorteile aufweist, verwenden viele Funkamateure einen VFO als Frequenzaufbereitung. Um die damit zusammenhängenden Probleme wie Einstellgenauigkeit und Skalenmechanik zu umgehen, wird hier ein für diesen Zweck geeigneter Zähler beschrieben.

Dieter Oster

Digitale Frequenzanzeige für Funkgeräte

Das Prinzip

Zur Frequenzanzeige bieten sich zwei Möglichkeiten an: Entweder wird die tatsächliche Sendefrequenz gemessen, wobei allerdings die Empfangsfrequenz ein Buch mit sieben Siegeln bleibt, oder aber die vom VFO erzeugte Frequenz, die natürlich erst umgerechnet werden muß.

Ihre Aufbereitung erfolgt leider im Sender anders als im Empfänger, so daß auch im Zähler eine unterschiedliche Verarbeitung notwendig wird. In der Mehrzahl der heute üblichen Geräte wird die Sendefrequenz einfach durch Vervielfachung der VFO-Frequenz gewonnen:

$$f_s = f_{VFO} \cdot V_s,$$

wobei f_s die Sendefrequenz, f_{VFO} die vom VFO erzeugte Frequenz und V_s der Vervielfachungsfaktor des Senders ist. Um die richtige Frequenz anzuzeigen, muß natürlich auch der Zähler die VFO-Frequenz mit diesem Vervielfachungsfaktor multiplizieren.

Bei der Aufbereitung der Empfangsfrequenz im Funkgerät kommt zur Vervielfachung noch ein Versatz um die Zwischenfrequenz hinzu:

$$f_e = f_{VFO} \cdot V_e + f_z,$$

f_e ist hier die Empfangsfrequenz, V_e der im Empfänger wirksame Vervielfachungsfaktor. Außer der Multiplikation mit V_e muß der Zähler also auch noch eine Addition von f_z, also der Zwischenfrequenz, bewerkstelligen.

Die Kombination beider Meßprobleme erfordert also eine Sende-Empfangsumschaltung des Zählers. Wie das resultierende Blockschaltbild dann aussieht, zeigt *Bild 1*.

Die Schaltung

Als Zähler wird hier die IS ICM 7208 von Intersil verwendet – ein CMOS-Baustein, der auch bereits die Treiber für eine 7stellige Siebensegment-Anzeige enthält. Der Oszillator für die Referenzfrequenz der Torzeit ist mit der IS ICM 7207 realisiert. Als Anzeige eignet sich jedes LED-Display mit gemeinsamer Katode.

Elektronische Multiplikation

Die der Frequenzvervielfachung entsprechende Multiplikation wird durch eine Verlängerung der Zähler-Torzeit erreicht. Deshalb ist die IS ICM 7207 nicht direkt, sondern über eine zusätzliche Ansteuerlogik mit der Zähler-IS verbunden.

Soll z. B. die Frequenz des Sender-VFO um den Faktor 12 vervielfacht werden, so müßte die Torzeit von 1 s auf 12 s verlängert werden – ein für die schnelle Ablesung recht hoher Wert. Statt dessen wird eine Torzeit von nur 1,2 s gewählt; die sich dadurch ergebende Verschiebung der Anzeige um eine Dezimalstelle erfordert lediglich eine entsprechende Korrektur der Kommaposition im Display.

Die IS ICM 7207 liefert zunächst eine Torzeit von 0,1 s und eine ebenso lange Pause; die Periodendauer ihres Ausgangssignals beträgt also genau 0,2 s. Um nun eine Torzeit von 1,2 s zu erreichen, müssen also genau 6 Perioden abgezählt werden. Dies geschieht mit einem 3stufigen Binärzähler, der von 0 bis 7 zählt, wobei in den Schritten 1 bis 6 die Torschaltung aktiviert wird.

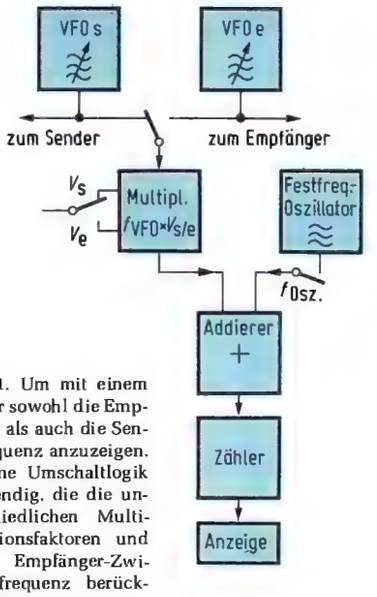


Bild 1. Um mit einem Zähler sowohl die Empfangs- als auch die Sendefrequenz anzuzeigen, ist eine Umschaltlogik notwendig, die die unterschiedlichen Multiplikationsfaktoren und die Empfänger-Zwischenfrequenz berücksichtigt

Addition der Zwischenfrequenz

Nehmen wir an, der Vervielfachungsfaktor im Empfänger betrage 9 und die Zwischenfrequenz sei 10,7 MHz. Der Zähler führt also zunächst einmal die Multiplikation durch, indem die Torschaltung für 0,9 s freigegeben wird. Dann wird der Zählereingang vom VFO getrennt und erhält für genau 0,1 s den (wegen der oben erwähnten Verschiebung der Dezimalstellen) zehnten Teil der Empfänger-Zwischenfrequenz, hier also 1,07 MHz.

Der elektronische Umschalter ist mit IS 6 realisiert, während IS 7 (ICM 7209) und der Quarz Q2 die Additionsfrequenz liefern. Da die Zähler-IS nur etwa 5 MHz als maximale Taktfrequenz verarbeiten kann, dient eine TTL-IS (74196) als Vorteiler; die VFO-Frequenzen können dadurch 25 MHz und mehr betragen. Die resultierende Auflösung der Anzeige ergibt sich dann zu 100 Hz, ein für die Praxis mehr als ausreichender Wert.

Bild 2 zeigt das Gesamtschaltbild der Frequenzanzeige. Das Prinzip kann natürlich auch bei bereits vorhandenen Zählern nachträglich verwendet werden, um die zusätzliche Möglichkeit der Empfangsfrequenz-Anzeige zu schaffen.

Der Aufbau

Die in *Bild 3* gezeigte Platine läßt sich bei Bedarf zur Anpassung an die im 2-m-Gerät vorhandene Einbaufläche auch an der durch zwei parallel geführte Leiterbahnen gekennzeichneten Stelle auseinandersägen; die drei dadurch aufgetrennten Verbindungen müssen natürlich durch Drähte ersetzt werden. Diese Platine ist zusammen mit den IS und den Quarzen (Q2 ist für mehrere gängige Zwischenfrequenzen lieferbar) von der Firma J. Frank, Was-

serburger Landstr. 120, 8000 München 82, erhältlich.

Bild 4 zeigt den passenden Bestückungsplan. Es empfiehlt sich unbedingt, für die IS Fassungen zu verwenden und insbesondere die CMOS-IS erst am Schluß einzusetzen. Die Anzeige kann durch Drahtbrücken starr an der Leiterplatte befestigt werden; die Reihenfolge der Anschlüsse auf der Platine stimmt dabei mit der Anschlußbelegung der HP-Anzeige 5082-7441 überein.

Um zu verhindern, daß die Störstrahlung der Teiler im Zähler in den Empfänger gelangt, ist es ratsam, die gesamte Schaltung in ein passendes Metallkästchen zu setzen und die Betriebsspannungs-Zuführungen abzublocken.

Die Helligkeit der Anzeige kann in weiten Grenzen durch Variation der Anzeigen-Vorwiderstände gewählt werden, wie das auch bei der Beschreibung des Mini-Zählers in der FUNKSCHAU 1976, Heft 7, erwähnt wurde.

Programmierung

Die *Tabelle* nennt verschiedene Beispiele, wie die Vervielfachungsfaktoren von Sender und Empfänger programmiert werden können. Das geschieht durch Auftrennen von Leiterbahnen bzw. durch Einlegen von zusätzlichen Drahtbrücken. *Bild 5* zeigt ein Beispiel, wie die Sende-Empfangsumschaltung mit einem Relais (4 x Um) zu bewerkstelligen ist.

Da bei einem Vervielfachungsfaktor von nur 3 oder 4 die VFO-Frequenz von 2-m-Geräten die garantierte maximale Taktfrequenz von IS 8 überschreitet, muß in diesem Fall dem Eingang ein zusätzlicher 2:1-Teiler in (74196) vorgeschaltet werden. Diese zusätzliche

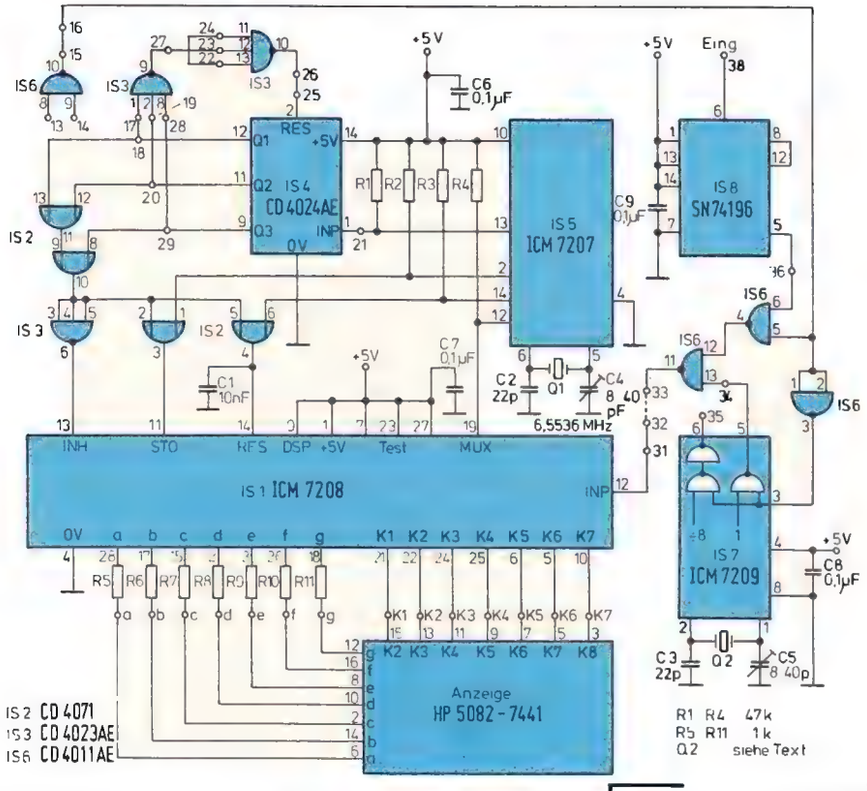


Bild 2. Bis auf IS 8 ist die Schaltung in CMOS-Technik aufgebaut; dadurch liegt der Stromverbrauch unter 100 mA.

Programmierung verschiedener Multiplikationsfaktoren

V	Auftrennen von Leiterbahnen	Einlegen von Brücken	Bemerkungen
a) Sender			
4	19–20	18–19, 32–36, 38–2, 5 V–6–12, Eing. an 7	IS 9 = 74196, Vorteiler ÷2
4	28–29	32–36, 28–19	
8	19–20	18–19, 32–36	
10	17–18	17–19, 32–36	
12	–	32–36	
b) Empfänger			
3	17–18, 19–20	13–14–29, 19–28, 17–21, 38–2, 5 V–6–12, Eing. an 7	IS 9 = 74196, Vorteiler ÷2
3	28–29	13–21, 14–20, 28–19	
4	19–20	19–21, 13–18, 14–29, 38–2, 5 V–6–12, Eing. an 7	IS 9 = 74196 Vorteiler ÷2
4	28–29	28–21, 13–18, 14–20	
8	19–20	19–21, 13–18, 14–29	
9	27–(22, 23, 24), 15–16, 17–20	19–21, 16–27, 13–20, 14–29, 15–(22, 23, 24)	
10	17–18	17–21, 13–20, 14–29	

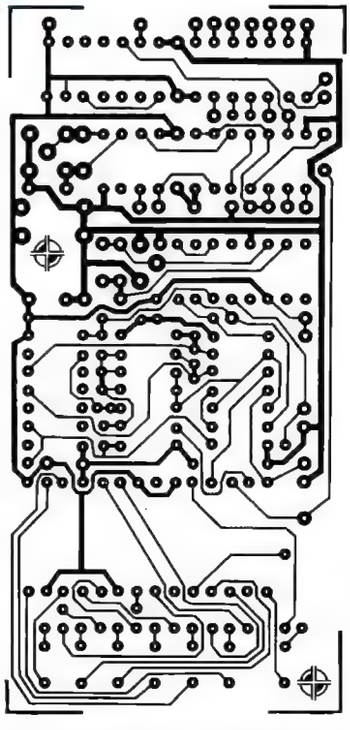


Bild 3. Auf der Platine findet auch ein zusätzlicher Vorteiler für Eingangsfrequenzen über 25 MHz Platz (IS 9)

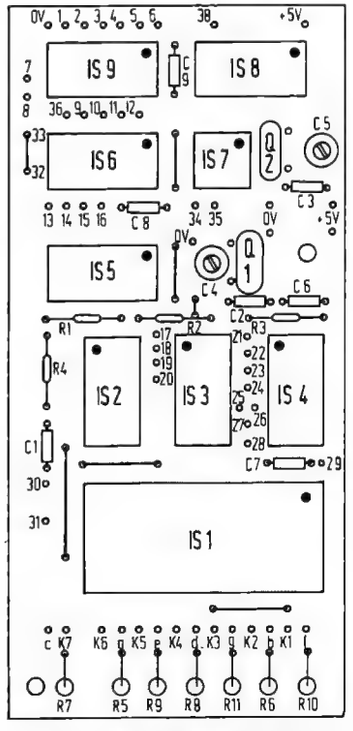


Bild 4. Der Bestückungsplan. Die durchnumerierten Anschlußpunkte dienen zur Programmierung der Multiplikationsfaktoren; die Frequenz von Q2 soll ein Zehntel der Empfänger-Zwischenfrequenz betragen

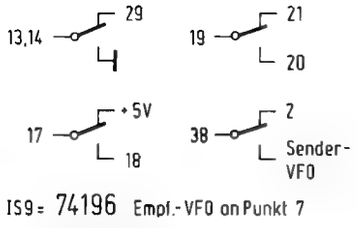


Bild 5. Sende-Empfangsumschaltung für $V_s = 12$ und $V_e = 3$. Zusätzlich sind die Leiterbahnen zwischen den Punkten 17 und 18 sowie zwischen 19 und 20 aufzutrennen und Brücken zwischen 38 und 2 sowie +5 V, 6 und 12 einzulöten

Schaltung findet in Form von IS 9 ebenfalls noch auf der Platine Platz.

Geeigneter Vorverstärker

Der Eingang der Schaltung benötigt einen für TTL-IS ausreichenden Pegel,

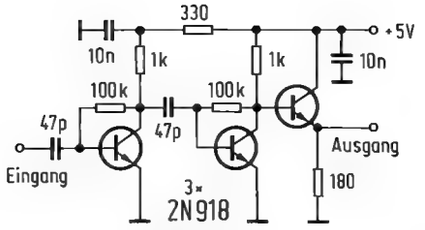


Bild 6. Geeignete Vorverstärker-Schaltung. Sie ermöglicht eine lose Kopplung an den VFO und liefert am Ausgang TTL-Pegel

der normalerweise nicht vom VFO zur Verfügung steht. Eine dafür geeignete Vorverstärker-Schaltung zeigt *Bild 6*; eine Platine wurde hierfür allerdings nicht entworfen, da es sich empfiehlt, ihn direkt neben den VFO zu setzen und der dort zur Verfügung stehende Platz von Gerät zu Gerät recht unterschiedlich ist.

Berichtigung

Akustische Alarmzentrale

Heft 15/77, S. 699

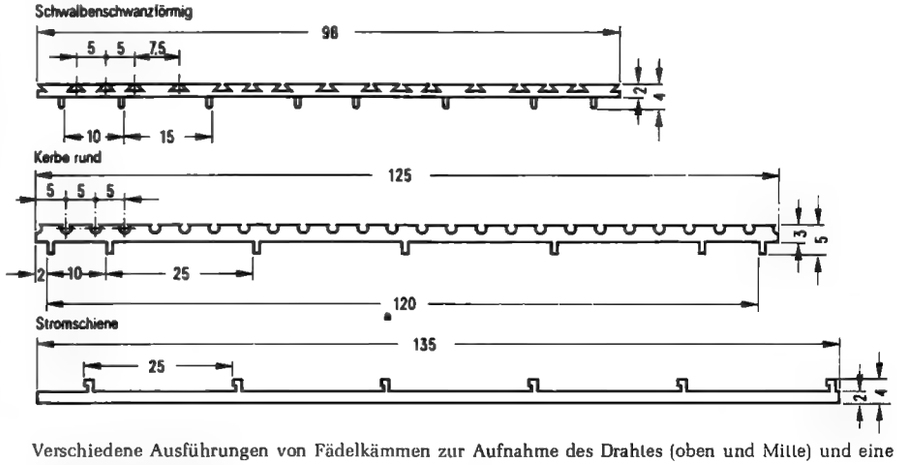
In Bild 1 fehlt der Verbindungspunkt von R 16 zum Minuspol des Akkus. Die Dioden ZD 1 und ZD 2 sind verpolt. In Bild 6 ist die Diode ZD 1 ebenfalls verpolt. Sie hat eine Z-Spannung von 13 V, wie in Bild 1 angegeben. Ebenfalls in Bild 6 sind Gate und Katode des Thyristors vertauscht.

In den wenigsten Fällen lohnt es sich, für Versuchsschaltungen oder auch für kleinere Steckkarten-Stückzahlen eigens geätzte Leiterplatten herstellen zu lassen. Einen Ausweg bietet hier die von Siemens entwickelte Fädeltechnik, bei der in eine spezielle Grundplatte gesteckte Bauelemente sich schnell und sauber mit lackisoliertem Draht verbinden lassen.

Mit dem Fädelstift verdrahten

Neue Verdrahtungstechnik für Versuchsschaltungen

Die Fädelgrundplatte, die es zur Zeit in acht verschiedenen Standardabmessungen gibt, ist dazu mit einem Lochraster versehen. Der Durchmesser dieser Löcher beträgt 1,2 mm und der Lochabstand 2,5 mm, d.h. die Grundplatte kann praktisch alle Bauelementetypen aufnehmen. Neben der fest auf den Plattenrand montierten Anschlußleiste können noch Fädelkämme, die zur Drahtführung dienen, sowie Stromschienen für die Speisespannungen der Bauteile an beliebiger Stelle der Grundplatte eingesteckt werden (*Bild 1*).



Verschiedene Ausführungen von Fädelkämmen zur Aufnahme des Drahtes (oben und Mitte) und eine Stromschiene (unten)

Tabelle 1. Technische Daten der Fädeltechnik

Drahtart: doppelt isolierter lötfähiger Lackdraht	Cu-LL rt V1 Typ 28 F
Drahtdurchmesser	0,2 mm
Dicke der Isolationsschicht	13 µ
Spannungsfestigkeit	650 V (50 V/µ Isolationsdicke)
Drahtwiderstand	1 Ω/1,8 m
Drahtrolle, bewickelt	50 m
Rastermaß der Fädelgrundplatte	2,5 mm
Durchmesser der Rasterbohrungen	1,3 mm
Thermische Dauerbelastung	5 A/mm², Gleichstrom
Störsicherheit	0,4 V/8 cm Drahtparallel-Führung, max. zul. Frequenz 3,2 MHz
Grundplattenmaterial	Hartpapier, TFL 1,5 DIN 40605-HP 2063 W-GE
	Epoxyd, TFL, 1,5 DIN 40606-HGW 2372

Zum eigentlichen Verdrahten wird ein kugelschreiberähnliches Gebilde, der sogenannte Fädelstift, verwendet (*Bild 2*). An seinem oberen Ende trägt er eine Rolle mit lackisoliertem Kupferdraht, der durch das Innere des Stiftes läuft und an dessen Spitze austritt. Der Draht wird an einen beliebigen Anfangspunkt gelötet und von dort über die Fädelkämme zu den Bauteilen geführt. Dabei wickelt man den Draht lediglich mit ein paar Windungen um den erreichten Anschlußstift des jewei-

Bild 2. Der Fädelstift in Aktion

Tabelle 2. Lieferbare Einzelteile

Produktbezeichnung	Abmessungen Stück je Packung	Bestell-bezeichnung	Lager-Nr.	Preise in DM
Fädelgrundplatte Hartpapier-Ausführung	100 x 160 mm 1 Stück	C26117-A268-C1	5908	5,45
Fädelgrundplatte Epoxyd-Ausführung*)		DKBE26601-68	5909	10,70
Fädelgrundplatte Hartpapier-Ausführung	110 x 160 mm 1 Stück	C26117-A270-C1	5910	6,25
Fädelgrundplatte Epoxyd-Ausführung*)		DKBE26601-72	5911	12,10
Stromschiene	30 Stück	C26117-A268-C2	5912	12,60
Fädelkamm (Kerbe rund)	Kammlänge 120 mm 30 Stück	C26117-A268-C4	5913	15,85
Fädelkamm (Kerbe schwalben-schwanzförmig)	Kammlänge 98 mm 30 Stück	C26117-A270-C4	5914	15,85
Fädelstift	1 Stück	C26407-A36-A1	5915	18,75
Drahtrolle für Fädelstift (bewickelt) rot	Drahtlänge 50 m 1 Rolle	C26407-A36-C2 rot	5916	4,25
grün		C26407-A36-C2 grün	5917	
blau		C26407-A36-C2 blau	5918	

*) für höhere mechanische Beanspruchung
Die Preisangaben sind ohne Mehrwertsteuer

ligen Bauteiles und fädelt ihn dann weiter oder schneidet ihn ab – je nach Schaltung. Die umwickelten Anschlüsse werden erst nach komplett gefädelter Platte fest verlötet. Die Isolationsschicht des Drahtes muß man dazu nicht erst abkratzen, denn sie schmilzt beim Lötvorgang sofort weg. Auf diese Weise lassen sich Versuchsschaltungen rasch und billig zusammenstellen und sie können auch, da sie kein Provisorium sind, z. B. in Geräten und Anlagen mit geringerer Stückzahl fest eingebaut werden.

Die *Tabelle 1* nennt die technischen Daten der bei der Fädeltechnik verwendeten Materialien, *Tabelle 2* die Bauteile und ihre Bestellbezeichnungen, unter der sie beim Siemens-Bauteileservice, Lieferzentrum Fürth, Gründlacherstr. 260, Postfach 146, 8510 Fürth-Bislohe, erhältlich sind. ■

Armbandrechner-Bausatz

Die britische Firma Sinclair Instruments hat einen Armbandrechner *(Bild)* herausgebracht, der nur als Bausatz erhältlich ist (Vertrieb in Deutschland: J. Schumpich, Taufkirchen). Mit nur 10 Tasten können folgende Funktionen ausgeführt werden: Die vier Grundrechenarten, x^2, $\sqrt{x}$, 1/x. Der Rechner hat ferner eine %-Automatik und einen 5-Funktionen-Speicher. Die Eingabe der Rechnungen erfolgt in algebraischer Reihenfolge.

Der Bausatz enthält alle erforderlichen Teile: Gehäuse, Fenster für die Anzeige, 8stelliges LED-Display, Armband, Platine, Schalter, Drucktasten, Rechnerchip und Batterien. Eine ausführliche Montage- und Bedienungsanleitung ist natürlich ebenfalls beigelegt.

Dieser Armbandrechner ist nur als Bausatz erhältlich

Selektivruf im Handmikrofon

Ein Handmikrofon, das es „in sich" hat, nämlich eine Menge Elektronik (*Bild 1*), ist das Parrot 76 von Sommerkamp. Im Format ist es ein dynamischer Typ, wie viele andere auch, aber gleichzeitig arbeitet es auch als lautstarker Kleinstlautsprecher. Sein Hauptvorzug ist, daß es die gesamte Elektronik für ein Selektivrufsystem mit automatischer Rückantwort enthält.

Das System ist für Funkverkehrskreise bestimmt, deren Teilnehmerzahl nicht über zwölf hinausgeht. Das sind beispielsweise kleinere Unternehmer, etwa Landwirte, die ihre Fahrzeuge mit Funk ausgerüstet haben und die vermeiden möchten, daß alle ihre beweglichen Funkstellen den gesamten Funkverkehr mithören müssen. Die Fahrzeugstationen reagieren nur mit dem Lautsprecher oder einem Lichtsignal, wenn ihre Selektiv-Rufnummer angewählt wird. Theoretisch funktioniert das mit allen Funksprechgeräten, die über Parrot-Mikrofone verfügen; zumindest wenn man einige Umschaltungen im vorhandenen Gerät vornimmt. Von Haus aus ist das System aber für Sommerkamp-11-m-Geräte bestimmt, die mit der zugehörigen 7-Pol-Normbuchse versehen sind.

Die Blockschaltung des Rufsystems geht aus *Bild 2* hervor. Mit dem Wahlknopf am Mikrofon stellt man die Rufnummer des Partners ein, dessen Wahlschalter natürlich auf der gleichen Stellung stehen muß. Die Tonrufe werden in einer 3-Ton-Ver- und Entschlüsselungsschaltung abgestrahlt und aufgenommen, wodurch Fehlanrufe sicher vermieden werden. Eine rote Leuchtdiode blinkt beim Anrufer, wenn die Gegenstelle den Ruf aufgenommen und automatisch quittiert hat. Ein Schiebeschalter trennt bei der gerufenen Station den Lautsprecher ab. Dieser wird erst dann wieder aktiv, wenn der Tonruf den Nf-Weg des Angerufenen entriegelt. Zu erwähnen ist noch, daß der Selektivruf durch Antippen einer Schraube (Sensortaste) ausgelöst wird.

Nach unseren Informationen ist es noch nicht restlos klar, ob Selektivruf beispielsweise auf dem 2-m-Amateurband zulässig ist oder ob er bestimmten Auflagen unterliegt. Bei nur 12 Rufsignalen käme er ohnehin nur bei kleineren Ortsfunknetzen in Betracht.

Fritz Kühne, DL 6 KS

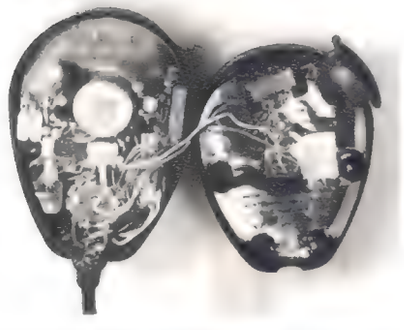
Kunststoff-Kassettenlaufwerk

In den Radiorecordern Bajazzo CR 1000, Bajazzo CR 2000 und Bajazzo compact 3000 setzt Telefunken ein neu entwickeltes Kunststoff-Kassettenlaufwerk ein, das sich durch Betriebssicherheit, gute Laufeigenschaften und Service-Freundlichkeit auszeichnet. Es ist so konzipiert, daß es in verschiedenen Kassetten- und Radiorecorder-Typen sowie modifiziert auch für Stereo- und Hi-Fi-Geräte verwendet werden kann.

Bei der Entwicklung dieses Laufwerks ging man davon aus, daß als Basismaterial hochwertiger Spezialkunststoff wegen verschiedener günstiger Eigenschaften einem Metallchassis vorzuziehen ist. Z. B. läßt sich ein Laufwerkchassis mit Kunststoff funktionsgerechter gestalten als mit gestanzten Blechen, und man kann einen höheren Integrationsgrad erreichen, was zu Erleichterungen in der Montage führt. Weitere Vorteile sind das geringere Gewicht – das neue Laufwerk ist mit rund 600 g fast um ein Drittel leichter als übliche Metall-Laufwerke – und die geringere Geräuschentwicklung.

Das Laufwerk mit der zugehörigen Elektronik ist als Baustein ausgeführt, der sich wiederum in servicefreundliche Baugruppen zerlegen läßt. Selbst der Tastensatz kann als komplette Einheit vom Laufwerk gelöst werden, wobei eine neuartige Tastenankopplung außerdem die Konstruktion leichtgängiger Drucktasten ermöglichte. Für eine genaue Fixierung der Kassette sorgen angespritzte Auflage- und Zentrierpunkte im Kassettenfach. Fertigungsbedingte Toleranzen der Lage der Kassette zu den Köpfen lassen sich nicht nur durch die Spalteinstellung des Hör-Sprechkopfes, sondern zusätzlich auch durch Justage der Kopfträgerplatte mit Hilfe von zwei Einstellschrauben ausgleichen.

Die mechanische Bandendabschaltung (beim Unterschreiten einer Mindestdrehzahl bzw. bei Stillstand des aufwickelnden Tellers) ist in allen vier Lauffunktionen wirksam. Dabei wird durch das Lösen der Rastklappe das gesamte Laufwerk außer Betrieb gesetzt, und alle mechanischen und elektrischen Schaltelemente nehmen ihre Ruhestellung ein. Zum Antrieb dient ein elektronisch geregelter Motor, die Tonhöhenschwankungen werden mit 0,25 % angegeben.



▲ Bild 1. So sieht das Selektivruf-Mikrofon von innen aus: bei genauem Hinsehen macht es einen ausgesprochen fernöstlichen Eindruck

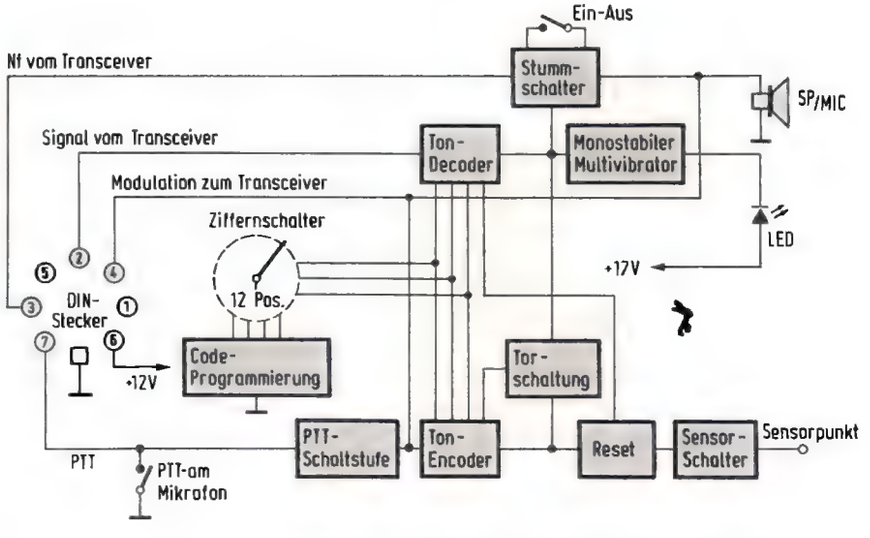


Bild 2. ▶
Blockschaltbild der Selektivruf-Einrichtung

Horst Pelka

Nach Fertigstellung des Ein-/Ausgabemoduls sind wir nach der Begriffsbestimmung (siehe Praxis mit Mikroprozessor, Teil 1) im Besitz eines Mikrocomputers.

Praxis mit Mikroprozessoren

9. Teil

Bedienteil

Das Bedienteil besteht im wesentlichen nur aus Tasten und Anzeigen (*Bild 35*). An den Kanal A (P_{A0}... P_{A7}) sind sechs grüne Leuchtdioden LD 57 CA angeschlossen. Zwei Klemmen bleiben frei. An den Kanal B (P_{B0}... P_{B7}) kommen sechs rote Leuchtdioden. Ferner sind zwei gelbe Leuchtdioden LD 56 CA mit den Klemmen P_{C4} und P_{C5} des Kanals C verbunden. Die gelben Leuchtdioden sollen später den Spielern signalisieren, wer in dem Spiel an der Reihe ist. Alle Leuchtdioden haben Vorwiderstände von 470 Ω, welche den Strom durch die Dioden auf etwa 6 oder 7 mA einstellen. Der Strom fließt von der Speisespannung +5 V über Leuchtdioden und Vorwiderstände in die Klemmen der Kanäle des Bausteins 8255 hinein. Ein Strom in dieser Größenordnung ist durchaus zulässig, wenn man eine höhere Restspannung als üblicherweise 0,4 V bei L-Pegel zuläßt.

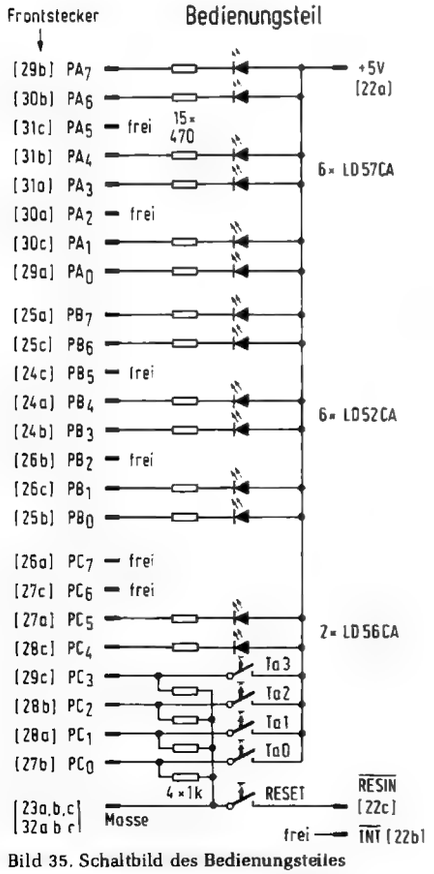


Bild 35. Schaltbild des Bedienungsteiles

Die Klemmen P_{C0}... P_{C3} des Kanales C sind über Widerstände von 1 kΩ mit Masse verbunden und führen auf die Tasten TA 0...TA 3. Bei gedrückter Taste sind die Klemmen mit der Speisespannung +5 V verbunden. Eine weitere Taste „RESET" führt von Masse nach Anschluß 22c der Frontsteckerleiste. Sämtliche in Bild 35 in eckigen Klammern angegebenen Stiftbelegungen beziehen sich auf den Frontstecker des Ein-/Ausgabemoduls, also *nicht* auf die Rückwandverdrahtung aller Moduln.

Bild 36 zeigt einen Vorschlag für die Gestaltung der Deckplatte des Bedienungsteiles. Sie kann ähnlich gestaltet werden wie in der Veröffentlichung der ELO, nur daß jetzt noch die beiden gelben Leuchtdioden hinzukommen.

Nach Drückung der Taste „RESET" leuchten alle Leuchtdioden, auch die beiden gelben, auf. Durch Drücken der Taste „Treffer" kann einer der beiden Spieler seinem Gegner gestatten, anzufangen. Dann drückt der Gegner zunächst die Taste „Schuß" und danach die Taste „Treffer". Je nach dem, ob ein Treffer vorliegt, erlischt eine der gegnerischen Leuchtdioden. Gleichzeitig leuchtet beim Gegner die gelbe Leuchtdiode auf, als Zeichen, daß er jetzt an der Reihe ist.

Die grünen Leuchtdioden sind dem Kanal A zugeordnet, die roten dem Kanal B. Welche der sechs Leuchtdioden mit welcher Klemme verbunden wird, ist an sich gleichgültig, nur sollte die Beschaltung für die Kanäle A und B gleich sein, d. h. die Leuchtdiode mit einer bestimmten Wertung sollte im Kanal A und im Kanal B mit der Klemme gleicher Wertigkeit verbunden werden, damit beiden Spielern die gleichen Gewinnchancen zukommen.

Damit ist zunächst der Aufbau der „Hardware" abgeschlossen. In der nächsten Fortsetzung wird das Anwenderprogramm erklärt.

(Fortsetzung folgt)

Bauteileliste:

6 Leuchtdioden LD 52 CA (Siemens AG)
2 Leuchtdioden LD 56 CA (Siemens AG)
6 Leuchtdioden LD 57 CA (Siemens AG)
15 Widerstände 470 Ω
4 Widerstände 1 kΩ
5 einpolige Tasten
1 Steckerleiste für Frontstecker
1 mindestens 21poliges Verbindungskabel (kann auch aus Einzellitzen zusammengesetzt werden)
1 geeignetes Gehäuse

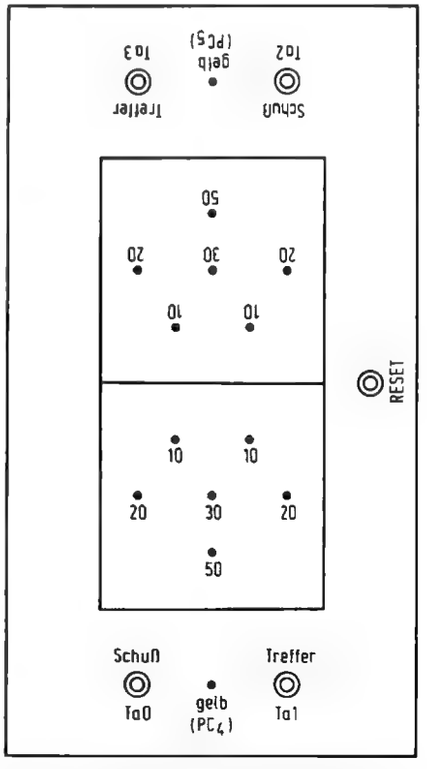


Bild 36. Vorschlag für die Gestaltung der Deckplatte des Bedienungsteiles. Die Ziffern neben den Leuchtdioden geben die Wertigkeit der „Einheiten" an. Sie können durch Skizzen von Schlachtschiffen, Zerstörern, Flugzeugträgern und Schnellbooten noch ergänzt werden

Berichtigung Praxis mit Mikroprozessoren

1. Teil, FUNKSCHAU 1977, Heft 15, Seite 676, rechte Spalte Zeile 41: 1,2 kΩ (nicht 820 Ω).
2. Teil, Seite 724, Bild 13: Beim oberen Baustein 8212 ist es Anschluß 10 (nicht 18), der mit Adreßleitung A_{11}, Anschluß 28c verbunden ist. Die untere Diode AA 118 führt rechts zu Anschluß 17c (nicht 12c).
3. Teil, Heft 17, Seite 802, Bild 20: – 5 V ist 2a (nicht 2c)
4. Teil, Seite 862, Bild 23, links oben: Leitung $\overline{\text{MEM R}}$ ist 8a (nicht 8c) Leitung $\overline{\text{MEM W}}$ ist 10a (nicht 10c)
6. Teil, Heft 20, Seite 946, Bild 30: φ_2 TTL in 4a (nicht 4c).

Ing. (grad.) W. Brettschneider
Ing. (grad.) E. Niebisch
Prof. Dr. Ing. G. Schnell

Wenn auch die folgende Bauanleitung relativ umfangreich ist, dürfte sie doch für viele Hobby-Elektroniker interessant sein. Das hier vorgestellte Gerät erlaubt die Messung von Drift und Flutter bei Tonbandgeräten und Plattenspielern, wobei zwischen linearer und nach DIN 45 507 bewerteter Anzeige gewählt werden kann.

Tonhöhenschwankungs-Meßgerät

1. Teil

Bei der Schallaufzeichnung und -wiedergabe läßt sich infolge der begrenzten Präzision des mechanischen Antriebes kein völlig konstanter Vorschub des Tonträgers erzielen. Kleine kurzzeitige Schwankungen (Flutter) und häufig auch ein Unterschied der

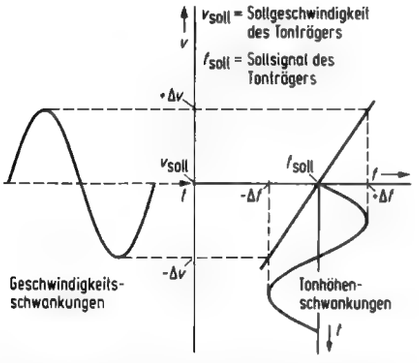


Bild 1. Der Zusammenhang zwischen Geschwindigkeits- und Tonhöhenschwankungen ist rein linear

mittleren Geschwindigkeiten (Drift) am Anfang und am Ende der Aufnahme sind unvermeidlich [1,2].

Die Norm 45 507 schlägt zur Messung der Gleichlaufschwankungen ein Meßgerät vor, das folgendermaßen arbeitet:

Ein Pilotton von 3150 Hz (hier ist das Ohr am empfindlichsten) wird abgespielt, wobei über einen Frequenzdiskriminator die von der Gleichlaufschwankung herrührende Frequenzmodulation erfaßt wird (*Bild 1*). Wird diese Frequenzmodulation im Bereich von 0,2 Hz bis 300 Hz direkt zur Anzeige gebracht, so spricht man von linearer bzw. unbewerteter Anzeige. *Bild 2* zeigt den Frequenzgang des Meßgerätes in Stellung „linear".

Will man berücksichtigen, daß das Ohr nicht für alle Schwankungsfrequenzen gleich empfindlich ist, so muß vor die Anzeige ein Bewertungsfilter geschaltet werden. Das von der Norm vorgeschlagene Bewertungsdiagramm ist zusammen mit dem Verlauf des Bewertungsfilters des Meßgerätes ebenfalls aus Bild 2 ersichtlich.

Für Messungen an Plattenspielern muß eine Meßschallplatte DIN 45 507 vorhanden sein. Tonbandgeräte können entweder mit einem Tonband, auf dem der Normton vorhanden ist (BASF), gemessen werden, oder es ist der Pilotton mit dem zu prüfenden Gerät aufzunehmen und wieder abzuspielen. Zu diesem Zweck besitzt das Meßgerät einen eingebauten Quarzoszillator, der über Teiler 3150 Hz abgibt. Eine derartige Messung ist mehrere Male zu wiederholen, es gilt der schlechteste Meßwert (DIN 45 511).

Gemäß der Norm wurde das Gerät so ausgelegt, daß die Spitze-Spitze-Werte der schnellen Gleichlaufschwankungen (Flutter) angezeigt werden. Bei der

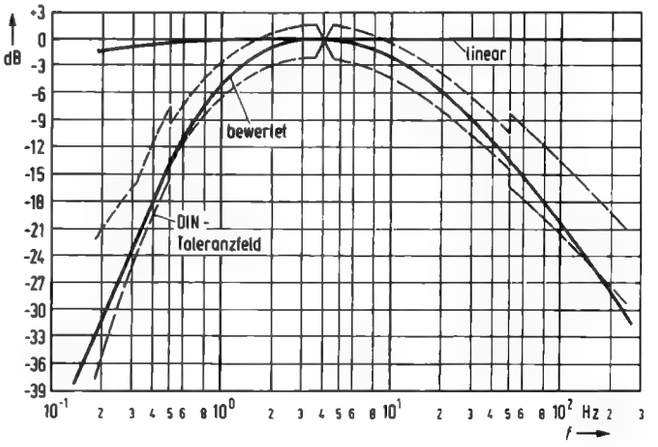


Bild 2. ▶ Durchlaßkurven des Meßgeräts bei linearer und bewerteter Anzeige. Als Vergleich ist das DIN-Toleranzfeld mit eingezeichnet

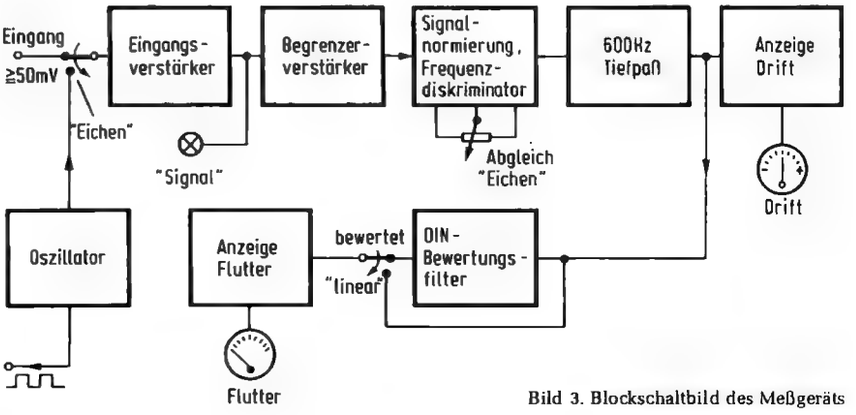


Bild 3. Blockschaltbild des Meßgeräts

Ing. (grad.) Wolfgang Brettschneider (26), Starkstromelektriker-Lehre, Nachrichtentechnik-Studium an der Fachhochschule Frankfurt, seit 1976 bei der Bosch-Fernseh-GmbH tätig.

Ing. (grad.) Erich Niebisch (27), Radio- und Fernsehtechniker-Lehre, 1973 Abschluß als staatl. gepr. Elektroniktechniker, Nachrichtentechnik-Studium an der Fachhochschule Frankfurt, seit 1977 bei der Deutschen Bundespost.

Prof. Dr. Ing. G. Schnell (38), 6 Jahre wissenschaftlicher Mitarbeiter der TH Stuttgart, 4 Jahre Stabsmitglied bei Cern, Genf, seit 1973 an der Fachhochschule Frankfurt, Bereiche Meßtechnik und Elektronik.

Drift wird die langsame Abweichung von einer wählbaren Sollgeschwindigkeit erfaßt und angezeigt.

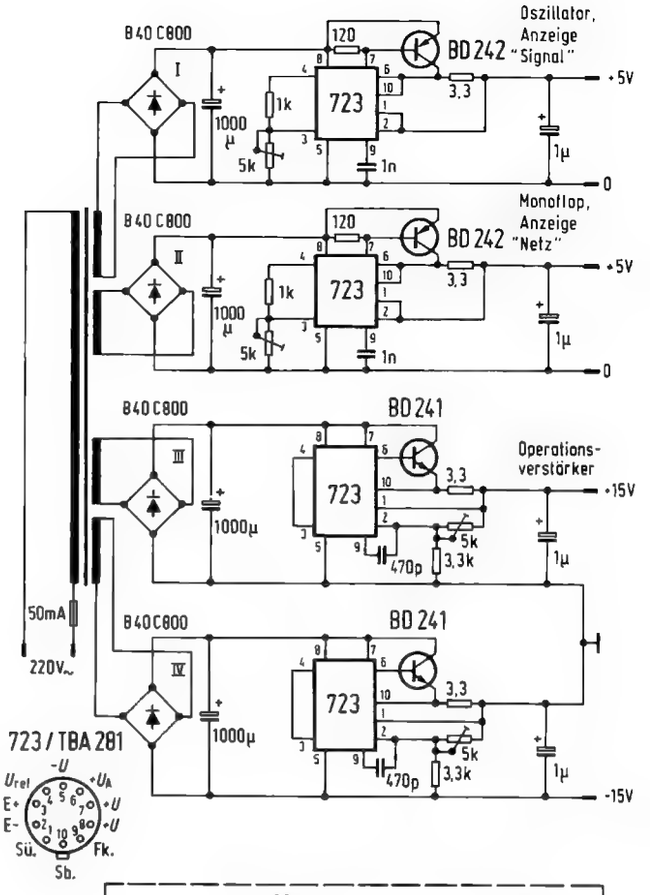
So funktioniert die Messung

Bild 3 zeigt das Blockschaltbild, das wir kurz besprechen wollen.

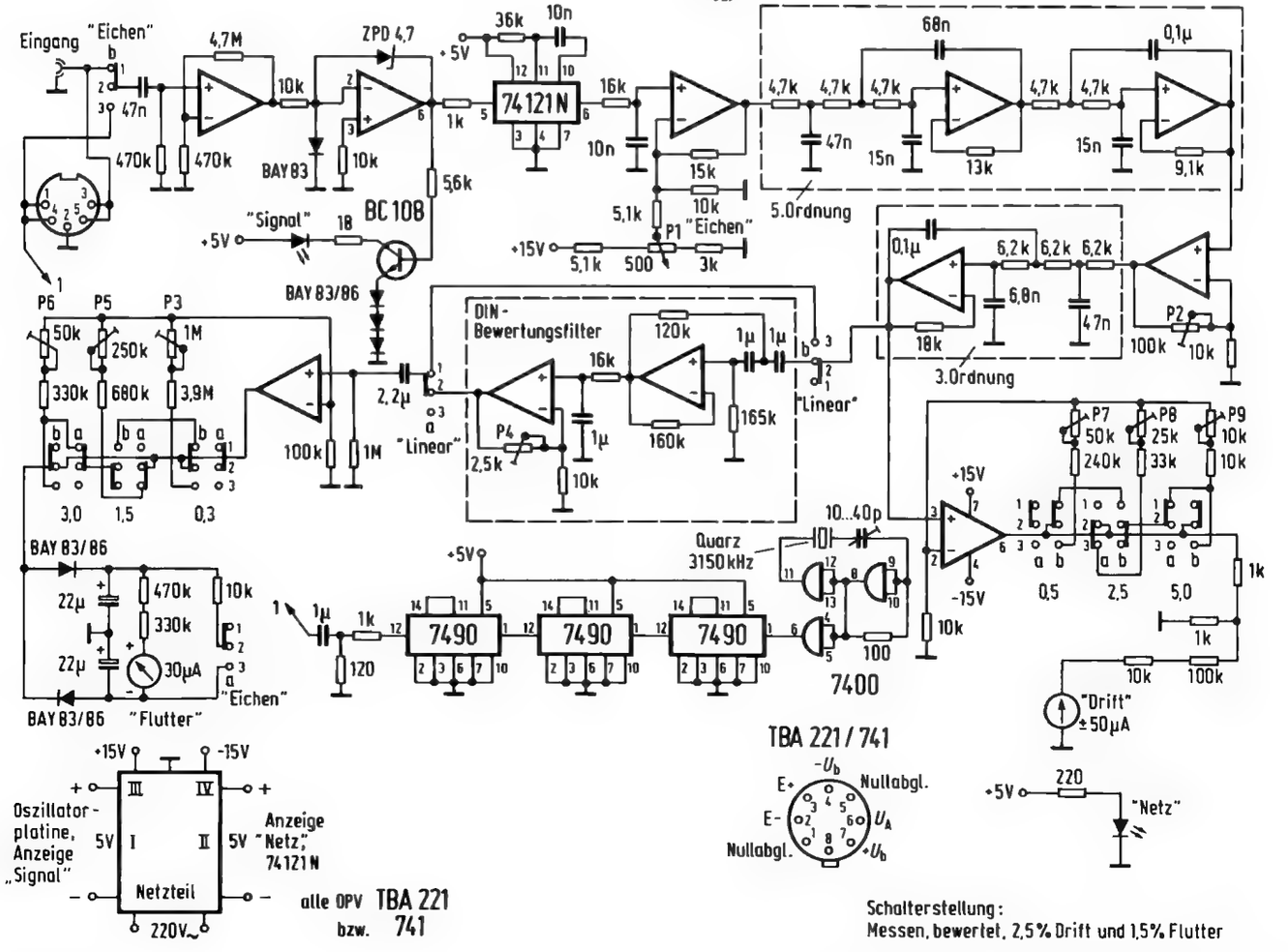
Dem Eingangsverstärker wird über einen Umschalter entweder das Meßsignal des Prüflings oder das Eichsignal des internen Quarzoszillators zugeführt. Das Meßgerät benötigt für eine einwandfreie Messung ein Eingangssignal von mindestens 50 mV. Ob der Eingangspegel groß genug ist oder nicht, wird durch eine Leuchtdiode („Signal") angezeigt.

Mit dem verstärkten und durch einen Begrenzerverstärker vorbereiteten Eingangssignal wird die Signalnormierungsstufe geschaltet, die anschließend

Bild 5. ▶ Die Schaltung des Netzteils. Es liefert die vier hochkonstanten und kurzschlußfesten Versorgungsspannungen



▼ Bild 4. Die Flutter- und Drift-Meßschaltungen und die 3150-Hz-Erzeugung kommen leider nicht ohne einige Abgleichpunkte aus



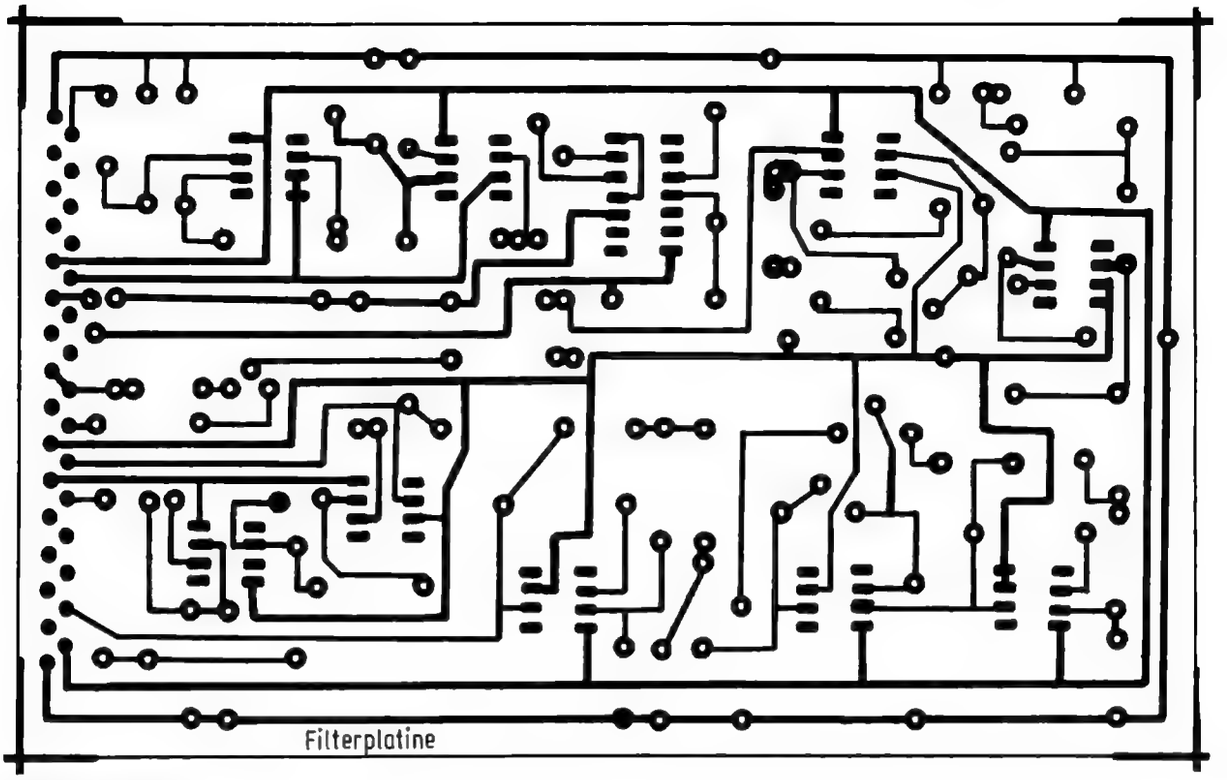


Bild 6. Die Filterplatine

den Frequenzdiskriminator ansteuert. Da dessen Ausgangsspannung für die Meßwertanzeige zu klein ist, wird sie verstärkt und gleichzeitig mit aktiven Tiefpässen von 3150-Hz-Resten befreit. Das resultierende Signal wird nochmals von den einzelnen Meßverstärkern für die „Flutter"- bzw. „Drift"-Anzeige verstärkt und dann zur Anzeige gebracht. Bei der bewerteten Messung der Tonhöhenschwankungen wird das nach DIN 45 507 geforderte Bewertungsfilter in den Signalzweig geschaltet, bei linearer Messung wird es überbrückt.

Zur Erzeugung des Pilottones dient ein quarzstabilisierter Oszillator, der auf 3,15 MHz schwingt und dessen Frequenz auf 3,15 kHz heruntergeteilt wird.

Die vollständige Schaltung zeigt *Bild 4*. Sie enthält auch das Netzteil für die Versorgungsspannungen −15 V, +15 V und +5 V. *(Schluß folgt)*

Fotoelektrischer Zweitblitzauslöser

Die Schaltung *(Bild 1)* dient zum optischen Auslösen zusätzlicher Blitzgeräte durch den von der Kamera synchronisierten Blitz, um eine bessere Ausleuchtung des Aufnahmeobjekts zu erzielen. Sie behält das Grundprinzip der Anordnung nach FUNKSCHAU 1975, Heft 6, S. 78 bei. Die Versorgung erfolgt aus der Spannung am Synchronkontakt des auszulösenden Blitzgerätes (ca. 100...400 V, je nach Gerät) über R2, D1 und C1. Als Lichtempfänger dient ein Fototransistor BP 101/III (T1); über den bei diesem Typ herausgeführten Basisanschluß und die Schaltung aus T2, R1, C2 und C3 wird der Arbeitspunkt von T1 stets so nachgeregelt, daß der Thyristor Th (und damit auch das Blitzgerät) nur bei sehr schnellen Helligkeitsänderungen gezündet wird. So ist selbst das Einschalten einer 100-W-Glühbirne in unmittelbarer Nähe von T1 zur Auslösung nicht ausreichend. Für den Thyristor kann jeder Typ mit niedrigem Zündstrom eingesetzt werden, sofern seine Sperrspannung ausreichend ist.

Bild 2 zeigt Platinenlayout, *Bild 3* den Bestückungsplan. Die Platine läßt es zu, für R2 auch zwei Widerstände mit je 22 MΩ (liegend) oder vier 12-MΩ-Widerstände (stehend) einzubauen.

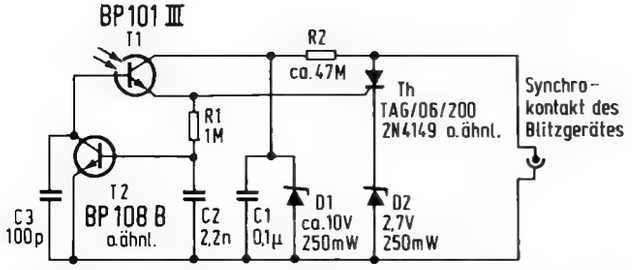


Bild 1. Schaltung des Zweitblitzauslösers. Statt den angegebenen Halbleitern eignen sich naturlich auch ähnliche Typen

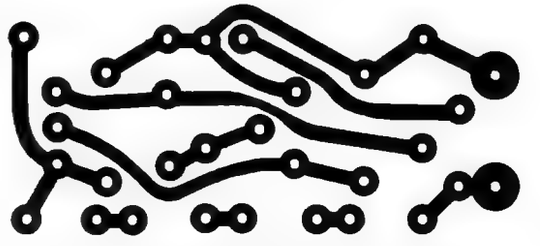


Bild 2. Dank der unaufwendigen Schaltung ist die Platine ausgesprochen winzig; hier die Lötseite

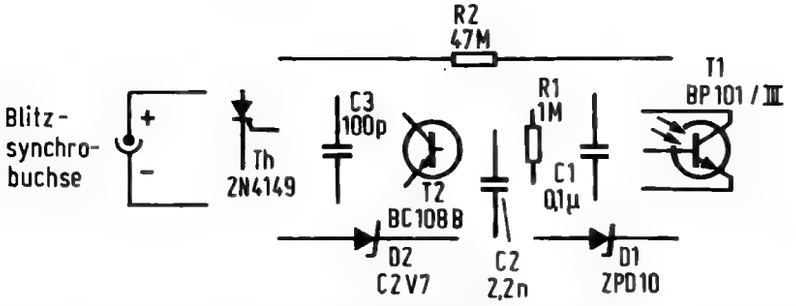


Bild 3. Bestückungsplan zu Bild 2. Der Fototransistor wird mit genügend langen Drähten eingelötet, damit er später an eine günstige Stelle im Gehäuse gesetzt werden kann

Die Empfindlichkeit ist so hoch, daß zur Auslösung meist schon das reflektierte Licht genügt; allerdings sollte man T1 möglichst dicht hinter die Gehäusestirnseite setzen, damit er nicht abgeschattet wird.

Beim Anschluß an das Blitzgerät muß auf richtige Polung geachtet werden; insbesondere wenn die Schaltung mit verschiedenen Blitzgeräten verwendet werden soll, sind alle diese Geräte daraufhin zu überprüfen und gegebenenfalls einheitlich zu polen. Falsche Polung führt allerdings nur zur Fehlfunktion, ohne die Schaltung zu beschädigen. Wegen der Verzögerung des Zeitblitzes bis zu einigen ms sollte an der Kamera eine Belichtungszeit von wenigstens 1/50 s gewählt werden.

Martin Weitzel

Clip-Verbindung für die Stromversorgung bei Experimentieraufbauten

Beim Experimentieren mit Versuchsaufbauten muß eine Platine oft mit der Stromversorgung verbunden und wieder abgetrennt werden, um z. B. Bauteile ein- und auszulöten. Hierbei hat sich gezeigt, daß es bei einzelnen Steckern oder Klemmen leicht zu einem versehentlichen Verpolen der Betriebsspannung kommt und so die gesamte Schaltung zerstört werden kann.

Um dem zu entgehen, verwende ich die Anschlußclips der 9-V-Kompaktbatterien. Durch die Gewinnung aus leeren Batterien fallen sie ohnehin kostengünstig an. An die Versuchsplatine werden einfach zwei Drähte mit einem Anschlußclip gelötet, als Gegenstück wird ein Clip mit Anschlußkabel am Netzgerät angeschlossen. Man sollte jedoch von vornherein auf eine einheitliche Polung achten, so daß sich beispielsweise in manchen Fällen anstelle des Netzgerätes eine 9-V-Batterie anschließen läßt. Der Vorteil bei der Verwendung dieser Clips liegt nicht nur im Verpolungsschutz, sondern auch in der einfacheren Handhabung.

Beim Arbeiten mit Operationsverstärkern treten positive und negative Versorgungsspannungen auf; hier leite man den Masseanschluß über eine feste Masseverbindung und die positive und negative Versorgungsspannung über die Clip-Verbindung. Jürgen Lindner

Berichtigung

Digitale Frequenzanzeige für UKW-Empfänger

FUNKSCHAU 1977, Heft 16, S. 743

In die Zeichnungen haben sich einige Fehler eingeschlichen, die bei manchem Leser Verwirrung stifteten. In der Schaltung (Bild 1) sind bei manchen Abblock-Kondensatoren, deren genauer Wert für die Funktion des Gerätes nicht relevant ist, andere Werte als im Bestückungsplan (Bild 3) angegeben. In Bild 1 muß es statt 2 N 914 natürlich 2 N 918 heißen. Der Wert des Trimmkondensators C 8 richtet sich nach der Bürdekapazität des Quarzes; ein 40-pF-Trimmer ist aber für die meisten Fälle ausreichend.

Im Bestückungsplan wurden vier Segment-Vorwiderstände statt mit 100 Ω mit 470 Ω bezeichnet. Wenn der Anschluß „Lampentest" an Masse gelegt wird, kann das richtige Aufleuchten aller Anzeigensegmente kontrolliert werden.

Ein Stehwellenmeßgerät in Strip-line-Technik

Die Problematik beim Selbstbau von SWR-Meßgeräten liegt zum einen in der Form des Richtkopplers, und zum anderen in der Einhaltung eines bestimmten Wellenwiderstandes für die Meßstrecke. Hier liegt auch die Begründung für eine mangelhafte Genauigkeit, ein hohes Eigen-SWR und eine schlechte Symmetrie. Im folgenden soll eine Methode beschrieben werden, die die Herstellung einer guten 50-Ohm-Leitung und gut zu symmetrierender Koppelschleifen ermöglicht, und zwar ohne Platinenherstellung und mit unproblematischem Gehäuseaufbau. Zuvor ein paar einleitende Worte über Prüfmethoden für SWR-Meter.

Es bieten sich zwei einfache Prüfmethoden an. Ein Sender wird über das SWR-Meter an einen Abschlußwiderstand („dummy load" bzw. künstliche Antenne) angeschlossen. Wenn alle beteiligten Geräte und Leitungen den gleichen Wellenwiderstand haben, so darf, nach Einstellung des SWR-Meters im Vorlauf, beim Umschalten auf Rücklauf keine reflektierte Leistung angezeigt werden. Das bedeutet ein Stehwellenverhältnis von 1 : 1.

Diese Forderung ist aber rein theoretisch, denn alle Geräte und Leitungen haben ein Eigen-SWR. Man wird also auf einen Wert von 1 : 1,2 kommen, je nach Güte der verwendeten Teile. Die anschließende zweite Prüfung ist denkbar einfach: das SWR-Meter wird „verkehrt" angeschlossen. Justiert wird jetzt in Stellung „Rücklauf", abgelesen in „Vorlauf". Der abgelesene Wert muß jetzt auf 0,05 bis 0,1 identisch mit dem der ersten Prüfung sein, sonst ist der Richtkoppler schlecht symmetriert.

Mehrere selbstgebaute und käufliche Stehwellenmeßgeräte wurden beim Verfasser diesen Prüfungen unterzogen. Die ermittelten Werte lagen zum Teil erheblich außerhalb der gesetzten Toleranzwerte.

Die schlechten Ergebnisse regten dann zu den Versuchen mit Strip-line-Elementen an. Von der Fa. Wainwright werden im Mini-Mount-System Impedanzstrips angeboten, die, auf eine Epoxidplatine geklebt, eine Leitung mit definiertem Wellenwiderstand ergeben[1]). *Bild 1* zeigt die verwendete Schaltung. Drei 50-Ω-Strips werden, wie *Bild 2* zeigt, auf eine Epoxidplatine aufgeklebt. Die beiden äußeren Streifen dienen als Koppelschleifen und werden einseitig mit 51-Ω-Widerständen abgeschlossen. Auf der anderen Seite werden die Dioden montiert. Ein kurzer und symmetrischer Aufbau auf der Diodenseite wird erleichtert, wenn man kleine Scheibenkondensatoren (Wert unkritisch) auf die Platine lötet; Stücke

[1]) Bezugsquelle: Fa. Berger-Elektronik, 6000 Frankfurt/M., Am Tiergarten

der Strips tun es auch. Bei der angegebenen Entkopplung ist der Aufbau bis auf die Strips Hf-mäßig „kalt" und kann ohne weiteres (bei kleinen Leistungen) offen betrieben werden.

Als Dioden haben sich beim Verfasser ausgebaute Typen aus alten Ratio-Filtern (OA 79) bewährt. Diese sind meist paarweise ausgesucht und empfindlicher als Typen der AA...-Gruppe; noch besser wären Schottky-Dioden. Wer sich die Mühe der Skalenumzeichnung ersparen will, kann nach der Formel

$$SWR = \frac{U_V + U_R}{U_V - U_R}$$

auch nach Skalenteilen rechnen. Das Gerät war ursprünglich für das UKW-Band gedacht, ist aber für KW-Bänder (auch CB) trotz der dort etwas geringeren Empfindlichkeit ebenfalls geeignet.

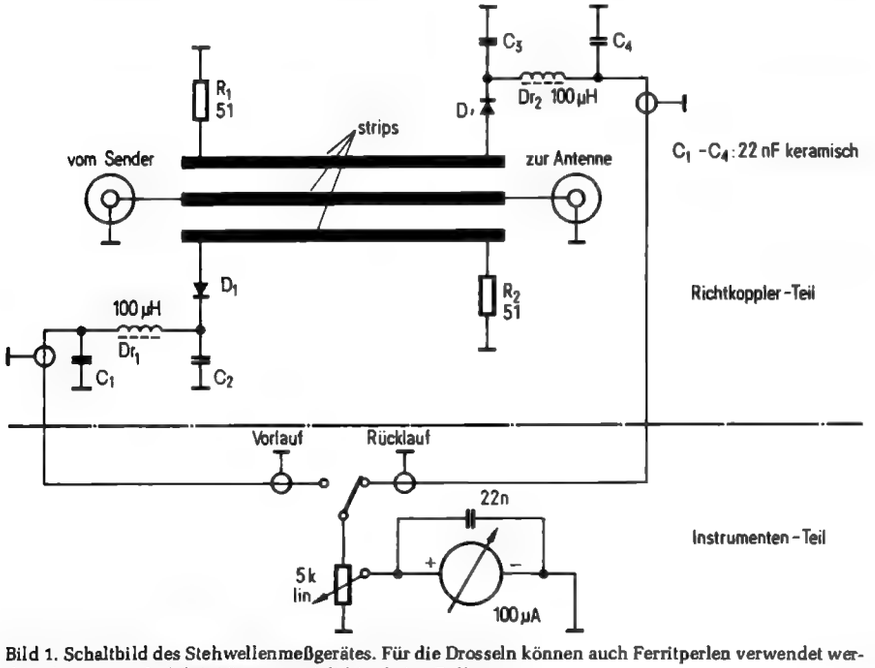


Bild 1. Schaltbild des Stehwellenmeßgerätes. Für die Drosseln können auch Ferritperlen verwendet werden; der genaue Induktivitätswert spielt hier keine Rolle

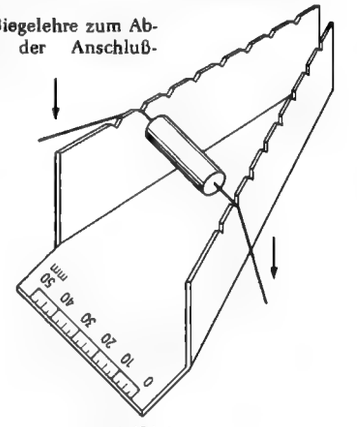
Hilfsmittel zur Platinenbestückung

Derjenige, der oft mit dem Selbstbau von gedruckten Schaltungen zu tun hat, muß sich zur Bestückung der Leiterplatte die Anschlußdrähte der Einzelteile in entsprechendem Abstand zurechtbiegen bzw. abwinkeln.

Da der Abschlußabstand wegen der unterschiedlichen Bauteilegrößen nicht immer einheitlich sein kann, ist man außerdem auf das Abzählen oder Ausmessen der Rasterabstände und anschließendes Übertragen der Maße auf das Bauelement angewiesen.

Dafür hat sich eine Biegelehre bewährt, die man sich leicht aus starkem Blech herstellen kann. Wie aus *Bild 1* ersichtlich (hier mit einem Bauteil dargestellt), besteht die Lehre aus einem U-förmigen, stark konisch zulaufenden Gebilde, auf dessen Schenkel das Bauteil aufgelegt und abgebogen wird. Auf den Kanten der Schenkel sind kleine Vertiefungen eingefeilt, um den definierten Biege-Abstand zu gewährleisten; seitlich ist eine passende Bemaßung angebracht. Zusätzlich befindet sich an der breitesten Stelle der Lehre noch eine Zunge mit aufgeklebter Ska-

Bild 1. Biegelehre zum Abwinkeln der Anschlußdrähte



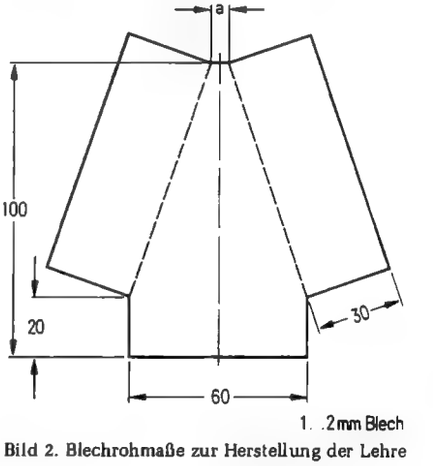


Bild 2. Blechrohmaße zur Herstellung der Lehre

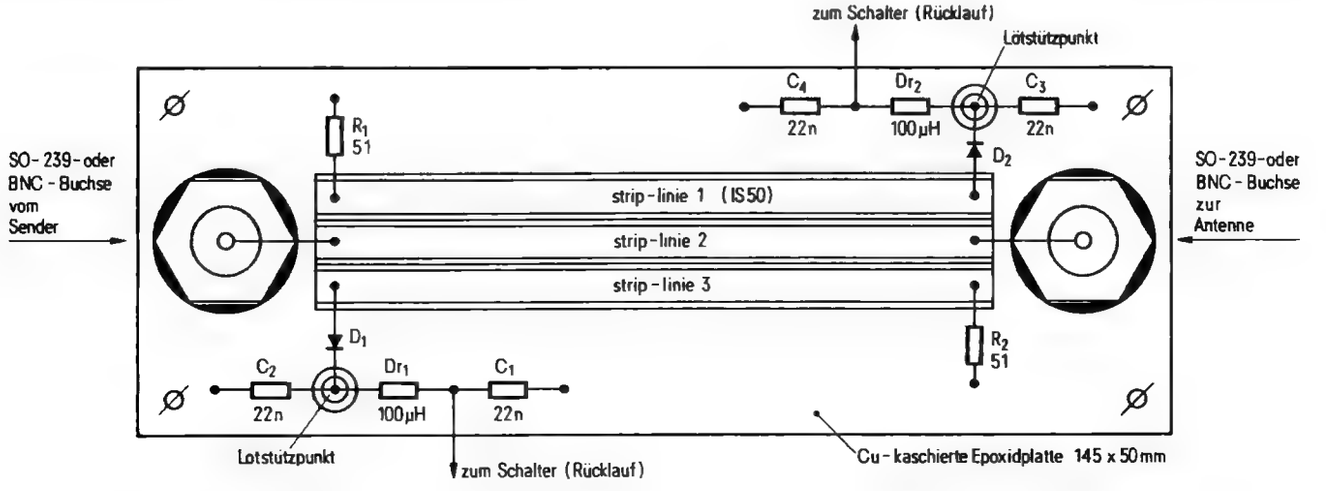


Bild 2. Mechanischer Aufbau des Richtkopplers. Als Koppelleitungen werden hier Impedanzstrips des Mini-Mount-Systems verwendet

la, womit man den Rasterabstand auf der zu bestückenden Platine schnell abmessen kann, ohne ein weiteres Hilfsmittel benutzen zu müssen.

Die Blechrohmaße zur Herstellung dieser Lehre sind aus *Bild 2* ersichtlich. Der Abstand „a" soll so klein wie möglich gehalten werden, jedoch gestaltet sich dadurch der Biegevorgang des Bleches immer schwieriger. Die Stellen zum Einfeilen der kleinen Vertiefungen (Dreikantfeile) auf den Schenkelkanten müssen zum Schluß durch Abmessen gefunden werden. Jürgen Rawald

Dipl.-Ing. Detlef Zühlke

Digitale Dunkelkammerschaltuhr

In diesem Beitrag wird eine universelle Schaltuhr vorgestellt. Sie ist als Belichtungssteuerung für Dunkelkammern konzipiert, kann jedoch auch anderweitig Verwendung finden. Eine wesentlicher Vorteil gegenüber ähnlichen Schaltungen ist, daß der Zeitablauf sichtbar ist.

An eine Belichtungsschaltuhr für den Dunkelkammereinsatz werden folgende Anforderungen gestellt:

- Eine einmal eingestellte Zeit sollte beliebig oft ohne Neueinstellung wiederholt werden können.
- Auch im Dunkeln sollte die eingestellte Zeit gut ablesbar sein.
- Während der Belichtung sollte man eine Kontrolle über den Zeitablauf haben, um z. B. Probestreifen machen zu können oder das sogenannte „Abwedeln" zeitlich kontrollieren zu können.
- Eine irrtümlich gestartete oder zu lang eingestellte Belichtungszeit sollte unterbrochen werden können.
- Das Gerät muß für die Dunkelkammerarbeit bedienungsfreundlich sein.

Bei dieser Schaltuhr wird mit den beiden Drehschaltern S5, S6 die gewünschte Belichtungszeit eingestellt, die gleichzeitig auf den beiden LED-Siebensegmentanzeigen sichtbar ist. Mit dem Schalter S1 kann man zwischen den Bereichen 99 s und 9,9 s wählen. Die Belichtung wird durch Drükken der Start-Taste S4 eingeleitet. Nun wird in der Zählerkette mit der Taktfrequenz heruntergezählt.

Da der Zeitablauf sichtbar ist, lassen sich sehr einfach Teilbelichtungen, wie sie bei Probestreifen oder bei der Abwedeltechnik gebräuchlich sind, durchführen. Ist die eingestellte Zeit abgelaufen oder wird die Belichtung durch Betätigung des Stop-Tasters S3 beendet, so erscheint automatisch wieder die eingestellte Zeit auf der Anzeige. Die nächste Belichtung kann durch erneutes Drücken der Start-Taste eingeleitet werden.

Mit dem Schalter S2 wird das Vergrößerungsgerät auf Dauerlicht geschaltet. Um in der Dunkelheit Verwechslungen etwa mit dem Bereichsschalter zu vermeiden, sollte der Dauerlichtschalter an einer Seitenwand des Gehäuses eingebaut werden.

Die Schaltung

Bild 1 zeigt die Schaltung der Dunkelkammeruhr.

Als Zeitnormal wird die 50-Hz-Netzfrequenz herangezogen, die für solche Zwecke ausreichend genau ist. Die hinter dem Brückengleichrichter anstehende 100-Hz-Frequenz wird einem CMOS-Gatter (IS1) zugeführt, das daraus annähernd eine Rechteckschwingung formt. Diese wird in den beiden Dezimalteilern IS2 und IS3 auf 10 Hz bzw. 1 Hz heruntergeteilt und über den Schalter S1 und einen Inverter den Zählstufen zugeführt. Gleichzeitig wird über diesen Schalter der Dezimalpunkt der Anzeige eingeschaltet. Bei den

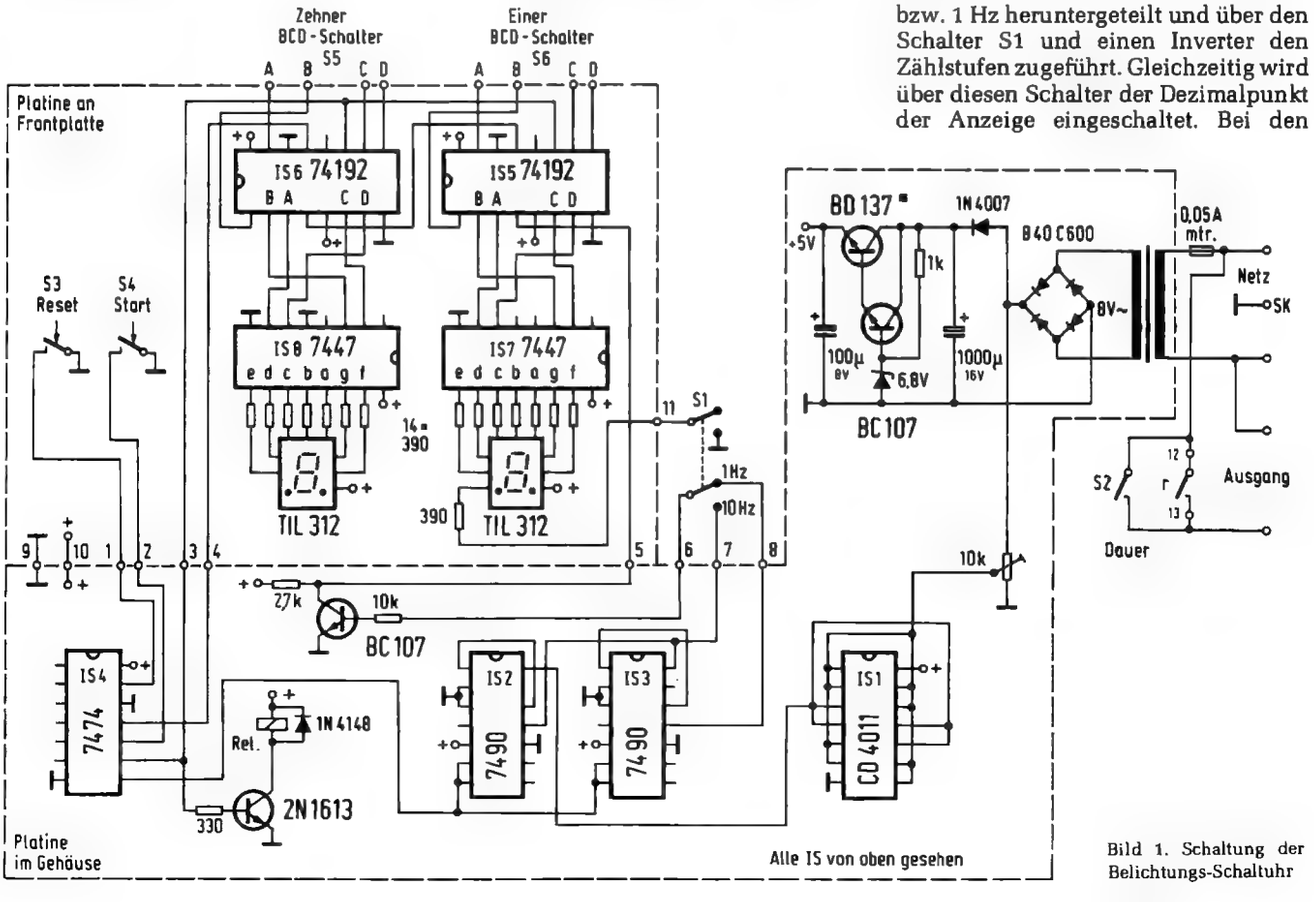


Bild 1. Schaltung der Belichtungs-Schaltuhr

Zählstufen IS5 und IS6 handelt es sich um voreinstellbare, dezimale Vor- und Rückwärts-Zähler 74192. Über die beiden BCD-Drehschalter S5 und S6 werden die beiden Zähler im Ruhezustand geladen. Die jeweils in den Zählern stehenden BCD-Zahlen werden in IS7 und IS 8 decodiert und auf den LED-Siebensegmentanzeigen dargestellt.

Das Flipflop in IS4 übernimmt die Ablaufsteuerung. Im Ruhezustand liegt der Ausgang Q auf L, d.h. das Relais ist abgeschaltet, und die Zähler befinden sich im Ladezustand. Wird nun die Start-Taste betätigt, so wird Ausgang Q auf H gesetzt, damit über das Relais der Vergrößerer eingeschaltet und die Zähler vom Lade- in den Zählzustand gebracht.

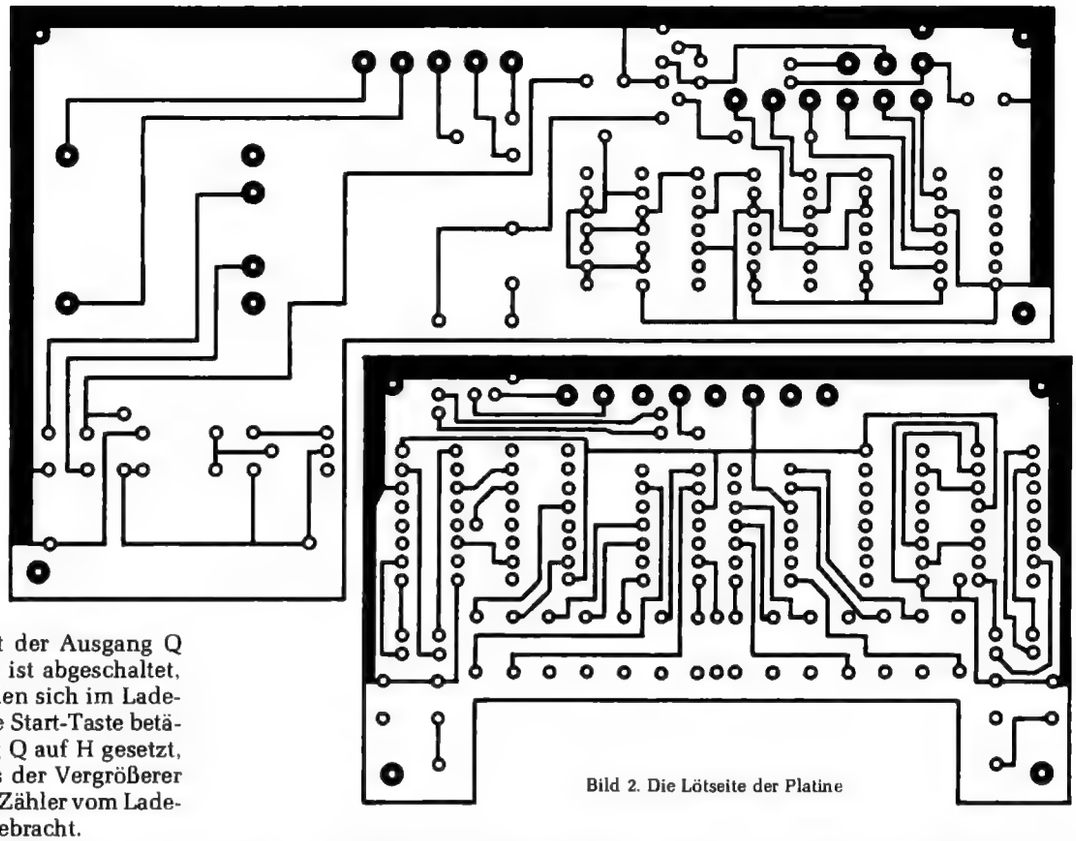
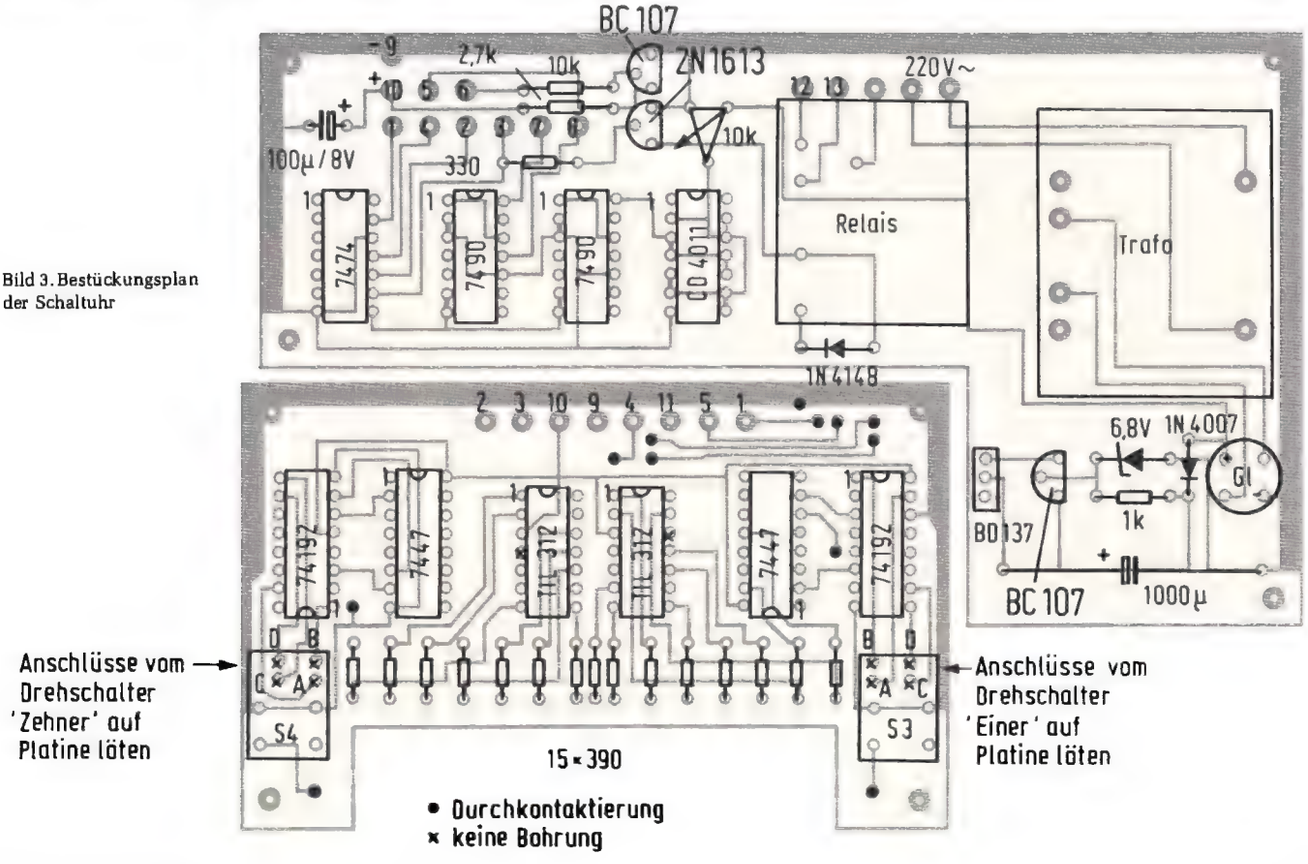


Bild 2. Die Lötseite der Platine

Mit der anliegenden Taktfrequenz zählen die Zählstufen abwärts. Haben sie den Zustand 0 erreicht, so löst der nächste Taktschritt einen Übertrag an IS6 aus, der das Flipflop wieder zurücksetzt. Damit erlischt die Vergrößerungslampe, und auf den Anzeigen erscheint wieder die eingestellte Zeit.

Wenn der negative Übertrag der Zählstufen das Flipflop zurücksetzt, so spart man zwar die aufwendige Dekodierung für den Zustand 0, handelt sich



Anschlüsse vom Drehschalter 'Zehner' auf Platine löten

Anschlüsse vom Drehschalter 'Einer' auf Platine löten

Bild 3. Bestückungsplan der Schaltuhr

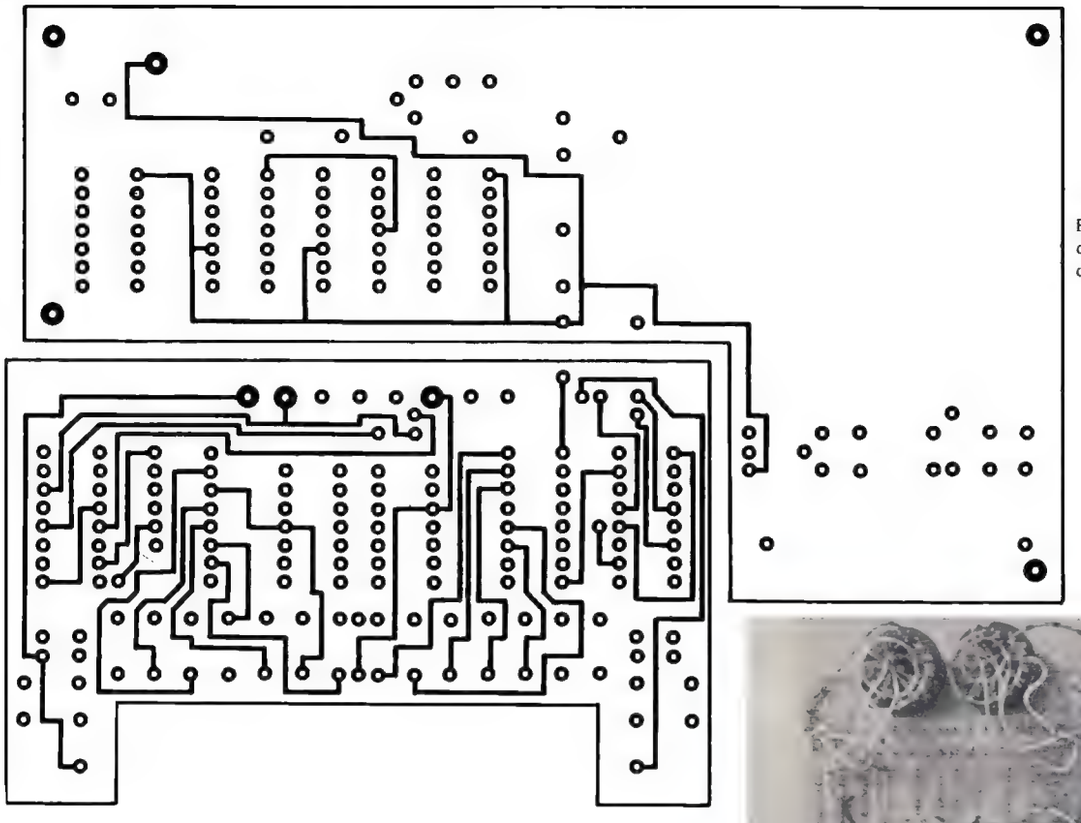


Bild 4. Leiterbahnen auf der Bestückungsseite der Platine

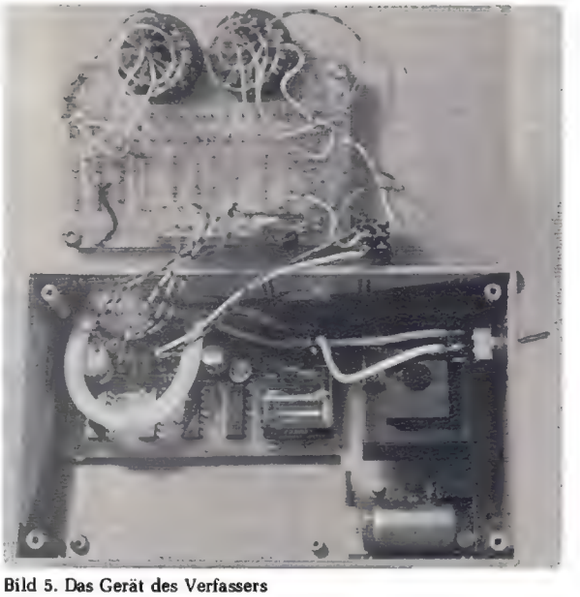


Bild 5. Das Gerät des Verfassers

jedoch den Nachteil ein, daß die Null ebenfalls einen Takt lang stehen bleibt, d.h. die Belichtungszeit wäre immer einen Takt länger als eingestellt. Um das zu beheben, werden die Dezimalteiler IS2 und IS3 im Ruhezustand von der Ablaufsteuerung auf 9 vorgesetzt. Durch diese Maßnahme kommt der erste Zählimpuls nach 1/100 bzw. 1/10 Sekunde, d. h. die Anzeige springt nach dem Start-Signal sofort auf die nächstkleinere Zahl.

Das Netzteil ist sehr einfach aufgebaut, reicht aber in diesem Fall vollkommen aus. Die Stromaufnahme der Schaltung beträgt maximal etwa 420 mA bei 5 V. An den Leistungstransistor BD 137 sollte ein Kühlblech von etwa 2 cm x 3 cm angeschraubt werden. Die Netzsicherung befindet sich in einem Schraubsicherungshalter an der Rückwand des Gehäuses. Auf einen Netzschalter wurde bewußt verzichtet, weil in den meisten Dunkelkammern die Netzspannung zentral geschaltet wird, um bei Arbeitsbeginn oder -ende alle Geräte schalten zu können.

Der Aufbau

Wie *Bild 2*, *Bild 3* und *Bild 4* zeigen, wurde die Schaltung auf zwei doppelseitig kupferkaschierten Platinen aufgebaut. Auf der einen, die direkt an die Frontplatte geschraubt wird, befinden sich die Zählstufen, die Decoder, die Siebensegmentanzeigen die beiden Digitast-Schalter S3 und S4; auf der anderen, die im unteren Gehäuseteil befestigt wird, befinden sich das Netzteil, die Takterzeugung und die Ablaufsteuerung.

Baut man an den im Bestückungsplan (Bild 3) mit den Zahlen 1...13 bezeichneten Stellen Lötstifte und Steckhülsen ein, so kann man die beiden Platinen und damit auch die beiden Gehäuseteile zu Servicezwecken gut trennen.

Wie *Bild 5* zeigt, wurde das Gerät des Verfassers in ein Teko-Gehäuse Typ 362 eingebaut. Die Frontplatte sollte aus Sicherheitsgründen geerdet werden.

Die Inbetriebnahme

Nach dem Bestücken und Löten der Platinen sollte nochmals kontrolliert werden, ob kein Lötpunkt vergessen wurde. Dies gilt vor allem für Bauelemente, die sowohl auf der Vorder- als auch der Rückseite verlötet werden müssen. Bevor die Verbindung zwischen der Netzteil- und der Zählerplatine hergestellt wird, sollte das Netzteil geprüft werden: An Punkt 10 muß eine Spannung von 5 V anstehen. Ist dies der Fall, können die beiden Platinen miteinander verbunden werden.

Nach dem Anlegen der Spannung und Betätigen der Stop-Taste muß die eingestellte Zeit auf den Anzeigen sichtbar sein. Dreht man die Schalter von 0 bis 9, so kann man die einwandfreie Decodierung und Übernahme der Zahlen in die Zähler kontrollieren. Als nächstes wird mit dem 10-kΩ-Trimmer die Triggerstufe eingestellt.

Schließt man an Punkt 8 ein Vielfachmeßinstrument an, so muß der Zeiger bei richtiger Einstellung des Trimmers im Sekundenrhythmus schwanken. Nach diesem Abgleich drückt man die Start-Taste. Das Relais muß anziehen und nach dem Ablauf der eingestellten Zeit wieder abfallen. Das Gerät ist damit für den Einsatz in der Dunkelkammer betriebsbereit.

Der springende Punkt

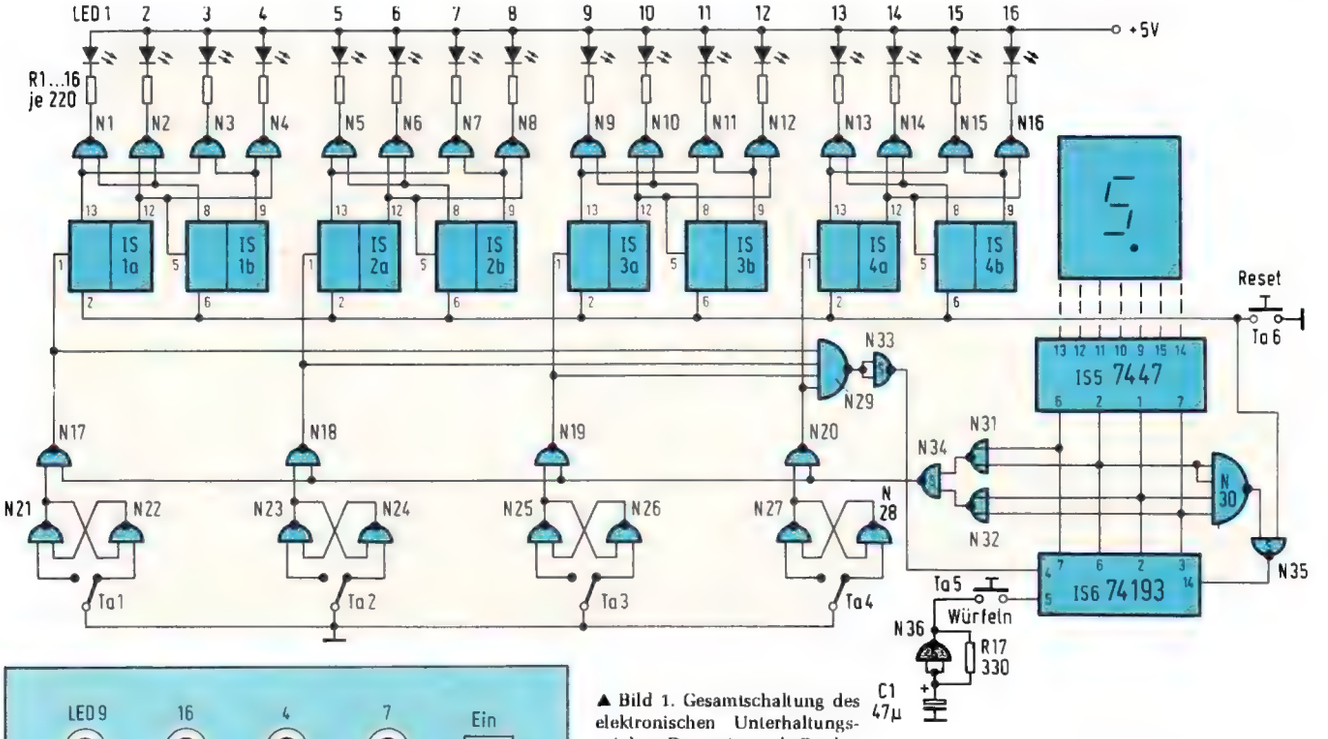
Arno Ruff

Im folgenden Aufsatz wird ein interessantes elektronisches Unterhaltungsspiel vorgestellt, an dem sich beliebig viele Personen beteiligen können. Im Gerät ist bereits ein elektronischer Würfel integriert, dessen Wurf-Ergebnis auf einem Minitron angezeigt wird.

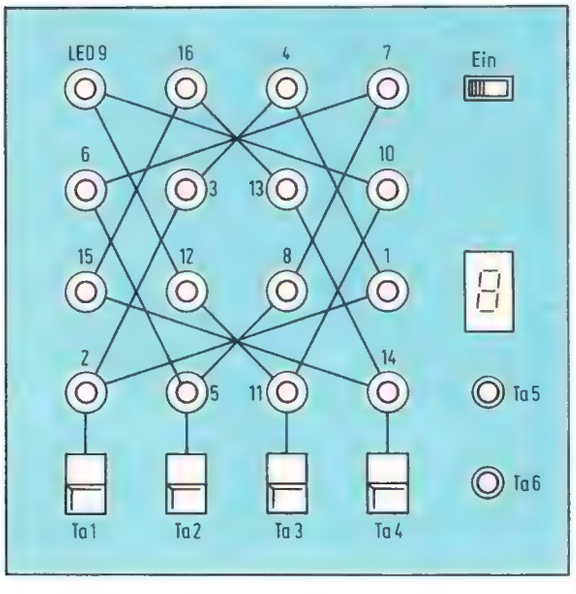
Die Spielregel: Es wird reihum (elektronisch) gewürfelt, anschließend tastet man die entsprechenden Züge ein. Ziel dieses Spieles ist es, vier LED in horizontaler, vertikaler oder diagonaler Richtung zum Leuchten zu bringen (Quadriga). Zu Beginn des Spiels und nach jedem Quadriga-Erfolg wird die Reset-Taste Ta 6 betätigt. Damit leuchten die Lumineszenzdioden 1, 5, 9 und 13 (*Bild 2*). Der erste Spieler drückt nun die Würfel-Taste Ta 5. Danach zeigt das Minitron die Anzahl der Schritte an, die mit den Tasten Ta 1...4 einzugeben sind. Wurde eine „0" gewürfelt, darf die Taste noch einmal betätigt werden.

Die Eingabetasten können beliebig oft gedrückt werden, jedoch zusammen nicht mehr als die gewürfelte Zahl. Bei jedem Tastendruck zählt das Minitron nämlich wieder rückwärts und sperrt die Eingabe, sobald die Anzeige Null erreicht. Der Spieler muß genau zu diesem Zeitpunkt eine Quadriga zustande gebracht haben. Ist ihm dies – durch etwas Knobelei – gelungen, erhält er einen Punkt, und es folgt ein neues Spiel. Hat er sein Ziel jedoch nicht erreicht, spielt der nächste Teilnehmer weiter, ohne vorher die Reset-Taste zu drükken. Bringt ein Spieler bereits vor Erreichen der „0" eine Quadriga zustande, so ist dies ohne Bedeutung. Er muß so lange weiter die Eingabetasten drükken, bis das Minitron Null anzeigt.

Auf das Spielfeld zeichnet man die Verbindungslinien der vier zu einem Schieberegister gehörenden LED, sowie die Verbindung zur entsprechenden Eingabetaste. Der Spieler kann so leichter erkennen, welche Taste und wie oft diese zu betätigen ist, um eine Quadriga zu erreichen. Die Leuchtpunkte springen jeweils einen Schritt im Uhrzeigersinn entlang den Verbindungslinien.



▲ Bild 1. Gesamtschaltung des elektronischen Unterhaltungsspieles „Der springende Punkt"



◀ Bild 2. Vorschlag für die Gestaltung des Spielfeldes

Die Schaltung

Zur Eingabe der Schritte dienen Digitasten der Fa. Schadow (Ta 1...4) mit nachfolgender Entprellschaltung. Diese besteht aus je zwei NAND-Gattern N 21...28. Ihre Ausgänge sind an je ein Torgatter N 17...20 geführt, das nur geöffnet wird, wenn am Ausgang des NAND N 34 logisch 1 liegt. Im Ruhezustand haben die Ausgänge der Torgatter H-Potential. Der Ausgang des Vierfach-NAND N 29 ist damit logisch 0, der des als Inverter geschalteten NAND N 33 log. 1. Damit ist der Rückwärts-Zähleingang des Zählerbausteines 74193 (74192) gesperrt. Auch der Vor-

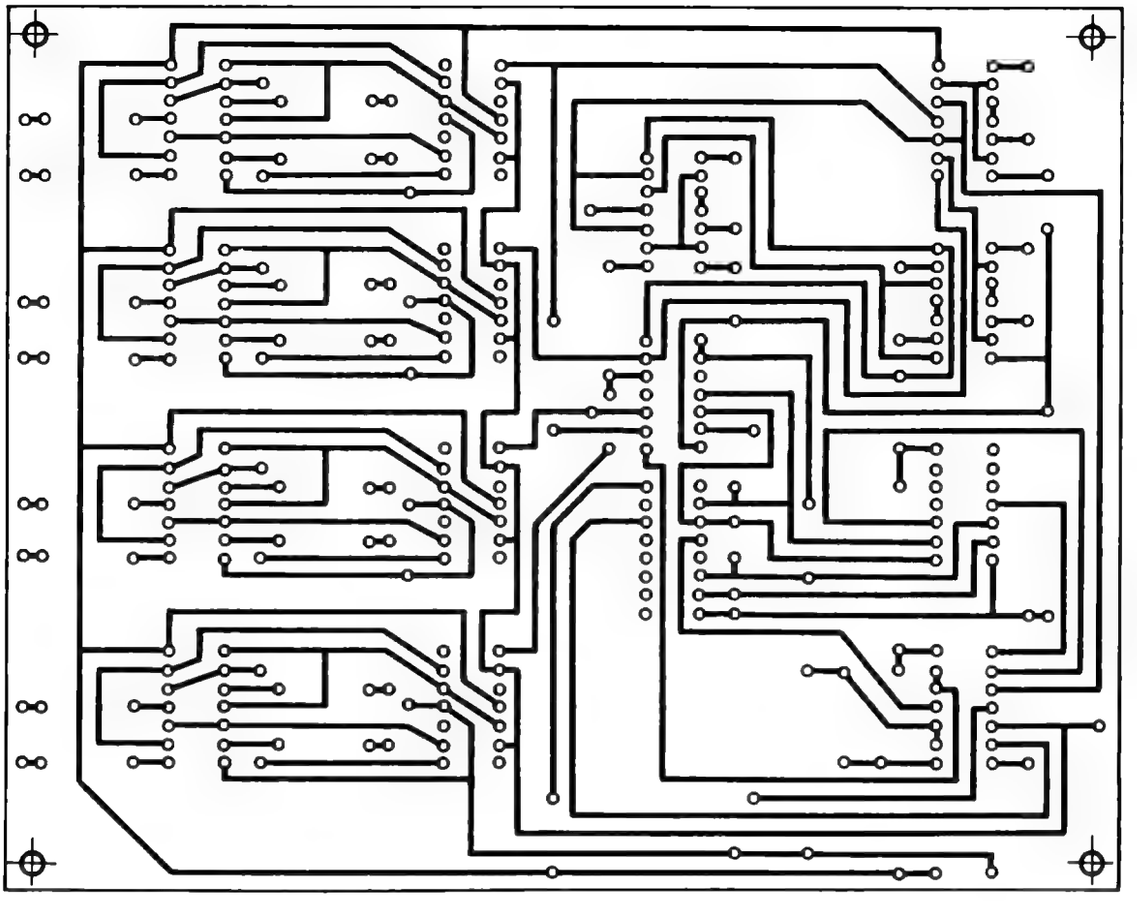


Bild 3. Leiterbahnseite der Steuerplatine

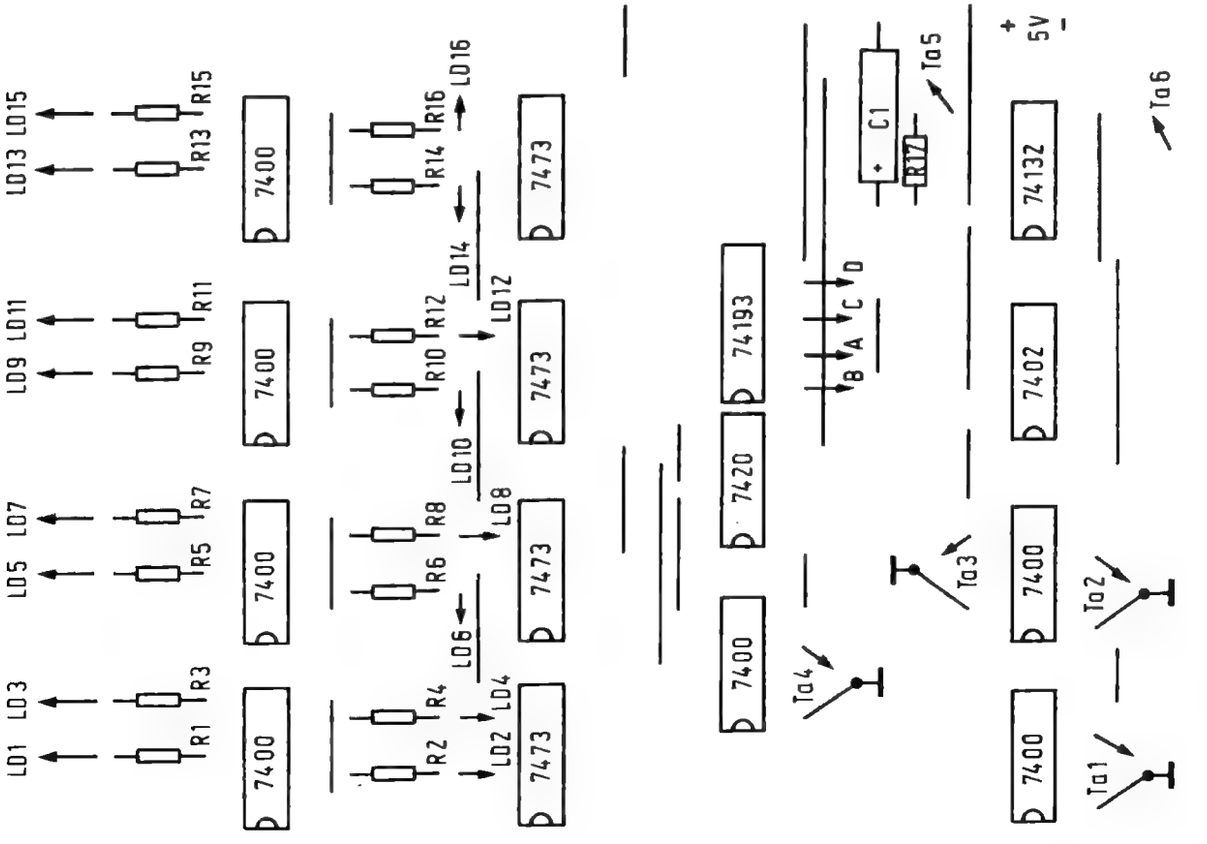


Bild 4. Bestückungsplan zur Steuerplatine

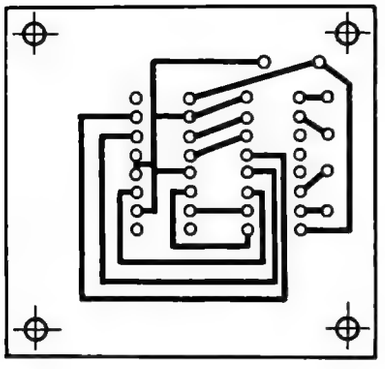


Bild 5. Die Anzeigeplatine

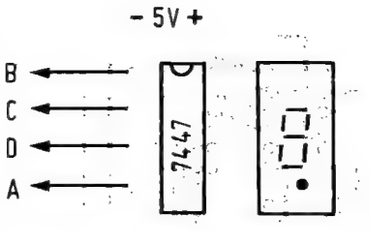


Bild 6. Bestückung der Anzeigeplatine. Die Anschlüsse A, B, C und D sind mit den gleich bezeichneten Punkten der Steuerplatine zu verbinden

wärts-Zähleingang ist gesperrt, da er, solange Ta 5 nicht betätigt wird, als offener Eingang auf logisch 1 liegt. Wird jetzt Ta 5 gedrückt, gelangen die vom astabilen Multivibrator N 36 erzeugten L-Impulse auf den Vorwärts-Eingang des Zählers. Durch die Anordnung N 30/N 35 wird erreicht, daß dieser, wie ein normaler Würfel, nur bis 6 zählen kann.

Die Ausgänge des Zählers steuern über einen BCD-7-Segment-Decoder 7447 das Minitron. Wird eine der Tasten Ta 1...4 gedrückt, geht der entsprechende Ausgang des Torgatters auf L. Zugleich wird auch der Inverter-Ausgang N 33 logisch 0. Dieser Impuls läßt den Zähler rückwärts zählen, da ja inzwischen der Vorwärts-Eingang wieder offen und damit gesperrt ist. Erreicht der Zähler die Stellung Null, so gehen die Ausgänge beider NOR-Gatter N 31 und 32 auf H. N 34 wird L und sperrt die Tor-Schaltung, so daß das Betätigen der Eingabetasten wirkungslos bleibt. Die durch die Eingabetasten erzeugten Impulse triggern je ein in Serie geschaltetes JK-Master-Slave-Flipflop 7473. Dieses arbeitet in Verbindung mit den vier angeschlossenen NAND als 4-Bit-Schieberegister.

Wie die *Tabelle* zeigt, liegt im Reset-Zustand des Flipflops an beiden $\overline{Q}$-Ausgängen H, dies bedeutet, daß Gatter N 1 öffnet und LED 1 Strom erhält. Die Gatter N 2, N 3 und N 4 sperren. Nach dem ersten Takt öffnet N 2; N 1, N 3 und N 4 sind gesperrt. N 3 und N 4 arbeiten analog. Die Ausgänge dieser vier NAND-Gatter steuern über 220-Ω-Strombegrenzungswiderstände die Lumineszenzdioden, die einzeln nacheinander aufleuchten. Zum Betrieb wird eine stabilisierte 5-V-Spannung benötigt; der Stromverbrauch beträgt etwa 400 mA.

Der Aufbau

Die Schaltung wurde auf zwei Platinen aufgeteilt: Eine Platine enthält die eigentliche Logik des Spiels, also sozusagen den „Prozessor" (*Bild 3*, Bestükkungsplan in *Bild 4*), und die zweite Platine dient zur Anzeige. Sie enthält das Minitron und den Siebensegment-Decoder (*Bild 5*), Bestückung nach *Bild 6*).

Tabelle 2 gibt einen Überblick über die zum Aufbau benötigten Bauelemente.

Tabelle 1. Wahrheitstabelle

Takt-impulse	Ausgänge $\overline{Q}1$ (13)	Q1 (12)	$\overline{Q}2$ (8)	Q2 (9)	LED
0	H	L	H	L	1
1	L	H	H	L	2
2	H	L	L	H	3
3	L	H	L	H	4
4	H	L	H	L	1

Tabelle 2. *Stückliste*

4 IS 7473 = IS 1...4
1 IS 7447 = IS 5
1 IS 74193 (oder 74192) = IS 6
7 IS 7400 = N 1...28
1 IS 7420 = N 29...30
1 IS 7402 = N 31...32
1 IS 74132 = N 33...36
1 Minitron
16 Lumineszenzdioden
16 Widerstände 220 Ω
1 Widerstand 330 Ω
1 Elko 47 µF
4 Digitasten (erhältlich bei Fa. Völkner, Braunschw.)
2 Miniatur-Drucktasten

Ing. (grad.) W. Brettschneider
Ing. (grad.) E. Niebisch
Prof. Dr. Ing. G. Schnell

Nach der Beschreibung der restlichen Baugruppen des Meßgerätes wenden sich die Autoren dem Aufbau und dem Abgleich zu. Letzterer ist übrigens nicht ganz problemlos.

Tonhöhenschwankungs-Meßgerät

2. Teil

Die neun Baugruppen

Der Eingangsverstärker

Der Eingangsverstärker ist als Elektrometerverstärker aufgebaut, um das Meßobjekt nicht zu sehr zu belasten.

Die Verstärkung beträgt:

$$v = 1 + \frac{4{,}7\ \text{M}\Omega}{0{,}47\ \text{M}\Omega} = 11$$

Der Eingang muß gleichspannungsmäßig entkoppelt werden, da sonst bei einer dem Meßsignal überlagerten Gleichspannung der Operationsverstärker übersteuert werden könnte. Das Koppelglied 47 nF, 470 kΩ ist so dimensioniert, daß der nach DIN 45 507 geforderte Eingangswiderstand von 300 kΩ überschritten wird und die Grenzfrequenz weit unterhalb von 3150 Hz liegt.

Der Begrenzerverstärker

Dem Eingangsverstärker ist ein Begrenzerverstärker als Signalformer nachgeschaltet. Die Gegenkopplung erfolgt hierbei durch eine 4,7-V-Z-Diode. Da der Verstärker das Eingangssignal invertiert, muß der positive Teil des Eingangssignals unterdrückt werden, damit am Ausgang eine positive Ausgangsspannung ansteht. Dies geschieht durch die nach Masse geschaltete Diode BAY 83. Die Spannung nach dem Begrenzer ist daher positiv, etwa rechteckförmig und auf ca. 4 V begrenzt.

Außerdem wird vom Begrenzerverstärker eine Schaltstufe angesteuert, die die „Signal"-LED ansteuert. Sie zeigt dem Benutzer des Meßgerätes an, ob ein genügend großes Eingangssignal anliegt.

Signalnormierung und Frequenzdiskriminator

Von der ansteigenden Flanke der Ausgangsspannung des Begrenzerverstärkers wird das nachfolgende Monoflop 74 121, das zur Signalnormierung verwendet wird, getriggert.

Das in seiner Amplitude konstante Ausgangssignal des Monoflops von

etwa 3,4 V wird an dem nachfolgenden RC-Glied aufintegriert. Da sich, je nachdem, ob die Eingangsfrequenz höher oder tiefer als die Pilotfrequenz ist, die Pausenzeit des Monoflops ändert, wird der Kondensator mehr oder weniger aufgeladen. Die Differenz der Kondensatorspannung zur Sollspannung bei der Pilotfrequenz stellt das Meßwert-Nutzsignal dar.

Mit Hilfe des nachfolgenden Differenzverstärkers wird diejenige Gleichspannung, welche am Kondensator bei der Pilotfrequenz anliegt, kompensiert und das Träger- und Modulationssignal ca. 5fach verstärkt. Die Kompensation auf Null erfolgt mit dem Potentiometer P 1, das von außen einstellbar ist („Eichen"). Der Abgleich erfolgt bei gedrückter Eichtaste, so daß die intern erzeugte Frequenz von 3150 Hz am Eingang anliegt.

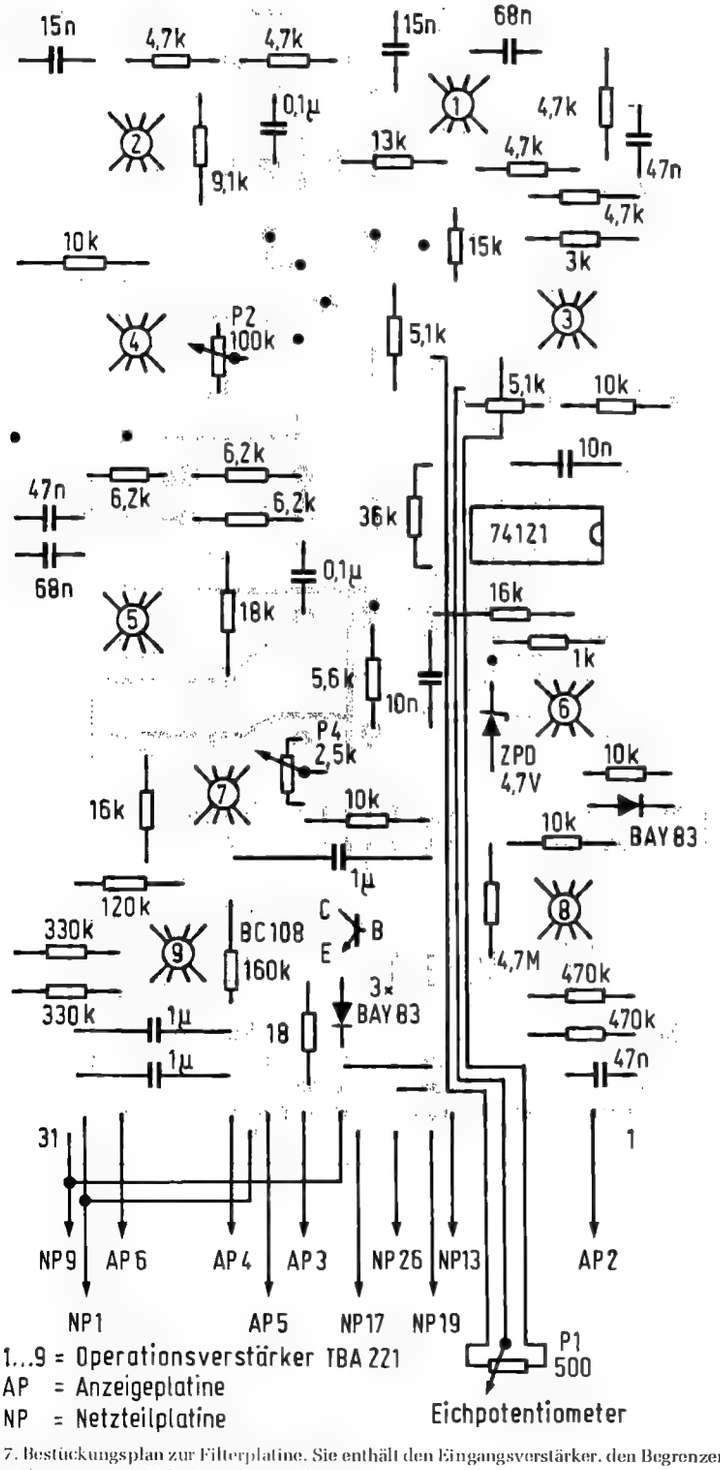


Bild 7. Bestückungsplan zur Filterplatine. Sie enthält den Eingangsverstärker, den Begrenzer, den Diskriminator und das Bewertungsfilter

Das Tiefpaßfilter

Das Ausgangssignal des Frequenzdiskriminators muß auch von Resten der Meßfrequenz (3150 Hz) befreit werden. Dies geschieht durch zwei hintereinandergeschaltete aktive Tiefpässe 5. und 3. Ordnung [3], die durch einen Verstärker getrennt sind. Dessen Verstärkung (P 2) kann zu Abgleichzwekken 1-...11fach eingestellt werden. Die eingestellte Verstärkung ist etwa 6fach. Die Tiefpässe haben eine Butterworth-Charakteristik und folgende gemessene Grenzfrequenzen:
5. Ordnung: ca. 780 Hz, Dämpfung ca. 88 dB/Dek.
3. Ordnung: ca. 620 Hz, Dämpfung ca. 55 dB/Dek.

Drift-Anzeige

Das Tiefpaß-Ausgangssignal wird nun direkt dem Meßverstärker für die Drift-Anzeige zugeführt. Dieser ist galvanisch gekoppelt, da auch Gleichspannungen angezeigt werden müssen. Durch Tastendruck wird die Verstärkung für die drei Meßbereiche 0,5 %, 2,5 % und 5 % geschaltet und der Meßwert mit einem Drehspulinstrument ±50 µA zur Anzeige gebracht. Der Nullpunkt des Drift-Instrumentes liegt in der Mitte der Skala.

Das DIN-Bewertungsfilter

Bei bewerteter Flutter-Messung gelangt das Meßsignal über das DIN-Bewertungsfilter zum Meßverstärker. Das Bewertungfilter besteht aus einem Hochpaß und einem nachfolgenden Tiefpaß. Mit dem Rückkopplungswiderstand P 4 (2,5 kΩ) kann die Verstärkung dieses aktiven Tiefpasses so eingestellt werden, daß die Dämpfung 0 dB bei 4 Hz beträgt. Bei linearer (unbewerteter) Messung wird das Bewertungsfilter überbrückt und das Meßsignal direkt dem Flutter-Meßverstärker zugeführt.

Flutter-Anzeige

Die Ankopplung an den Meßverstärker erfolgt über einen relativ großen Kondensator, da die untere Grenzfrequenz kleiner als 0,2 Hz sein muß. Es können drei Meßbereiche eingeschaltet werden: 0,3 %, 1,5 % und 3 %. Da der Spitze-Spitze-Wert zur Anzeige gebracht werden soll, ist dem Meßverstärker ein Greinacher-Gleichrichter nachgeschaltet, dessen Ausgangsspannung von einem Drehspulinstrument mit einer Empfindlichkeit von 30 µA angezeigt wird. Die Begrenzung des Operationsverstärkers dient somit zugleich als Überlastungsschutz für das Meßinstrument.

Damit der Zeiger des Flutter-Anzeigeinstrumentes beim Drücken der Taste „Eichen" schnell den Nullpunkt erreicht, werden beim Drücken dieser Taste die Ladekondensatoren über 10 kΩ entladen.

Der Quarz-Oszillator

Das Gerät enthält zur Erzeugung der nach DIN 45 507 vorgeschriebenen Meßfrequenz von 3150 Hz einen quarzstabilisierten Oszillator, der auf 3,15 MHz schwingt [4]. Mit Hilfe eines Teilers wird diese Frequenz auf 3150 Hz heruntergeteilt.

Im Rückkopplungszweig liegt dem Quarz ein Trimmkondensator (10...40 pF) in Reihe. Er dient zur Feineinstellung der Oszillatorfrequenz. Dem Ausgang des Frequenzteilers wurde noch ein Spannungsteiler nachgeschaltet, der die Ausgangsspannung auf 0,4 V herunterteilt. Dies ist zur Aussteuerung von Tonbandgeräten ausreichend, der Ausgang ist dadurch kurzschlußfest. Ein Auskoppelkondensator (1 µF, ungepolt) verhindert, daß unerwünschte Gleichspannungsanteile vom Meßgerät auf den Eingang des Prüflings gelangen können und umgekehrt.

Das Netzteil

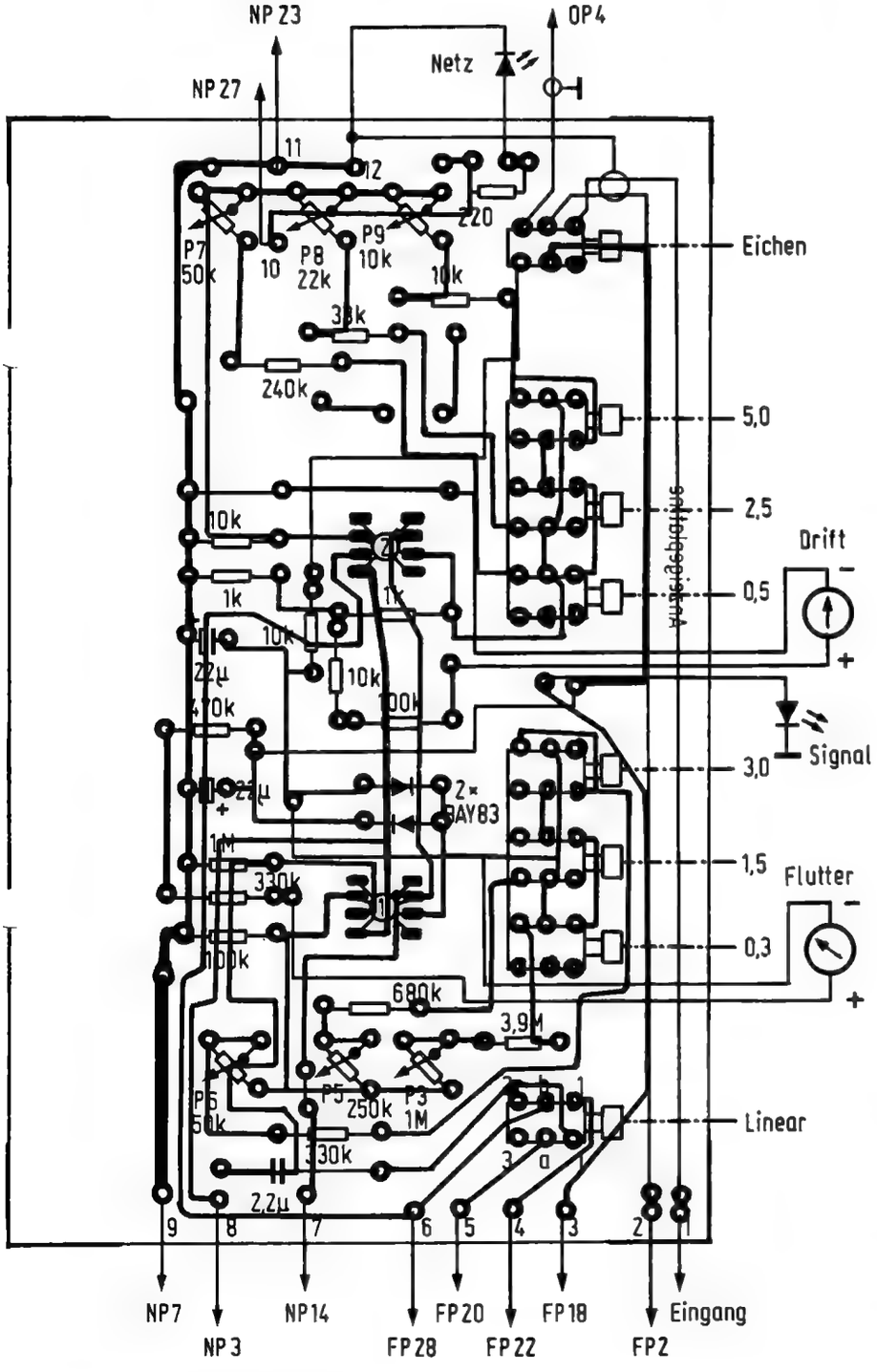
Der Aufbau des Netzteils (*Bild 5*) wurde so konzipiert, daß vier galvanisch getrennte Gleichspannungen zur Verfügung stehen: 5 V, max. 400 mA, für Quarzoszillator, Frequenzteiler und Signalanzeige; 5 V, max. 200 mA, für Monoflop und Netzanzeige; und schließlich ±15 V, max. je 200 mA, für die Operationsverstärker. Alle stabilisierten Spannungen sind kurzschlußfest.

Der Aufbau

Alle Baugruppen wurden auf vier Europakarten (100 mm x 160 mm) untergebracht. Die steckbare Filterplatine trägt die Funktionsgruppen Eingangsverstärker, Begrenzer, Diskriminator, Tiefpaß und Bewertungsfilter. *Bild 6* zeigt die Platine, *Bild 7* den zugehörigen Bestückungsplan.

Die Anzeigeplatine trägt die beiden Anzeigeverstärker, die Greinacherschaltung und die direkt eingelöteten Drucktastensätze. Sie ist fest eingebaut. Die Platine selbst zeigt *Bild 8* und den Bestückungsplan *Bild 9*.

Die Oszillatorplatine ist steckbar. Sie ist in *Bild 10* gezeigt, den Bestükkungsplan zeigt *Bild 11*. Das Netzteil ist auf der vierten Platine untergebracht. Sie ist so ausgelegt, daß auch der Netztransformator darauf Platz findet.



NP = Netzteilplatine
FP = Filterplatine
OP = Oszillatorplatine
1,2 = Operationsverstärker

Bild 9. Bestückungsplan zur Anzeigeplatine

Tabelle 1

Im Gerät verwendete Spezialteile

Drucktasten:	2 Tastensätze mit je 3 Tasten, jede Taste mit 2 x 3 Kontakten, gegenseitig verriegelt
Netztrafo:	El 60/21 mm, 2 x 21 V, 2 x 9 V
Gehäuse:	300 mm x 200 mm x 130 mm (Amtron, Remscheid)
3150-kHz-Quarz	(Wuttke-Quarze. 6000 Frankfurt 70, Hainerweg 271)
Kontaktleisten	3 Buchsenleisten und 3 Steckerleisten DIN 41 617, 31polig

Die im Gerät verwendeten Spezialteile sind in der *Tabelle 1* zusammengefaßt.

Der Abgleich

Der Abgleich des Gerätes ist leider nicht ganz problemlos. Hat man ein handelsübliches Gleichlaufschwankungs-Meßgerät zur Verfügung, so kann man dieses als Vergleichsnormal heranziehen. Allerdings: Den Verfassern standen drei Vergleichsgeräte zur Verfügung und keines zeigte dasselbe an wie die anderen beiden! Sicherer ist deshalb der absolute Abgleich (*Tabelle 2*).

Mit einem langsamen Funktionsgenerator (f = 0,01 Hz bis 10 kHz, z. B. hp 3310 A) steuert man den Wobbel-Eingang eines spannungsgesteuerten zweiten Generators an (z. B. Wavetek 1800). Mit einer Gleichspannungsquelle ist die Feineinstellung der Mittenfrequenz möglich. Mit der Wobbelamplitude

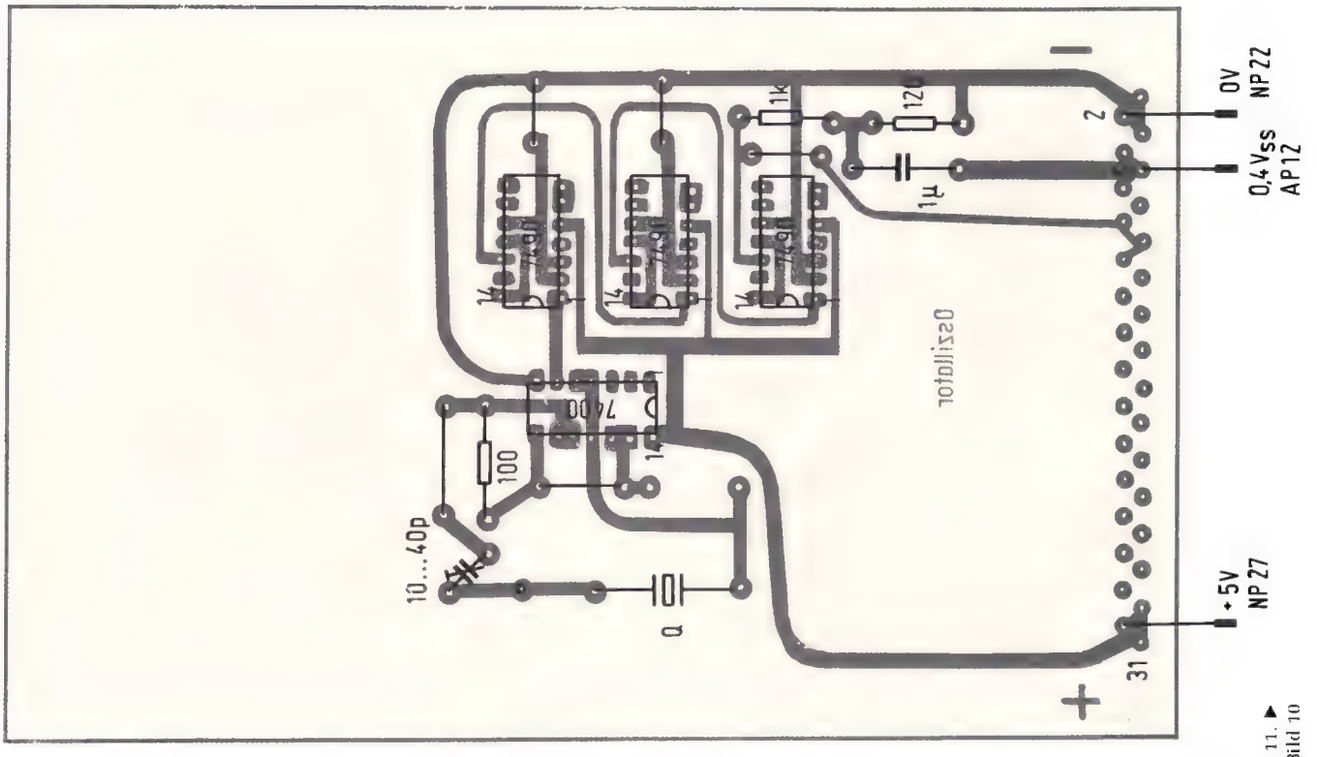


Bild 11. ▲
Bestückungsplan zu Bild 10

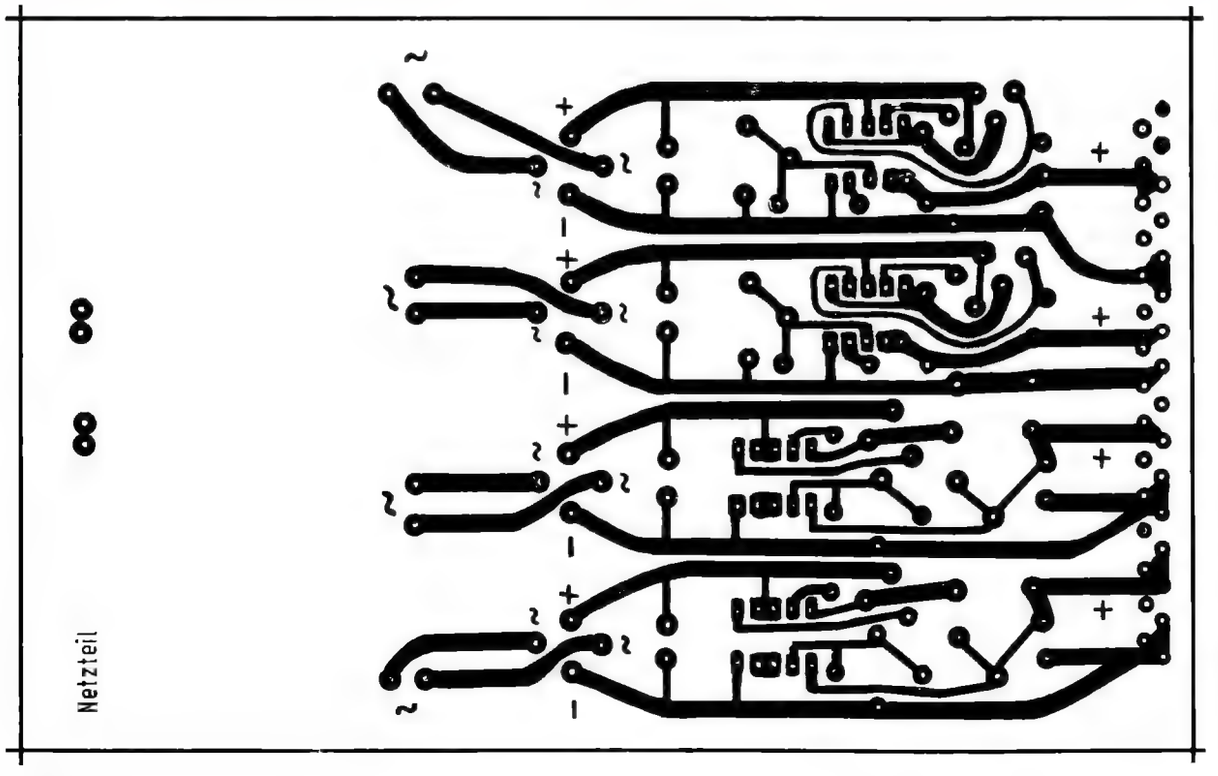


Bild 12. Die Netzteilplatine liefert die vier stabilisierten Spannungen für die Meßschaltungen

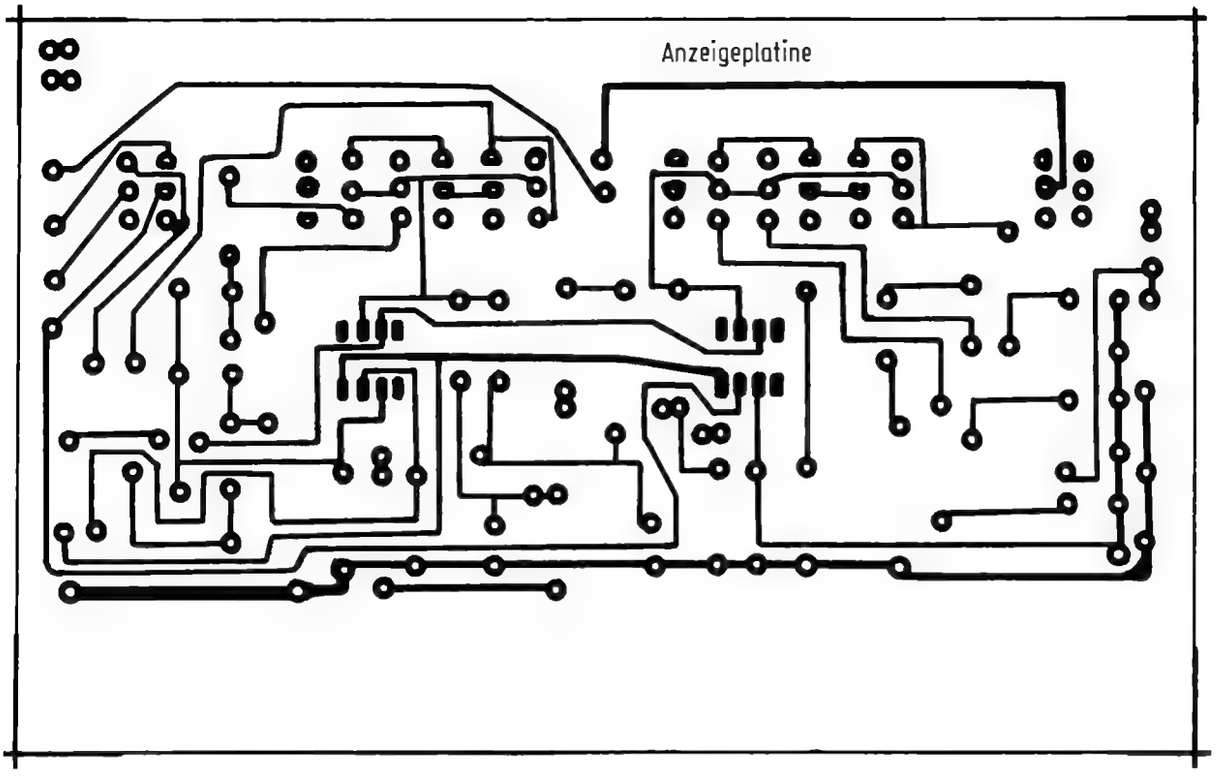


Bild 8. Die Anzeigeplatine

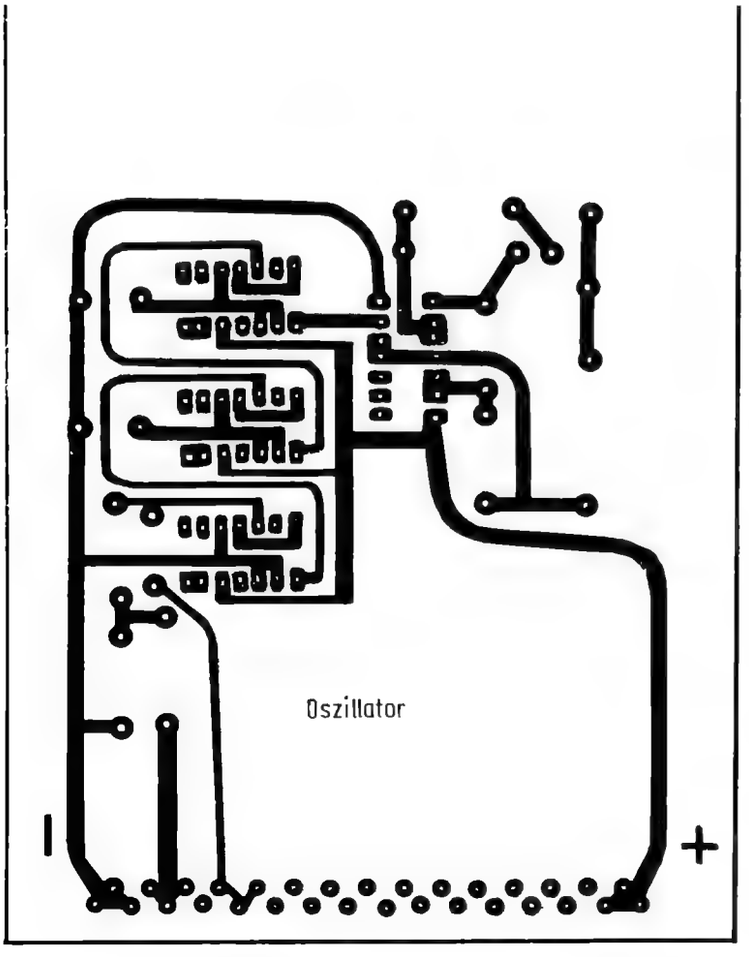


Bild 10. Diese Platine enthält Oszillator und Teiler für die Erzeugung von 3150 Hz

Tabelle 2
(Reihenfolge des Abgleichs)

Regler	Platz	Tastenstellung	Abgleich
P1 (500 Ω)	Frontplatte	Eich-Taste gedr., Drift ±0.5 %	Drift auf 0
P2 (100 kΩ)	Filterplatine	Eich-Taste nicht gedrückt, linear, Flutter 0.3 %	Grobeinstellung Flutter Vollausschlag
P3 (1 MΩ)	Anzeigeplatine	Eich-Taste nicht gedrückt, linear, Flutter 0.3 %	Flutter Vollausschlag
P4 (2.5 kΩ)	Filterplatine	Eich-Taste nicht gedrückt, bewert., Flutter 0.3 %	Flutter Vollausschlag bei 4 Hz
P5 (250 kΩ)	Anzeigeplatine	Eich-Taste nicht gedrückt, linear, Flutter 1.5 %	Flutter Vollausschlag
P6 (50 kΩ)	Anzeigeplatine	Eich-Taste nicht gedrückt, linear, Flutter 3 %	Flutter Vollausschlag
P1 (500 Ω)	Frontplatte	Eich-Taste gedr., Drift ±0.5 %	Drift auf 0
P7 (50 kΩ)	Anzeigeplatine	Eich-Taste nicht gedrückt, Drift ±0.5 %	Drift Vollausschlag
P8 (22 kΩ)	Anzeigeplatine	Eich-Taste nicht gedrückt, Drift ±2.5 %	Drift Vollausschlag
P9 (10 kΩ)	Anzeigeplatine	Eich-Taste nicht gedrückt, Drift ±5 %	Drift Vollausschlag

kann man eine Frequenzmodulation mit 4 Hz von 3 %, 1,5 %, 0,3 % einstellen. Für die Drift-Anzeige wird der Wobbel-Eingang nur über eine feineinstellbare Gleichspannungsquelle angesteuert. Die Tabelle 2 zeigt (in der Reihenfolge des Vorgehens) die jeweiligen Einstellpunkte.

Die Arbeit wurde im Labor für elektrische Meßtechnik der Fachhochschule Frankfurt/Main ausgeführt. Die Autoren bedanken sich bei den Herren Gerber, Pons und Oehler vom Hessischen Rundfunk für die Unterstützung bei Vergleichsmessungen.

Literatur

[1] DIN-Vorschriften 45 507 und 45 511.

[2] *Christian, E.*: Normgemäße Meßverfahren der Magnettontechnik. FUNKSCHAU 1976, H. 11, 12, 13.

[3] *Vahldiek, H.*: Aktive RC-Filter, München 1972.

[4] *Wuttke*: Quarz-1 x 1 und Oszillatorschaltungen. Frankfurt/M., Hainerweg 271.

[5] *Müller, O.*: Einfaches Tonhöhenschwankungsmeßgerät. FUNKSCHAU 1974, Heft 1.

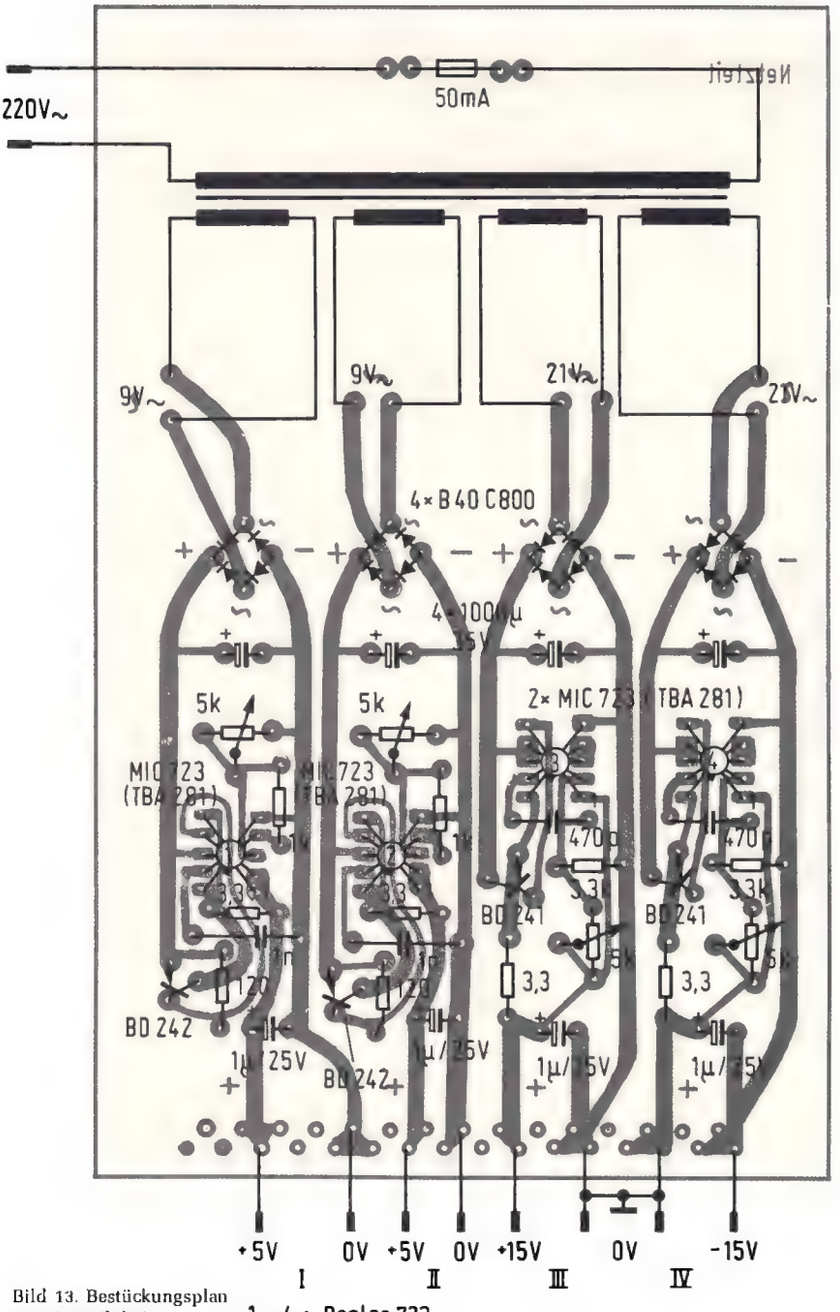


Bild 13. Bestückungsplan zur Netzteilplatine

2-m-Mini

FUNKSCHAU 1977, Heft 14, S. 659

Beim Nachbau des 2-m-Mini traten manchmal Schwierigkeiten wegen einer wilden Schwingneigung des Senders auf. Ein 1,5-kΩ-Widerstand parallel zu L 5 verhindert dies.

Sollten im Empfänger die Quarze nicht gleich anschwingen, so kann der Kondensator an der Basis des Oszillatortransistors von 100 pF auf etwa 47 pF verringert werden. Eine eventuelle Schwingneigung der Hf-Vorstufe kann beseitigt werden, wenn die Gehäuse der Vorstufen- und Mischertransistoren an Masse gelegt werden. Sollte auch das noch nicht helfen, muß der Eingangskreis mit etwa 100 Ω bedämpft werden; gerade in Verbindung mit Wendelantennen hoher Güte kann diese Maßnahme erforderlich werden.

Das Schaltbild (Bild 3) enthält einige kleine Fehler. Die Pins 2 und 10 der TBA 915 müssen an Masse liegen; außerdem fehlt in Bild 3 der 150-kΩ-Widerstand zwischen Pin 9 dieser IS und der „+E"-Leitung. Die Platine enthält diese Fehler nicht; vergleichen Sie aber vor dem Einsetzen der TBA 915 die Pinbelegung und insbesondere die Position der Markierungsnase mit der Schaltung. Eine einmal eingesetzte IS läßt sich nur sehr schwer wieder auslöten!

Verwendet man nicht eine 9-V-Kompaktbatterie, sondern eine etwas leistungsfähigere Ausführung, so läßt sich die Sendeleistung bis auf etwa 0,3 W erhöhen, wenn ein geeigneter Endtransistor, z. B. der Typ 2 N 3866, eingesetzt wird. Allerdings steigt der Stromverbrauch des Senders dabei auf über 100 mA.

Je nach verwendetem Lautsprecher kann die Modulationsqualität durch Ändern der beiden 1-µF-Elkos im Modulationsverstärker verbessert werden, da sich so der Frequenzgang beeinflussen läßt.

Noch ein Tip zum Aufbau: Gerade bei der Verdrahtung der Quarze ist auf kürzestmögliche Verbindungen zu achten. Eitelkeit, was eine „schöne", rechtekkige Leitungsführung angeht, ist hier fehl am Platze und kann zu unbefriedigenden Ergebnissen führen.

Wem übrigens auch die 15 cm lange Wendelantenne noch zu groß ist, der sei auf unsere Schwesterzeitschrift ELO verwiesen; in Heft 9/1977 ist eine nur 4 cm lange Ausführung beschrieben.

Fe.

Friedrich Bayer

In der Abteilung „Nachbausichere Bauanleitungen" des FUNKSCHAU-Preises 1977 gewann dieser Beitrag den ersten Preis. Es handelt sich hierbei um ein digitales Verstärkungsmeßgerät, mit dessen Hilfe der Praktiker auch Transistoren 2. Wahl, wie sie oft im Versandhandel zu haben sind, gezielt aussuchen kann.

Digitales Transistor-Verstärkungsmeßgerät

Die meisten Hobby-Elektroniker entscheiden sich aus finanziellen Gründen oft für den Kauf von Sonderangeboten, bei denen jedoch die Qualität der Bauteile sehr unterschiedlich sein kann, so daß eine eigene „Wareneingangskontrolle" unerläßlich ist.

Bei Transistoren interessieren insbesondere die Stromverstärkung und der zulässige Kollektorstrom. Während der maximale Kollektorstrom schon aus der Gehäuseform ungefähr abzuschätzen ist, benötigt man für die Messung der Stromverstärkung mindestens je ein Amperemeter für den Basis- und Kollektorstromkreis und zusätzlich noch ein Voltmeter zur Messung der Kollektor-Emitter-Spannung. Bei einer vergleichenden Messung unterschiedlicher Transistoren ist es notwendig, entweder die Ausgangsgrößen, d. h. I_C und U_{CE}, konstant zu halten, oder man mißt bei konstanten Eingangsgrößen I_B und U_{CE}. Würde man diese Einschränkung nicht beachten, wären die Meßergebnisse unbrauchbar, denn der Stromverstärkungsfaktor ändert sich in Abhängigkeit vom Kollektorstrom, der Kollektor-Emitter-Spannung sowie der Temperatur (*Bild 1*).

Die hier vorgestellte Schaltung (*Bild 3*) mißt den Kollektor- und Basisstrom und führt die Rechenoperation $I_C : I_B$ über das Einflankenverfahren durch, ehe der Quotient digitalisiert und zur Anzeige gebracht wird. Zur Einstellung des Arbeitspunktes können sowohl die Kollektor-Emitter-Spannung als auch der Kollektorstrom kontinuierlich eingestellt werden, wobei der eingestellte Arbeitspunkt unabhängig vom Stromverstärkungsfaktor über einen Regelkreis konstant gehalten wird, d. h. es ist möglich, für einen bestimmten Anwendungsfall den geeignetsten Transistor auszusuchen. Anstelle des Kollektorstromes kann auch der Basisstrom vorgegeben werden, wobei auch hier die Arbeitspunktansteuerung unabhängig von B (Gleichstromverstärkungsfaktor) über den Regelkreis konstant gehalten wird.

Insgesamt sind nur vier Bedienungselemente in diesem Meßgerät enthalten: Ein Poti für die Kollektor-Emitter-Spannung, ein Poti für den Kollektor- bzw. Basisstrom, ein Schalter für Kollektor- oder Basisstromeinstellung und ein Schalter für npn- oder pnp-Transistoren.

Mit diesem Meßgerät können ohne Umschaltung sowohl Germanium- als auch Siliziumtransistoren gemessen werden, da eine echte Basisstrommessung durchgeführt wird, d. h. man wird unabhängig von der Durchlaßspannung der Basis-Emitter-Diode.

Es können zwar nur kleine Transistoren gemessen werden ($I_{C\,max}$ = 90 mA, $U_{CE\,max}$ = 5,5 V), jedoch ist es ohne weiteres möglich, mit einem größeren Netzteil sowohl den Kollektorstrom als auch die Kollektor-Emitter-Spannung den geforderten Bedingungen entsprechend anzupassen.

Da die Spannung zwischen den Eingängen eines Operationsverstärker (*Bild 2*) nahezu Null ist, gilt mit guter Näherung:

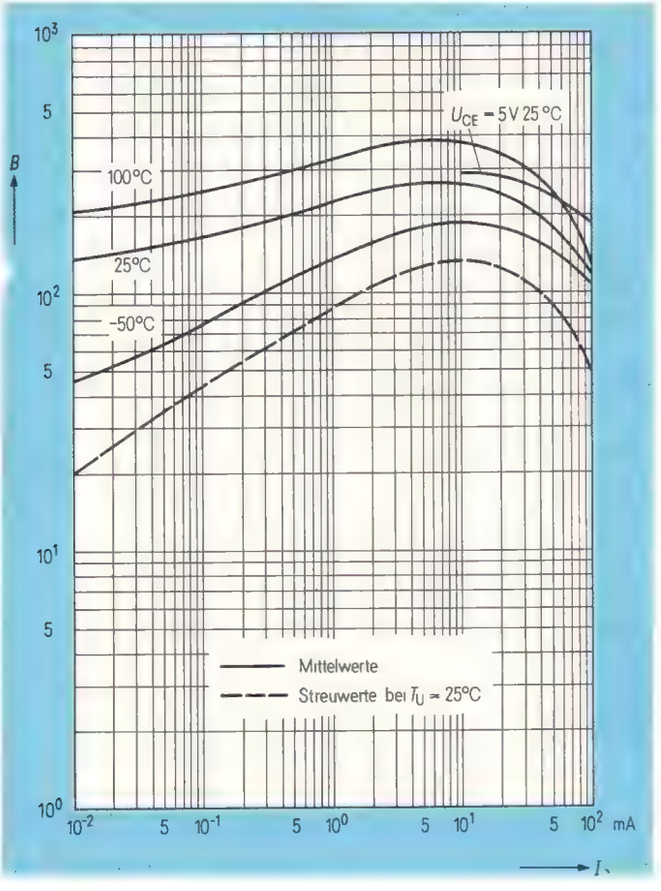
$$U_{OP1} = U_e \cdot \left(1 + \frac{R_1 \cdot I_C}{U_e}\right.$$

OP 2 ist als Differenzverstärker geschaltet und hat folgende Ausgangsspannung:

$$U_{OP2} = U_{OP1} \cdot \frac{R_5}{R_1 + R_5} \cdot \frac{R_2 + R_3}{R_2} - U_e \cdot \frac{R_3}{R_2}$$

Falls $R_2 = R_4$ und $R_3 = R_5$ ist, wird

$$U_{OP2} = \frac{R_3}{R_2} \cdot (U_{OP1} - U_e).$$



◄ Bild 1: Abhängigkeit der Stromverstärkung von Kollektorstrom und Temperatur

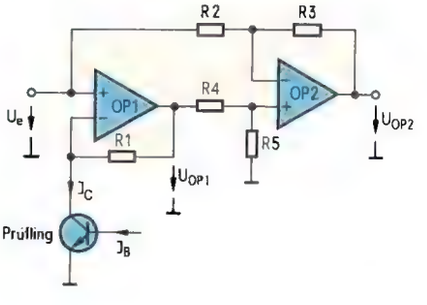


Bild 2. ► Prinzip der Kollektorstrommessung

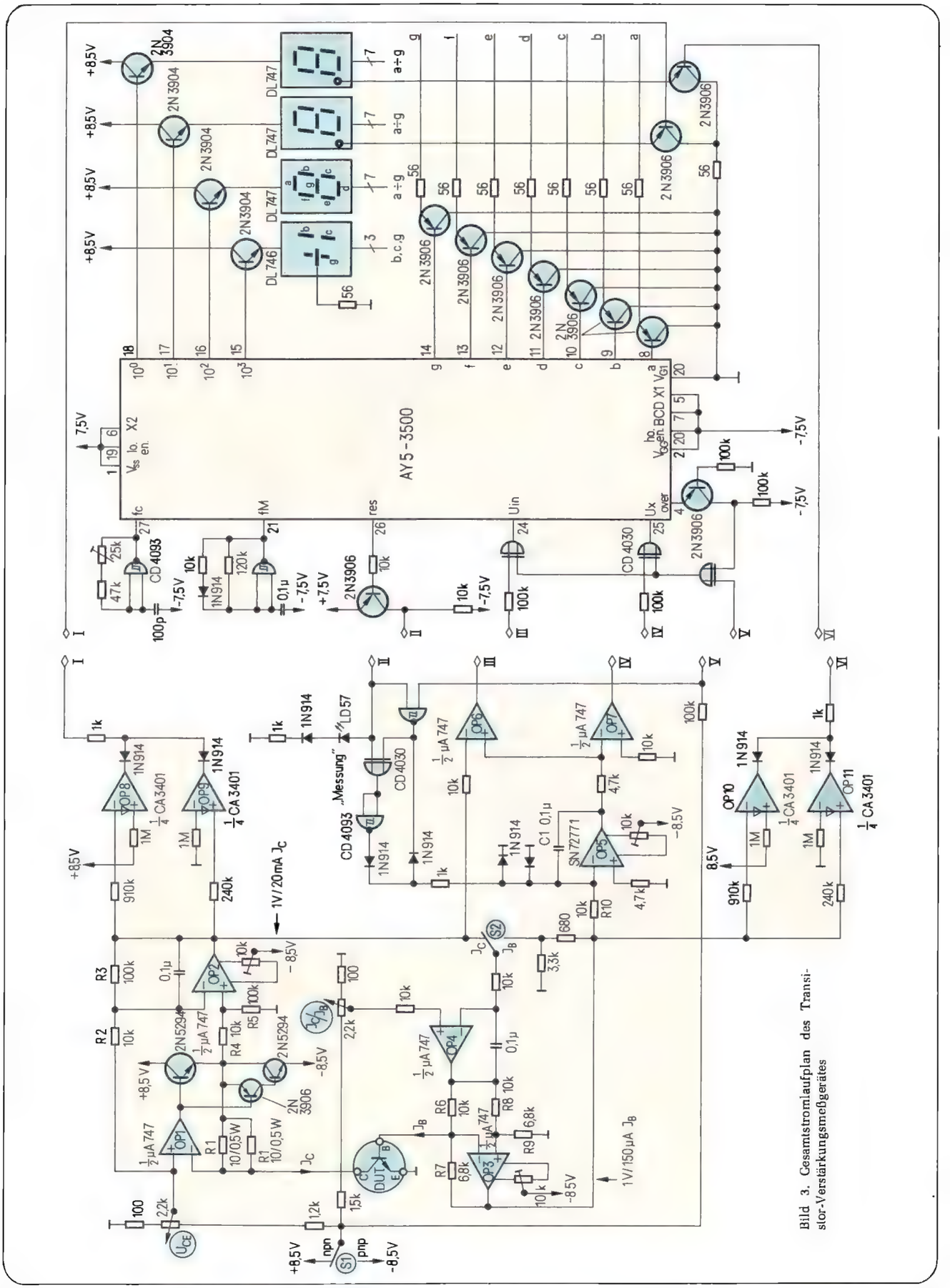


Bild 3. Gesamtstromlaufplan des Transistor-Verstärkungsmeßgerätes

Setzt man in diese Formel U_{OP1} ein, wird

$$U_{OP2} = I_C \cdot R_1 \cdot \frac{R_3}{R_2} \qquad (1)$$

Entsprechend der Dimensionierung von *Bild 3* ergibt sich für U_{OP2} eine Empfindlichkeit von 1 V/20 mA Kollektorstrom.

Da auch zwischen den Eingängen von OP3 (*Bild 4*) keine Spannung anliegt (solange er nicht in der Begrenzung liegt), wird

$$U_{BE} = U_e \cdot \frac{R_9}{R_8 + R_9}$$

Nach dem Kirchhoff'schen Gesetz gilt:
$I_7 + I_6 + I_B = 0$

Ersetzt man die Ströme durch die Quotienten aus Spannung und Widerstand, erhält man:

$$U_{OP3} = I_B \cdot R_7 - U_e \cdot \frac{(R_7 \cdot R_8 - R_6 \cdot R_9}{R_6\,(R_8 + R_9)}$$

Falls $R_6 = R_8$ und $R_7 = R_9$ ist, wird

$$U_{OP3} = I_B \cdot R_7 \qquad (2)$$

Entsprechend der Dimensionierung von Bild 3 ergibt sich für U_{OP3} eine Empfindlichkeit von 1V/150 µA Basisstrom. Die maximale Steuerspannung für den Basisstrom ($U_{BE\ max}$) beträgt im Mustergerät ca. 3 V, d. h. es können auch Darlingtontransistoren gemessen werden.

Aus dem Gesamtschaltbild ersieht man, daß OP4 als Integralregler geschaltet ist und in der gezeichneten Schalterstellung von S2 der Basisstrom so lange nachgeregelt wird, bis die Spannung vom Poti „I_C/I_B" gleich der Ausgangsspannung von OP2 ist. Wird der Schalter S2 in die Stellung I_B gelegt, regelt der Integrator den Basisstrom so lange nach, bis die geteilte Ausgangsspannung von OP3 gleich dem Sollwert im Poti I_C/I_B ist.

Die dem Basisstrom proportionale Ausgangsspannung von OP3 wird dem Integrator OP5 zugeführt und bestimmt die Steigung der Ausgangsflanke (*Bild* 5 und 6). Bei linearer Aufladung eines Kondensators gilt:

$$T = \frac{C \cdot U}{I}$$

Setzt man für $U \triangleq U_{OP2}$ die Gleichung (1) und für $I \triangleq \frac{U_{OP3}}{R_{10}}$ die Gleichung (2) ein, erhält man

$$T = \frac{I_C}{I_B} \cdot R_{10} \cdot C_1 \cdot \frac{R_1 \cdot R_3}{R_2 \cdot R_7}$$

Wird während der Zeit T die Frequenz f_c an einen Zähler geführt, gilt:

$$T = \frac{N_{meß}}{f_c}$$

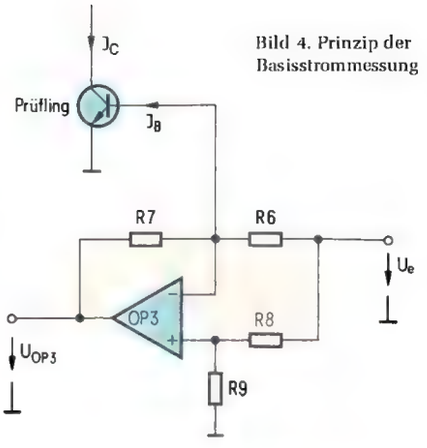


Bild 4. Prinzip der Basisstrommessung

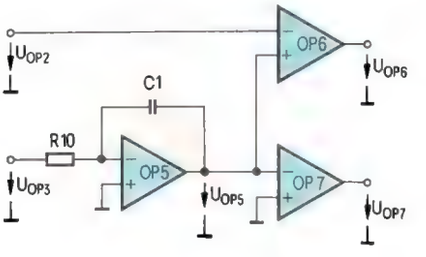


Bild 5. Prinzip der Quotientenbildung

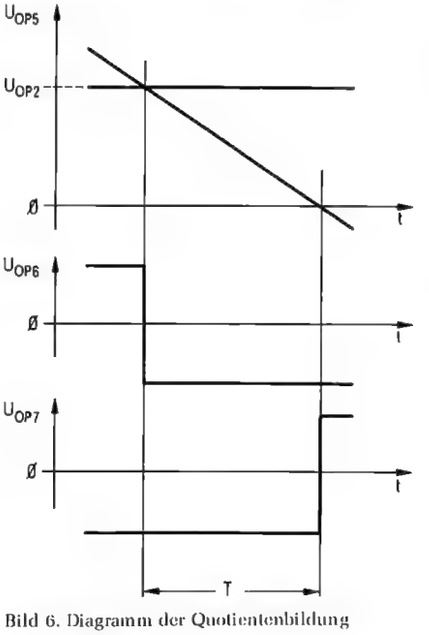


Bild 6. Diagramm der Quotientenbildung

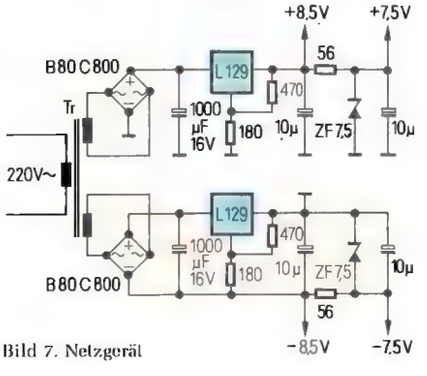


Bild 7. Netzgerät

mit $N_{meß}$ = Periodenanzahl der Taktfrequenz f_c während der Zeit T.

Löst man nun die Gleichung nach dem Endergebnis $N_{meß}$ auf, erhält man:

$$N_{meß} = \frac{I_C}{I_B} \cdot R_{10} \cdot C_1 \cdot f_c \cdot \frac{R_1 \cdot R_3}{R_2 \cdot R_7} \qquad (3)$$

Aus dieser Gleichung ersieht man, daß das Resultat von der Taktfrequenz abhängig ist, also über diese eine Eichung vorgenommen werden kann.

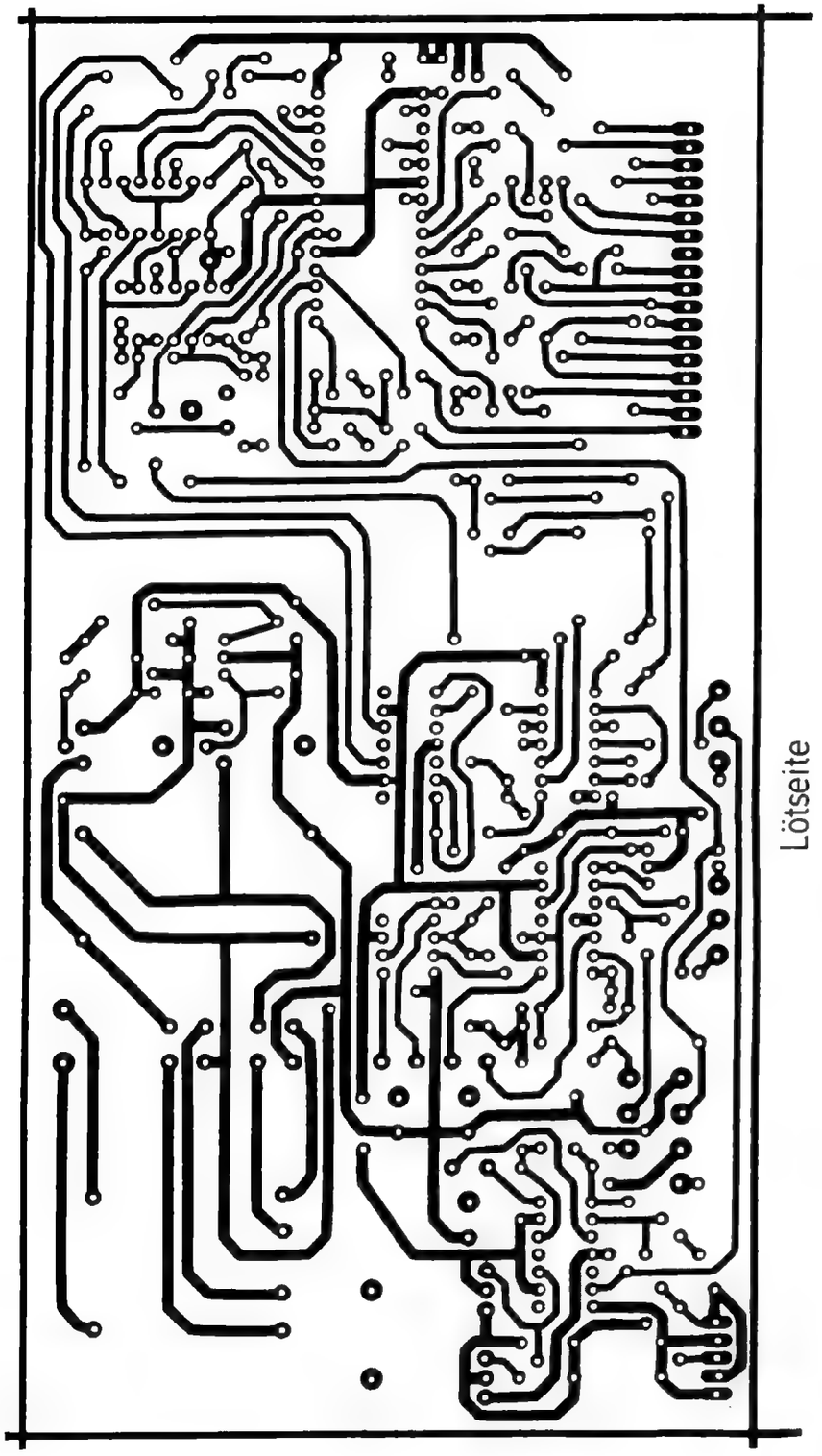
Die Digitalisierung sowie die gesamte Ablaufsteuerung der Messung erfolgen durch den integrierten Digitalvoltmeterbaustein AY 5-3500. Dieser LSI-Chip beinhaltet auch zwei Oszillatoren, von denen einer die Taktfrequenz f_c und der andere die Multiplexfrequenz f_M erzeugt. Die Messung erfolgt vom 1. bis zum 111. Takt, während vom 112. bis zum 120. Takt das Ergebnis in den Anzeigespeicher übertragen wird und vom 121. bis zum 128. Taktimpuls die Rücksetzung des Integrators OP5 erfolgt. Ein kompletter Zyklus dauert demzufolge 128 Perioden des Multiplexsignals, und die maximale Zeitdauer von T errechnet sich bei f_M = 150 Hz zu:

$$T_{max} = \frac{111}{f_M} = 0{,}74\ s$$

Die maximale Meßrate beträgt etwa 1,2 Messungen pro Sekunde. Da die Segmenttreiber nur während der Zeit durchgeschaltet sind, in der die Multiplexfrequenz „High" ($-V_{GG}$) ist, kann über das Impuls-Pausenverhältnis von f_M die Helligkeit der Anzeige eingestellt werden.

Der maximale Arbeitsbereich des AY 5-3500 kann über die beiden Steuereingänge X1 und X2 zwischen 999 und 2999 festgelegt werden. Im vorgestellten Muster beträgt der maximale Arbeitszählbereich 1999. Intern ist es diesem Baustein jedoch möglich, bis 3999 zu zählen, ehe er überläuft. Im Zählbereich zwischen Arbeits- und maximaler interner Zählkapazität würden die zwei höchstwertigen Stellen der Anzeige blinken. Werden jedoch mehr als 4000 Impuls von f_c innerhalb einer Meßzeit T verarbeitet, läuft der Zähler über, und es erscheint ein falsches Anzeigeergebnis. Um dies zu verhindern, wurde der Überlaufausgang der IS mit den beiden Steuereingängen U_{in} und U_x so verknüpft, daß bei Überlauf des Arbeitsbereiches sofort ein „Pseudoende" von T erzeugt wird, und in der Anzeige erscheint „+ 008". Diese acht Fehlimpulse kommen durch die interne Signalverarbeitung der IS zustande.

Ist kein Prüfling in der Steckfassung, unterschreitet der Integrator OP5 niemals die Spannung von OP2, und die Anzeige ist „–000".



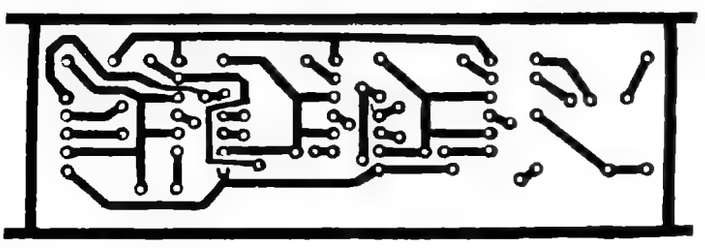


Bild 8. Platinenlayout des Meßgerätes (Lötseite)

Wird der Leitfähigkeitstyp (Polarität) des Prüflings geändert (S1 umschalten), werden nicht nur U_{CE}, I_C und der Resetladestrom des Integrators OP5 geändert, sondern über die EXOR-Gatter wird erreicht, daß die an die Digitalvoltmeter-IS gelieferten Signale ihre Polarität *nicht* umkehren. Dies ist notwendig, da die IS eine invertierte Signalfolge nicht verarbeiten kann.

Überschreitet I_B oder I_C den maximalen Arbeitsbereich, gelangen die OPs 3 oder 2 in die Sättigung, und es würde ein falsches Meßergebnis angezeigt werden. Um dies zu verhindern, wurde noch ein 4fach-Strom-Operationsverstärker eingesetzt, mit dem sich auf sehr einfache Weise zwei Fensterdiskriminatoren bilden lassen. Überschreitet die Ausgangsspannung von OP2 etwa 6,5 V, kippt der als Komparator geschaltete OP8 nach Minus und läßt den Dezimalpunkt der Zehnerstelle aufleuchten. Nähert sich OP2 der negativen Sättigung, kippt OP9 und signalisiert eine Überschreitung des zulässigen Kollektorstromes. Die beiden Norton-Verstärker OP10 und 11 arbeiten äquivalent und bringen eine Überschreitung des maximalen Basisstromes durch den Dezimalpunkt der Einerstelle zur Anzeige.

Die grüne Leuchtdiode „Messung" leuchtet während des Rückstellvorganges des Integrators OP5, d. h. vom 121. bis zum 128. Taktimpuls des kompletten Meßzyklus.

Der im Mustergerät verwendete Transformator *(Bild 7)* erzeugt 2 x 12 V/0,2 A, wobei nach den integrierten Spannungsreglern bei maximalem Kollektormeßstrom nur noch 8,5 V Gleichspannung ohne überlagerten Netzbrumm zur Verfügung stehen. Die CMOS-Bausteine sowie die Digitalvoltmeter-IS dürfen nur mit maximal + 15 V versorgt werden, daher wurde noch eine weitere symmetrische Stabilisierung vorgenommen. Alle Operationsverstärker sowie die Anzeige werden direkt von den Spannungsreglern gespeist. *Bild 8* zeigt die Platine, *Bild 9* den Bestückungsplan des Meßgerätes.

Abgleich und Eichung

1. *Kollektorstromquelle:* Der Offset von OP2 wird so eingestellt, daß ohne Prüfling ($I_C = 0$) eine Variation von U_{CE} keine Änderung von U_{OP2} zur Folge hat. Sollte die Ausgangsspannung mehr als etwa ± 10 mV von Null abweichen und kann dies nicht mehr ausgeglichen werden, muß u.U. auch OP1 kompensiert werden.
2. *Basisstromquelle:* Ohne Prüfling wird der Offset von OP3 auf Minimum eingestellt. Hierbei ist zu beachten, daß über S1 die Polarität der

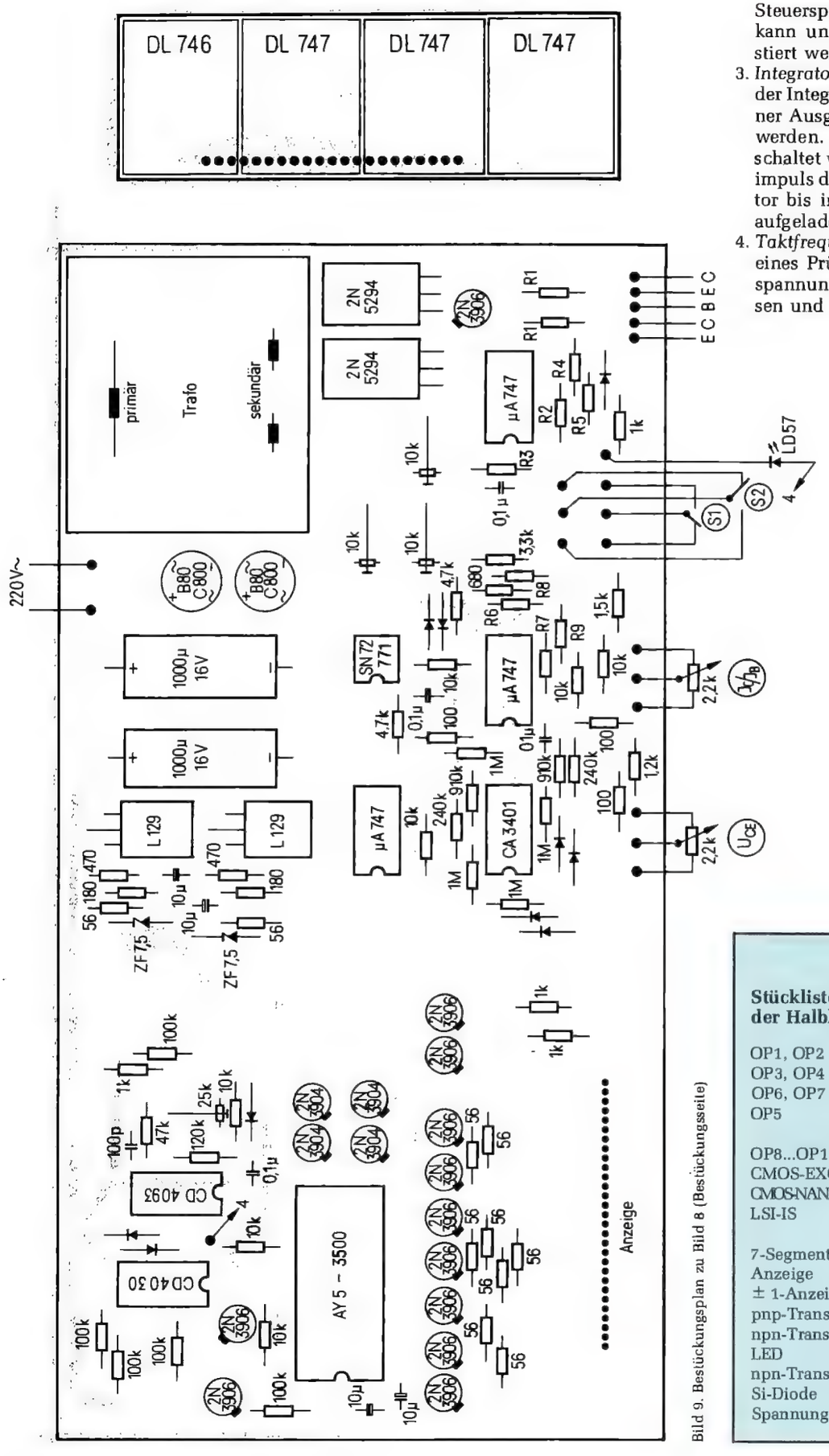


Bild 9. Bestückungsplan zu Bild 8 (Bestückungsseite)

Steuerspannung geändert werden kann und der günstigste Punkt justiert werden muß.

3. *Integrator OP5*: Bei $U_{OP3} = 0$ V muß der Integrator auf minimale Drift seiner Ausgangsspannung abgeglichen werden. Auch hierbei sollte S1 geschaltet werden, da bei jedem Resetimpuls des AY 5-3500 der Kondensator bis in die Begrenzung des OP5 aufgeladen wird.
4. *Taktfrequenz*: Nach dem Einsetzen eines Prüflings wird die Ausgangsspannung von OP2 und OP3 gemessen und das Ergebnis berechnet:

$$B = \frac{U_{OP2} \cdot R_2 \cdot R_7}{U_{OP3} \cdot R_1 \cdot R_3}$$

Durch Einsetzen der Dimensionierung von Bild 3 erhält man:

$$B = 135 \cdot \frac{U_{OP2}}{U_{OP3}}$$

Anschließend wird die Taktfrequenz f_c so lange nachgestellt, bis das Anzeigeergebnis dem errechneten Wert entspricht. Bei dieser Eichung sollte ein Transistor mit einer Stromverstärkung von mehr als 200 verwendet werden, um einen guten Abgleich zu ermöglichen.

Als weitere Kontrolle können auch noch je ein Amperemeter in den Basis- und Kollektorstromkreis des Prüflings geschaltet wer-

Stückliste der Halbleiterbauelemente

OP1, OP2	µA 747	Fairchild
OP3, OP4	µA 747	Fairchild
OP6, OP7	µA 747	Fairchild
OP5	SN 72 771	Texas Instruments
OP8...OP10	CA 3401	RCA
CMOS-EXOR	CD 4030	RCA
CMOS-NAND	CD 4093	RCA
LSI-IS	AY 5-3500	General Instruments
7-Segment-Anzeige	3 x DL 747	Litronix
± 1-Anzeige	1 x DL 746	Litronix
pnp-Transistor	12 x 2N 3906	
npn-Transistor	4 x 2N 3904	
LED	1 x LD 57	
npn-Transistor	2 x 2N 5294	
Si-Diode	10 x 1N 914	
Spannungsregler	2 x L 129	

den, jedoch ist zu berücksichtigen, daß der Innenwiderstand des Meßinstrumentes im Kollektorkreis das Meßergebnis geringfügig verfälscht.

Genauigkeit und Linearität

Die Linearität hängt hauptsächlich vom Integrator OP5 ab und liegt beim Mustergerät bei etwa 2 %. Dies mag auf den ersten Blick sehr schlecht erscheinen, jedoch ist der geringe Aufwand zu berücksichtigen und die Tatsache, daß nur geringe Abgleicharbeit erforderlich ist.

Will man die Genauigkeit verbessern, sind alle Widerstände im Meßkreis durch Metallschichtausführungen zu ersetzen sowie die OPs 6 und 7 zu kompensieren. Für OP5 muß u.U. eine Ausführung mit noch geringerem Eingangsstrom (z. B. FET-OP) eingesetzt und die Stabilität der Taktfrequenz erhöht werden. Eventuell kann ein Quarzoszillator verwendet und der Abgleich über R 10 durchgeführt werden. Ebenso müßte die Steuerspannung an S 1 besser stabilisiert und die Bedienungspotentiometer durch Mehrschicht-Wendelausführungen ersetzt werden. Mit diesen Maßnahmen ließen sich gut 0,5 % erzielen, jedoch würden die Bauteilekosten erheblich steigen und folgender bisher noch nicht besprochener Aspekt noch stärker das Meßergebnis beeinträchtigen.

Entsprechend Bild 1 hängt die Stromverstärkung nämlich nicht nur von I_C und U_{CE}, sondern auch in starkem Maße von der Temperatur des Prüflings ab. Die während der Messung am Prüfling abfallende Verlustleistung erwärmt den Transistor, wodurch sich seine Stromverstärkung erhöht und das Meßergebnis größer wird. Gegenüber der bisherigen Methode mit analogen Instrumenten bringt das hier vorgestellte Meßgerät nicht nur einen Gewinn an Genauigkeit, sondern vor allem eine sehr große Zeitersparnis.

Abschließend sei noch erwähnt, daß abgesehen von der AY 5-3500, für die es keinen gleichwertigen Ersatz gibt, keine Bindung an die hier vorgeschlagenen Bauteile besteht; sowohl die Transistoren als auch die OPs können durch ähnliche Typen ersetzt werden. Alle Widerstände sind Kohleschichtausführungen 0,25 W / 5 %, abgesehen von R1 mit 0,5 W und den Widerständen R2 bis R10, die zur Verringerung der Temperaturdrift als Metallschichtausführungen eingesetzt wurden.

Nachtrag zum Stereo-Quadroverstärker der Hi-Fi-Luxusklasse

FUNKSCHAU 1977, Heft 18, 19 und 20.

In Bild 6 muß es für PL 2 statt Rauschfilter richtig Rumpelfilter heißen. Der 10-µF-Kondensator an Pin 7 der IS 1b ist verpolt, der Kondensator 4.7 n an Pin 12 der IS 1b beträgt 4,7 p, der Monitorschalter von Tonband 1 muß MA statt MC heißen. – In Bild 9 muß der Kondensator 0,1 µF zwischen Masse und Pin 1 von IS 4 wegfallen. – In Bild 10 muß in der gezeichneten Schaltstellung C 7–C 8 verbunden sein. – Layout und Bestückungsplan von PL 8, Bilder 29 und 30 sind seitenverkehrt. Interessenten können eine Kopie des Layouts von PL 8 bei der FUNKSCHAU-Redaktion anfordern.
Hier noch die im Text angesprochenen **Tabellen.**

Tabelle 1

Maximaler unverzerrter Ausgangspegel	
f = 1 kHz, an 47 kΩ	5,94 V
f = 1 kHz, an 4,7 kΩ	5,04 V
f = 1 kHz, an 600 Ω	2,45 V
Innenwiderstand am Ausgang	
unabhängig von Frequenz und Schaltstellung des Ausgangsabschwächers	606 Ω
Übertragungsbereich	
Hochpegeleingänge	+0/–1 dB <5 Hz bis 300 kHz
Universaleingang	+0/–1 dB <5 Hz bis 300 kHz
Hochpegeleingänge an Tonbandausgang	+0/–1 dB <5 Hz bis 130 kHz
Tonband-DIN-Ausgang Höhenabfall bei 15 kHz	
an Ra = 10 kΩ‖250 pF	–0,1 dB
an Ra = 47 kΩ‖250 pF	–1 dB
Abweichung von Phono-RIAA-Kennlinie	<0,1 dB
Eingangsempfindlichkeiten, bezogen auf 1,55 V Ausgangsspannung	
Phono 1/2	von 1,15 mV bis 6,31 mV
Tuner 1/2	von 110,6 mV bis 1108 mV
Tonband 1/2/3	von 110,6 mV bis 1108 mV
Universaleingang	von 8,9 mV bis 40,2 mV
Maximaler Eingangspegel	
Phono 1/2	von 107 mV bis 586 mV
Tuner 1/2	von 10,3 V bis 106 V
Tonband 1/2/3	von 10,3 V bis 106 V
Universaleingang	von 880 mV bis 3,95 V
Daraus Übersteuerungsreserve	
Phono, Tuner und Tonband	39,3 dB
Universaleingang	39,6 dB
Ausgangspegel für Tonbandaufnahme	
bezogen auf Phono-Nenneingangsempfindlichkeit	100 mV
bei 5 mV an Phonoeingang	436 mV
Quellimpedanz	4,2 kΩ
maximale Ausgangsspannung	9,3 V
Tonbandausgang nach DIN bei Nenneingangsempfindlichkeit belastet mit 10 kΩ	11 mV ≙ 1,1 mV/kΩ
Fremdspannungsabstand, bezogen auf 3,1 V Ausgangsspannung	
Phono	68 dB
Tuner, Tonband	84,2 dB
Universaleingang	75 dB
Übersprechdämpfung	
f = 1 kHz, Phono	72,5 dB
f = 1 kHz, Tuner	76,4 dB
f = 1 kHz, Tonband	75 dB
f = 1 kHz, Universaleingang	78 dB
Klirrfaktor	
f = 1 kHz, Tunereingang – Ausgang	
U_a = 1,55 V an 4,7 kΩ	<0,01%
U_a = 3,1 V an 47 kΩ	<0,01%
U_a = 3,1 V an 4,7 kΩ	<0,02%
Eingangswiderstände	
Bis auf den Universaleingang sind alle Eingangswiderstände von der Stellung der Vorpegelregler leicht abhängig.	
Phono 2	49,3 kΩ bis 51,8 kΩ
Phono 1, drei Eingangsimpedanzen, Nennwerte	20/30/50 kΩ
Tuner, Tonband	99 kΩ bis 110 kΩ
Universaleingang	99 kΩ
Equalizereingang	100 kΩ
Kopfhörerverstärker	
Maximaler Ausgangspegel an 600 Ω	98 mW
Maximaler Ausgangspegel an 100 Ω	198 mW
Maximaler Ausgangspegel an 16 Ω	88 mW
Maximaler Ausgangspegel an 8 Ω	46,5 mW
Quellimpedanz	100 Ω
Übertragungsbereich +0/–0,5 dB	5 Hz bis 80 kHz
Klirrfaktor	
f = 1 kHz, bei allen angegebenen Maximalleistungen	< 0,1 %

Höhen- und Tiefenregler
Frequenzkurvenverlauf siehe Bild 2

Rumpel- und Rauschfilter
Steilheit 24 dB pro Oktave
Einsatzfrequenzen und Kurvenverlauf siehe Bild 3.

Tabelle 2

Stufen	Absenkung	Widerstandseinzelwerte	Stufen	Absenkung	Widerstandseinzelwerte
1.	0 dB	2,05 kΩ			
2.	2 dB	1,62 kΩ	13.	24 dB	130 Ω
3.	4 dB	1,30 kΩ	14.	26 dB	102 Ω
4.	6 dB	1,02 kΩ	15.	28 dB	115 Ω
5.	8 dB	825 Ω	16.	31 dB	82,5 Ω
6.	10 dB	649 Ω	17.	34 dB	57,6 Ω
7.	12 dB	511 Ω	18.	37 dB	41,2 Ω
8.	14 dB	412 Ω	19.	40 dB	36,5 Ω
9.	16 dB	324 Ω	20.	44 dB	27,4 Ω
10.	18 dB	261 Ω	21.	49 dB	15,4 Ω
11.	20 dB	205 Ω	22.	54 dB	10,0 Ω
12.	22 dB	162 Ω	23.	60 dB	10,0 Ω

Alle Widerstände sind Metallfilmwiderstände mit 1 % aus der E 96-Reihe.

Tabelle 3

In den Mustergeräten verwendete Spezialteile

IS 1, IS 4 bis 11, 14 bis 17	SN 76131 N (Texas Instruments) keine Äquivalenztypen
IS 2, 3, 12 und 13	µA 302 HC oder µA 310 HC (Fairchild)
IS 18, 19, 20 und 21	CA 3094 AT (RCA, Alfred Neye-Enatechnik GmbH, Schillerstr. 14 2085 Quickborn-Hamburg)
IS 22	µA 78 GKC
IS 23	µA 79 GKC (Fairchild)
Transistoren	BD 239, BD 240
Kühlkörper	
für µA 78 GKC, µA 79 GKC	KL – 173 sw (Seifert Elektronik)
für CA 3094 AT, Platine 6	KK – 501 sw (Seifert Elektronik)
für BD 239 und BD 240	KL – 105 sw (Seifert Elektronik)
Widerstände	ohne Angaben 5 %, 1/3 Watt mit *Metallfilmwiderstand 1 %, 1/3 W
Kondensatoren	
mit Bezeichnung ker.	keramische Miniaturkondensatoren
mit Bezeichnung Fol.	metallisierter Polyester-Folien-Kondensator
Kondensator mit Bezeichnung *	Styroflex 2,5%, 63 V
Transformator	PM 95 A, Trafo 6170-P (Ulrich Weber, Auf der Freiheit, 4900 Herford)
Schalter	
für Betriebsartenschalter	ELMA Typ 03 – 4 x 11 Bestellnummer 003 – 2210
für Lautstärkeregler	ELMA Typ 03 – 2 x 23 Bestellnummer 003 – 2130
für Höhen-, Tiefenregler	ELMA Typ 01 – 2 x 11 Bestellnummer 001 – 2110
für Ausgangsabschwächer	ELMA Typ 01 – 4 x 6 Bestellnummer 001 – 2260
für Eingangsimpedanzwahl	ELMA Typ 01 – 2 x 6 Bestellnummer 001 – 1260
für Muting- und Equalizer-Schalter	C + K Typ 7401 Kippschalter 4 x Um *(Metallfilmwiderstände, Styroflex-Kondensatoren, ELMA- und C + K-Schalter von Berger-Elektronik GmbH, Am Tiergarten, 6 Frankfurt/Main)*
für Rumpel- und Rauschfilter	Miniatur-Tastenschalter, Tastenabstand 12,5 mm, 3 Tasten mit 6 x Um, gegenseitig auslösbar
für Eingangswahlschalter	Miniatur-Tastenschalter, 8 Tasten mit 6 x Um, gegenseitig auslösbar
für Monitorschalter	Miniatur-Tastenschalter, 3 Tasten mit 6 x Um, mit Einzelauslösung

Seit der Einführung der Frequenzmodulation im 2-m-Band haben tragbare Funksprechgeräte eine weite Verbreitung bei den Funkamateuren gefunden. Als Antennen werden dabei meist Viertelwellen-Strahler oder Wendelantennen verwendet; der nachfolgende Beitrag zeigt, wie mit einer etwa 80 cm langen Teleskopantenne wesentlich bessere Ergebnisse erzielt werden können.

Herwig Feichtinger

2-m-Portabelantenne

Tragbare Funksprechgeräte, besonders Handgeräte, stellen wegen ihrer (zum Glück) heute schon recht geringen Abmessungen ein relativ schlechtes Gegengewicht für einen aufgesetzten Antennenstab dar, da das Gehäuse praktisch immer klein im Vergleich zur Wellenlänge ist. Diese Tatsache äußert sich in einem zusätzlichen Verlustwiderstand, den man sich in Serie zum Strahlungswiderstand der Antenne denken kann (*Bild 1*).

Der theoretische Strahlungswiderstand eines Viertelwellen-Stabes beträgt 36,2 Ω, und eine Anpassung an die üblichen 50-...60-Ω-Antennenbuchsen der Funkgeräte ist oft nur deshalb möglich, weil sich dieser Wert in der Praxis wegen der Verluste durch den ohmschen Widerstand des Strahlers selbst und durch ein mangelhaftes Gegengewicht zur Antenne wesentlich vergrößert.

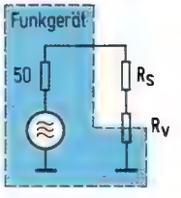


Bild 1. Die Impedanz einer Antenne setzt sich aus dem Strahlungswiderstand R_S und dem Verlustwiderstand R_V zusammen. R_V entsteht zum Teil durch ohmsche Verluste im Strahler, aber bei tragbaren Funkgeräten auch wesentlich durch das nicht ideale Gegengewicht in Form des Gerätegehäuses

Besonders ungünstig sind die Verhältnisse bei den heute gebräuchlichen Wendelantennen, die eine elektrisch verkürzte Form des λ/4-Strahlers darstellen. Ihr Strahlungswiderstand beträgt – je nach Länge – oft weniger als 20 Ω, und die zur Anpassung an 50 Ω erforderliche Impedanz-Differenz wird vollständig von den Verlusten in der Wendel und im Gegengewicht dargestellt, was auch den negativen „Gewinn" von meist 3...4 dB gegenüber einem λ/4-Strahler voller Länge erklärt.

Der einzig mögliche Ausweg aus dem Dilemma ist, die Verluste dadurch zu verringern, indem man den Fußpunktwiderstand des Strahlers so erhöht, daß der Verlustwiderstand von z. B. 30 Ω nur noch einen geringen Teil des Gesamtwiderstandes ausmacht. Dadurch wird natürlich auch eine besondere Schaltung zur Anpassung an 50 Ω erforderlich.

Der Halbwellenstrahler

Wie allgemein bekannt, wird die Bedingung eines hochohmigen Fußpunktes – wenn man sich auf unsymmetrische Antennen beschränkt – beispielsweise von einem λ/2 langen Strahler erfüllt; seine Impedanz kann, abhängig von seiner Dicke, bis zu einigen Kiloohm betragen. *Bild 2* zeigt das elektrische Ersatzschaltbild einer solchen Antenne nebst dem erforderlichen Anpaßnetzwerk. Eine handelsübliche 2-m-λ/2-Mobilantenne, die „Moba 6 K", ist ein Musterbeispiel dafür, daß auch bei der Anbringung am Autofenster, wo „ideal" schlechte Gegengewichtsverhältnisse herrschen, eine sehr gute Abstrahlung möglich ist.

Ein exakt λ/2 langer Strahler hat aber auch seine Tücken. Denn eine nur geringe Verstimmung, z. B. durch Umgebungseinflüsse, bewirkt eine deutliche Änderung des Fußpunktwiderstandes; ferner ist das Anpaßnetzwerk leider um so schmalbandiger, je größer das Transformationsverhältnis zwischen Ein- und Ausgangswiderstand ist. Da ein derart hoher Fußpunktwiderstand von einigen kΩ auch gar nicht notwendig ist, liegt der Gedanke nahe, den Strahler minimal zu verkürzen, nämlich gerade so viel, daß der Verlustwiderstand von z. B. 20 Ω zwar bereits keine Rolle mehr spielt, die Antennenimpedanz aber noch nicht unhandlich groß und instabil wird.

Der Verfasser erstellte daher eine Antenne, die etwa 0,4 λ lang ist, also 20 % kürzer als λ/2, und deren strahlendes Element aus einem Teleskopstab mit einem über die Gesamtlänge gemittelten Durchmesser von ungefähr 5 mm besteht. Wie sich mit einigem Formelaufwand errechnen läßt, setzt sich die Fußpunktimpedanz eines solchen Strahlers aus einem Wirkanteil von etwa 415 Ω und einem (induktiven) Blindanteil von ca. 571 Ω zusammen [1]. Obwohl der Verfasser nie ein besonders guter Mathematikschüler war, gelang es ihm schließlich auch, die Bauelementewerte der Anpaßschaltung zu errechnen; für die Spule L ergeben sich 0,15 µH, für den Kondensator 9,1 pF bei Anpassung an 50 Ω. Letzterer setzt sich zusammen aus 1,92 pF für die Kompensation des Blindanteils der Antenne und 7,15 pF für die eigentliche Transformationsschaltung.

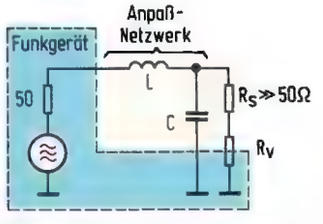


Bild 2. Wenn R_s sehr groß gegenüber R_v gemacht wird, lassen sich die Verluste radikal reduzieren. Allerdings wird dann ein Anpaßnetzwerk (L und C) erforderlich

Die Antenne in der Praxis

Um die Probe aufs Exempel zu machen, wurde an der fertig aufgebauten Antenne die Spule L durch stückweises Kurzschließen von ursprünglich 10 Windungen so verkürzt, daß sich bei wechselweisem Abgleich mit einem 10-pF-Trimmer als C ein Stehwellenverhältnis von 1,0 ergab, d. h. die Antenne reflektierte keine Sendeleistung. Die schließlich übriggebliebenen acht Windungen mit 9 mm Durchmesser, 18 mm Spulenlänge und 1,5 mm Drahtdurchmesser (CuAg) besitzen rechnerisch wiederum genau 0,15 µH [2]; die Theorie ist also offenbar doch nicht gar so grau, wie manch Praktiker glaubt.

Lediglich der praktisch benötigte Wert für C ist deutlich kleiner als errechnet; der Grund dafür ist die erhebliche Kapazität der Anpaßschaltung gegen Masse. Die Antenne des Verfassers kommt z. B. mit einem kleinen Festkondensator von nur 2,2 pF als C aus, der nachträglich statt des ursprünglich vorhandenen Trimmers eingelötet wurde. Der genaue Wert ist allerdings sehr aufbauabhängig.

Bild 3 vermittelt einen Eindruck von der mechanischen Gestaltung des Antennenfußes. Das Anpaßnetzwerk sitzt in einer zylinderförmigen Kammer, die mit einem BNC-Stecker verschraubt ist. Der Fuß der 80 cm langen Teleskopantenne wurde mit Zweikomponenten-Epoxy-Kleber eingegossen.

Im freien Feld ergaben sich mit dieser „Fast-λ/2-Antenne" etwa 7 dB Gewinn gegenüber einer optimal abgestimmten, 15 cm langen Wendelantenne und immerhin noch 4 dB gegenüber einem λ/4-Stab, der ja auch bereits 50 cm lang ist. Diese vier dB sollten einem schon 30 cm Längendifferenz wert sein!

Literatur

[1] *Meinke/Gundlach.* Taschenbuch der Hochfrequenztechnik, S. 520. 3. Aufl., Springer-Verlag, Heidelberg

[2] *Schultheiß.* Der Kurzwellenamateur, S. 30. 10. Aufl., Franckh'sche Verlagshandlung, Stuttgart

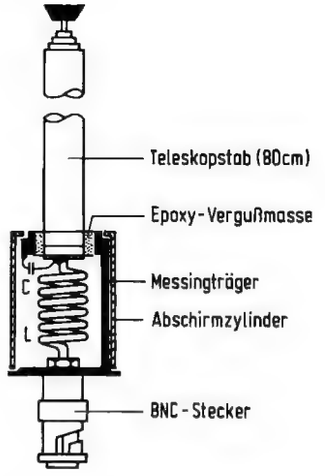


Bild 3. So sieht die Portabelantenne in der Praxis aus. Sie besitzt immerhin 4 dB Gewinn gegenüber einem Viertelwellen-Stab

Hilfsmittel zum Anlöten von Steckern

In FUNKSCHAU 12/77 veröffentlichten Sie unter der Rubrik Praxis & Hobby einen Beitrag über Hilfsmittel zum Anlöten von Steckern. Da auch mir immer eine dritte Hand beim Löten fehlte, möchte ich allen Praktikern mein Hilfsmittel vorstellen. Es ist eine einfache Wäscheklammer, die wohl in fast jedem Haushalt zu finden ist. Sie sollte aus Holz sein, da sich Plastikklammern bei großer Hitze verformen. Wer in seinem Haushalt dank automatischem Wäschetrockner keine Wäscheklammer mehr besitzt, der kann auch eine Polklammer verwenden. Die besten Erfahrungen habe ich jedoch mit Omas alter Holzklammer gemacht.

Die Klammer wird direkt am Lötkolbenständer angebracht (*Bild*). Nicht nur die gängigsten Stecker und Kupplungen, sondern auch kleinere Platinen Drähte, Litzen usw. werden von diesem Hilfsgerät festgehalten und lassen sich so mühelos verlöten. Dirk Nagel

Omas alte Wäscheklammer aus Holz eignet sich sehr gut als dritte Hand beim Löten

Günther Pichlmaier

Universalfilter

Den zweiten Preis in der Abteilung „Nachbausichere Bauanleitungen" des FUNK-SCHAU-Preises gewann der Autor mit dem folgenden Beitrag. Bei diesem Filter, das zur Klangbeeinflussung im Nf-Bereich konzipiert wurde, sind die Filterparameter Verstärkung, Güte und Resonanzfrequenz getrennt und unabhängig voneinander einstellbar.

Seit einiger Zeit werden vor allen Dingen im Nf-Bereich immer häufiger aktive Filterschaltungen eingesetzt; Beispiele dafür sind: Aktive Frequenzweichen, Equalizer, Rausch- oder Rumpelfilter, etc. Auch in der FUNK-SCHAU wurden schon verschiedene Filterschaltungen veröffentlicht. Den meisten dieser Art haftet jedoch der Nachteil an, daß die Filterparameter (Verstärkung, Güte, Resonanzfrequenz) der berechneten und aufgebauten Schaltung nicht mehr unabhängig voneinander verändert werden können. Im folgenden soll eine Schaltung beschrieben werden, bei der sich die Parameter im Bereich von 10 Hz bis 20 kHz durchstimmen lassen.

Theorie

Bei dem in *Bild 1* wiedergegebenen Prinzipschaltbild handelt es sich um eine analog programmierte Schwingungsdifferentialgleichung. Die einzelnen Stufen erfüllen dabei folgende Schaltungsfunktionen:

1. Stufe $U_1 = -\alpha U_e - \gamma U_3$ Pufferinverter
2. Stufe $U_2 = -\beta U_1 - \delta U_4$ Inverter
3. Stufe $U_3 = -\frac{U_2}{pRC}$ Integrator
4. Stufe $U_4 = -\frac{U_3}{pRC}$ Integrator

Analysiert man die Schaltung weiter, so erhält man folgende Ergebnisse:

$$\frac{U_1}{U_e} = \frac{\alpha(\delta - \Omega^2)}{\sqrt{(\delta - \Omega^2)^2 + \gamma^2 \beta^2 \Omega^2}}$$ (Sperrfilter)

$$\frac{U_2}{U_e} = \frac{\alpha \beta b_i \Omega^2}{\sqrt{(\delta - b_i \Omega^2)^2 + b_i \gamma^2 \beta^2 \Omega^2}}$$ (Hochpaß 2. Ordnung)

$$\frac{U_3}{U_e} = \frac{\alpha \beta \Omega}{\sqrt{(\delta - \Omega^2)^2 + \gamma^2 \beta^2 \Omega^2}}$$ (Bandpaß)

$$\frac{U_4}{U_e} = \frac{\alpha \beta}{\sqrt{(\delta - b_i \Omega^2)^2 + b_i \gamma^2 \beta^2 \Omega^2}}$$ (Tiefpaß 2. Ordnung)

mit $\Omega = \frac{f}{f_o}$

Es gelten dabei folgende Filterdaten:

Bandpaß, Sperrfilter:
- α = Verstärkung
- $\frac{1}{\beta}$ = Q (Gütefaktor)
- $f_o = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R \cdot C}$ (Resonanzfrequenz)

Hoch-, Tiefpaß:
- $\frac{\alpha}{\beta}$ = Verstärkung
- $\beta = \frac{a_i}{\sqrt{b_i}}$ (Filtertyp)
- $f_G = \frac{\sqrt{b_i}}{2 \cdot \pi \cdot R \cdot C}$ (Grenzfrequenz)

allgemein:

δ: f_o, f_G werden um diesen Faktor verschoben

γ: β wird mit γ multipliziert

Man sieht daraus, daß sich bei Verwendung als Bandpaß oder Sperrfilter Verstärkung, Güte und Resonanzfrequenz unabhängig voneinander durchstimmen lassen. Bei Hoch- und Tiefpaß ist es nicht sinnvoll, die Polgüte $\frac{1}{\beta}$ in weiten Bereichen zu verändern, da bei zu großen Güten der Verlauf eines Bandpasses entsteht. Man legt deshalb bei diesen Anwendungen mit Hilfe von Tabellen durch die Faktoren a_i und b_i den Filtertyp fest. Einen Überblick über verschiedene gebräuchliche Filtertypen gibt *Bild 2* anhand von Tiefpässen 2. Ordnung. Hat man den Filtertyp festgelegt, so lassen sich Verstärkung und Grenzfrequenz unabhängig voneinander verändern.

Die Schaltung

Bild 3 zeigt die Schaltung des Universalfilters. Die Parameter γ und δ wurden gleich 1 gesetzt, da sie für diese Anwendung keine Vorteile bringen. Die Eigenschaften der Schaltung (Frequenzgang, Verzerrungen, Schwingneigung) hängen stark von den verwendeten Verstärkerelementen ab. Um die Bauelementezahl niedrig zu halten, wurden Operationsverstärker mit symmetrischer Speisung eingesetzt.

Die Widerstände R 1, R 2, R 3, R 4 werden als Lastwiderstand für den verwendeten OP benötigt. Neben dem Typ TAA 861 läßt sich auch der TAA 761 verwenden, wenn man die Kompensationskondensatoren (C1 bis C4) auf 22 pF verkleinert. Mit der angegebenen Dimensionierung läßt sich mit P 1 die Verstärkung der Schaltung zwischen den Grenzen v=1 (0 dB) bis v=10 (20 dB) verändern. Im Gegensatz zu Bild 1 wurde das Poti $\frac{1}{\beta}$ R2 durch einen Festwiderstand mit vorgeschaltetem Spannungsteiler ersetzt. Mit P 2 läßt sich deshalb, bei Verwendung als Bandpaß oder als Sperrfilter, der Gütefaktor Q von 1 bis 70 verändern.

Bei Verwendung als Hoch- oder Tiefpaß (Flankensteilheit 12 dB/Okt.) wird

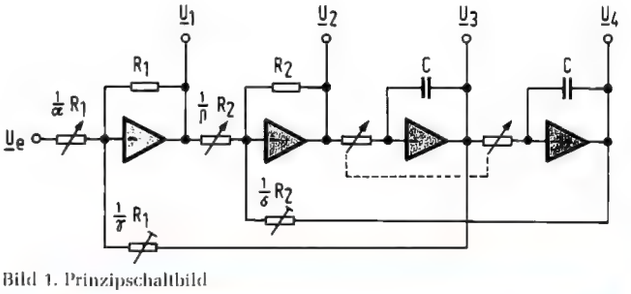


Bild 1. Prinzipschaltbild

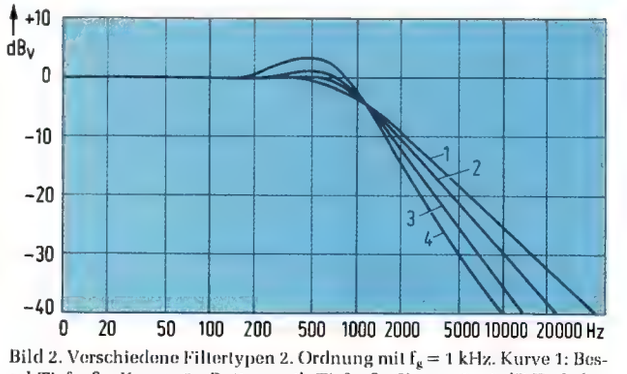


Bild 2. Verschiedene Filtertypen 2. Ordnung mit f_g = 1 kHz. Kurve 1: Bessel-Tiefpaß. Kurve 2: Butterworth-Tiefpaß. Kurve 3: 1-dB-Tschebyscheff-Tiefpaß. Kurve 4: 3-dB-Tschebyscheff-Tiefpaß

auf den Spannungsteiler R 5, R 6 umgeschaltet. Mit den Werten R 5=1,8 kΩ und R 6=5,6 kΩ wird ein 3-dB-Tschebyscheff-Filter realisiert. 3 dB ist dabei die Welligkeit des Filters, d. h. die Verstärkung vor (Tiefpaß) bzw. nach (Hochpaß) der Grenzfrequenz ändert sich um 3 dB. Ein Filter mit 1 dB Welligkeit läßt sich realisieren, wenn man R 5=0 macht und R 6 wegläßt. Mit P 3 kann die Resonanzfrequenz um den Faktor 20 und mit S 2 um den Faktor 10 verschoben werden.

Die erreichbare Unabhängigkeit der Parameter hängt sehr stark von den Gleichlaufeigenschaften des verwendeten Stereopotis ab. Die Widerstände R 7, R 8, R 9, R 10 dienen zur Kompensation von Offsetströmen. Der Umschalter S 1 kann entfallen, wenn alle Ausgänge parallel benötigt werden. Allerdings gilt dann für alle Filter die mit P 3 eingestellte Güte. Die Komponenten R 22, R 23, R 24, R 25, R 26 sowie C 16 und C 17 verhindern, vor allem bei hohen Güten, eine Schwingneigung des Filters.

Durch einen Z-Dioden-Spannungsteiler läßt sich die Schaltung mit einer Speisespannung betreiben. Der Mittelpunkt des Spannungsteilers bildet für die OP's den sogenannten „virtuellen Nullpunkt". Um Eingang und Ausgang auf Masse beziehen zu können, wird der Teiler wechselspannungsmäßig mit C 5, C 6 überbrückt.

Zur Stromversorgung der Schaltung lassen sich verschiedene Lösungen angeben:

1. direkter Anschluß an ein (vorhandenes) stabilisiertes Netz für 24 V.
2. Spannungen von 27...38 V lassen sich durch Vorschalten eines Dreibein-Spannungsreglers stabilisieren (siehe Bild 3).
3. Aufbau eines einfachen Netzgerätes: Gleichrichtung und Spannungsreglers (siehe Bild 3).

Aufbau

Die Schaltung wurde für eine einseitige Versorgungsspannung von 24 V ausgelegt, um sie ohne Schwierigkeiten an bestehende bzw., heute übliche Nf-Verstärkeranlagen anpassen zu können. Die für den Aufbau benötigten Teile lassen sich dem Schaltbild und *Tabelle 1* entnehmen. Es wurden ausschließlich handelsübliche Bauteile verwendet. Eine universelle Verwendbarkeit des Filters gewährleisten auch die technischen Daten der Schaltung, die *Tabelle 2* wiedergibt.

Tabelle 1. Verwendete Spezialteile

Operationsverstärker:
OV1, OV2, OV3, OV4
TAA 861, TAA 865, TAA 861A, TAA 865A
oder bei Verkleinerung von C1, C2, C3, C4 auf 22p:
TAA 761, TAA 765, TAA 761A, TAA865A
Siemens

Z-Dioden:
10 V/400 mW

Widerstände:
alle Widerstände 5 %

Kondensatoren:
C1, C2, C3, C4, C13, C16, C17 keramische Scheibenkond.
C7, C8, C9, C10, C11, C12 MKM 5 %

Potentiometer:
P1, P2 Mono, log.
P3 Stereo, log.

Schalter:
S1 : 2 x 4 Stufen
S2 : 2 x 3 Stufen

Tabelle 2. Technische Daten des Filters

Betriebsspannung:
U_{cc} = 24 V ± 1,5 V
Betriebsstrom (bei 24 V):
I_B = 40 mA
Eingangsimpedanz:
$R_E \geqq 80$ kΩ
Ausgangsimpedanz:
R_A = 2 kΩ
max. Eingangsspannung:
250 mV_{eff}
max. Ausgangsspannung:
2,5 V_{eff}
Klirrfaktor (1 kHz):
K ≦ 0,1 %
Fremdspannungsabstand:
≧ 80 dB
Bandpaß, Bandsperre:
f_o 10 Hz...23 kHz
V_r 0 dB...20 dB
Q 1...70
Hochpaß, Tiefpaß:
f_G 10 Hz...23 kHz
V_r 0 dB...20 dB
Charakteristik 3-dB-Tschebyscheff

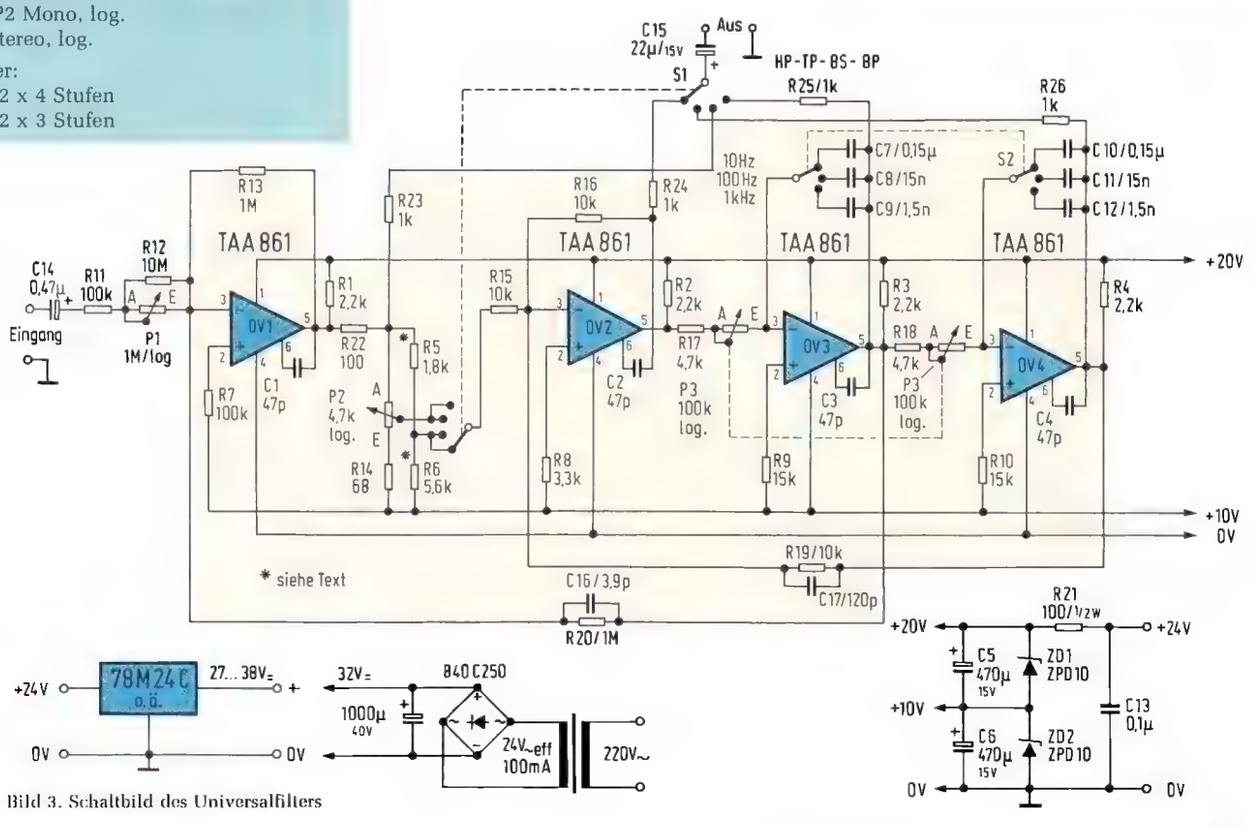


Bild 3. Schaltbild des Universalfilters

Für einige typische Einstellungen der Parameter wurden die Frequenzgangkurven aufgenommen (*Bilder 4, 5, 6 und 7*). *Bild 8* gibt das Layout der Platine wieder, und *Bild 9* zeigt den Bestückungsplan.

Für eine optimale Skaleneinteilung der Regler wären negativ logarithmische Potentiometer erforderlich. Da es sich bei dem Filter allerdings um ein „Spezialgerät" handelt, schränkt man den Bedienungskomfort nicht wesentlich ein, wenn die Skala einen „verkehrten" Regelsinn hat. Die Platine wurde deshalb für handelsübliche posi-

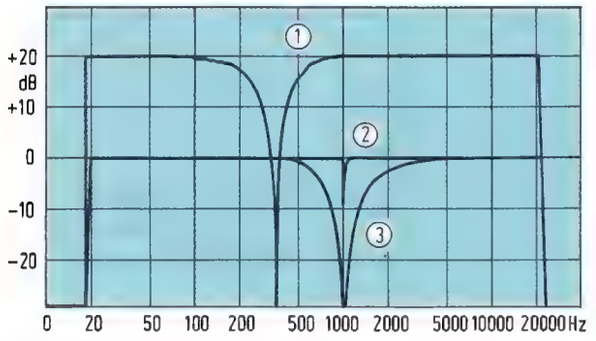


Bild 4. Bandsperre. Kurve 1: f_o = 360 Hz, v = 20 dB, Q = 1. Kurve 2: f_o = 1 kHz, v = 0 dB, Q = 60. Kurve 3: f_o = 1 kHz, v = 0 dB, Q = 1

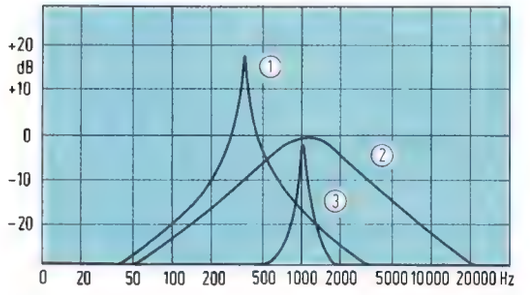


Bild 5. Bandpaß. Kurve 1: f_o = 360 Hz, v = 20 dB, Q = 60. Kurve 2: f_o = 1 kHz, v = 0 dB, Q = 1. Kurve 3: f_o = 1 kHz, v = 0 dB, Q = 60

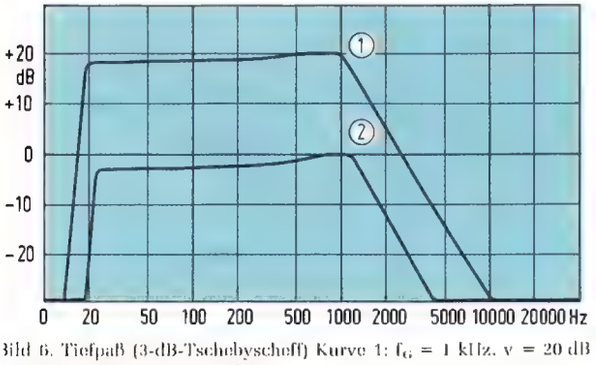


Bild 6. Tiefpaß (3-dB-Tschebyscheff) Kurve 1: f_G = 1 kHz, v = 20 dB Kurve 2: f_G = 1 kHz, v = 0 dB

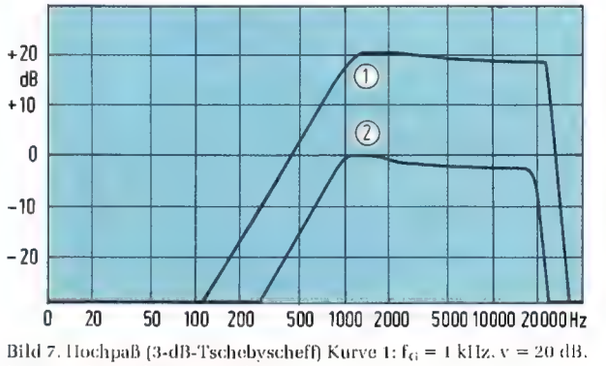


Bild 7. Hochpaß (3-dB-Tschebyscheff) Kurve 1: f_G = 1 kHz, v = 20 dB, Kurve 2: f_G = 1 kHz, v = 0 dB

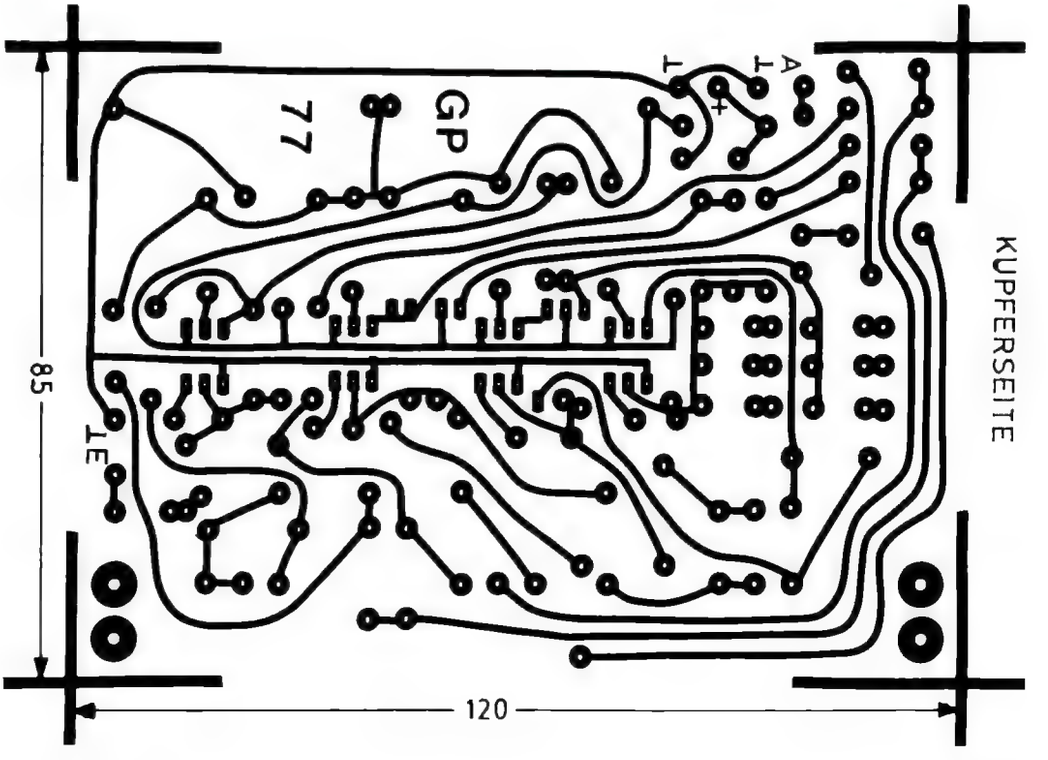


Bild 8. Layout der Platine

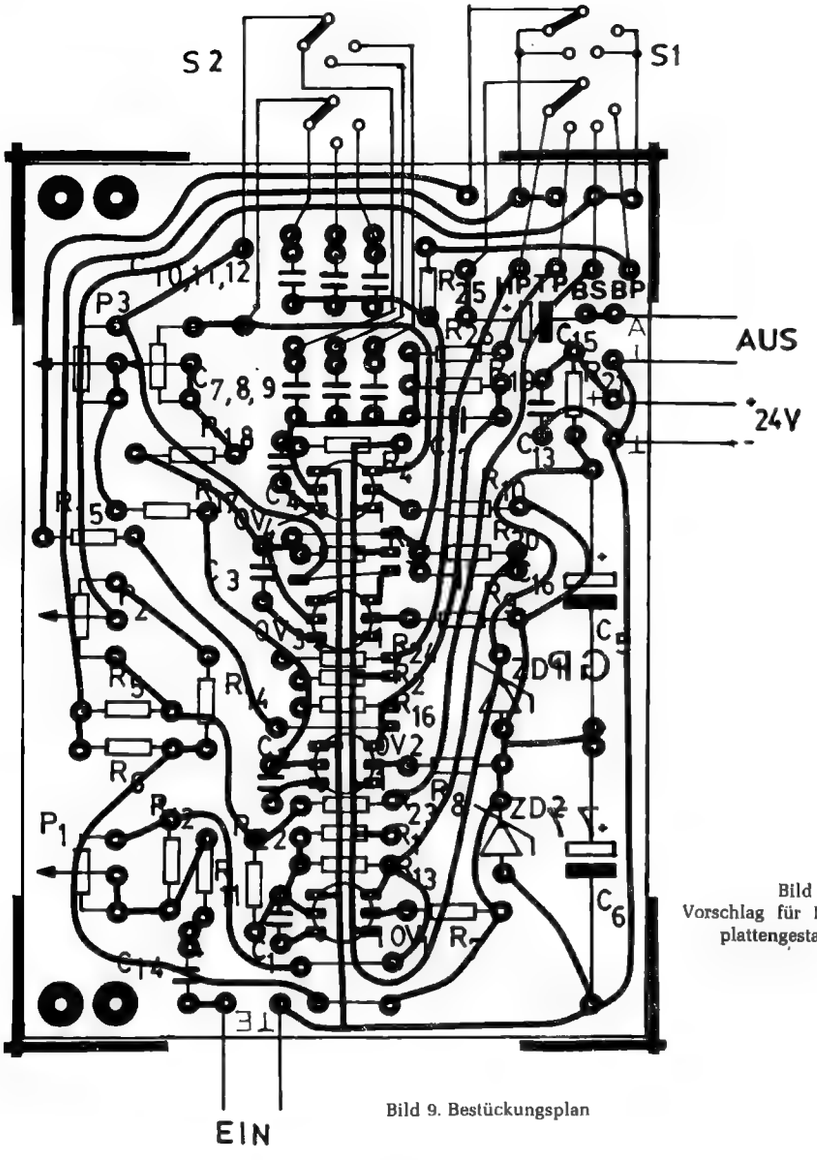


Bild 9. Bestückungsplan

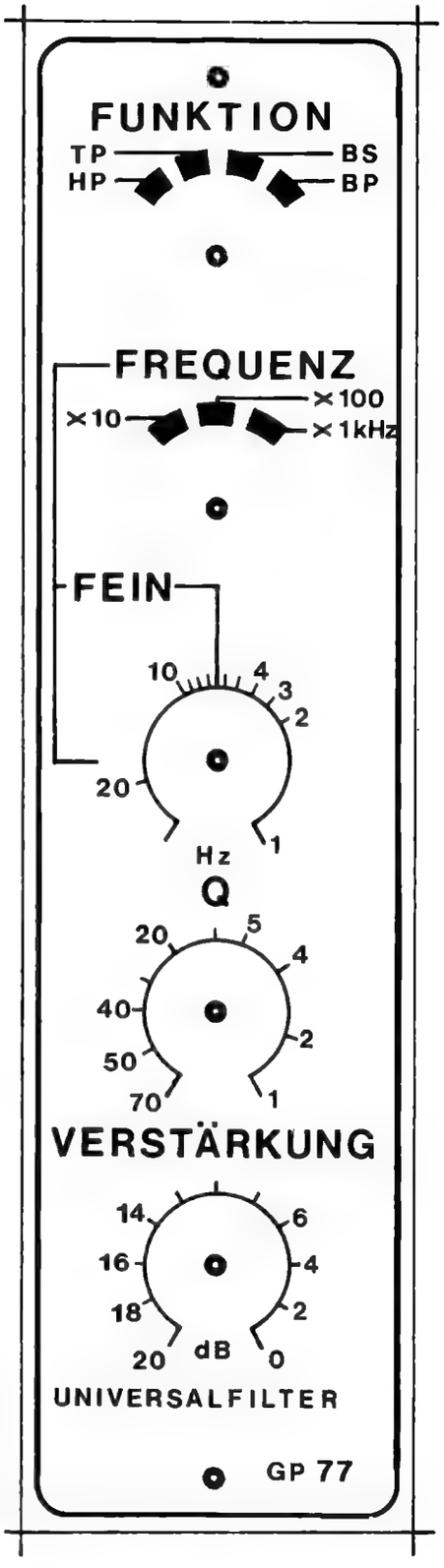


Bild 10. ▶ Vorschlag für Frontplattengestaltung

tiv logarithmische Potis ausgelegt. Eine Alternative stellt die Verwendung von pos. log. Schiebereglern dar, bei denen Anfang und Ende vertauscht werden. Die im Bestückungsplan eingezeichneten Stellungen der Umschalter entsprechen denen im Schaltbild. Die Platine kann sowohl senkrecht als auch waagrecht angeordnet werden. Eine Befestigung der Platine ist über zwei Winkel an der Frontplatte vorgesehen. Bild 10 zeigt einen Vorschlag für eine Frontplatte.

Anwendungen

Die Anzahl der möglichen Frequenzgänge ist aufgrund der erreichten Werte fast unbegrenzt, deshalb kann man die Schaltung als universellen Ent- bzw. Verzerrer benutzen. Abschließend werden einige typische Anwendungsbeispiele und Anregungen für den Gebrauch des Filters erläutert.

1. Einengung des Übertragungsbereiches durch Hoch- und Tiefpaß:
   Rauschfilter: durch einen Tiefpaß mit einer Grenzfrequenz von z. B. 10 kHz werden die hohen Frquenzen und damit das Rauschen gedämpft.
   Rumpelfilter: durch einen Hochpaß mit einer Grenzfrequenz von z.B. 50 Hz wird der untere Übertragungsbereich „abgeschnitten".
2. Selektive Auslöschung von Störgeräuschen durch Bandsperre:
   50-Hz-Brummeinstreuung, Trittschallgeräusche, Rückkopplungspfeifen (Feedbackkiller), Unterdrükkung von Raum- oder Gehäuseresonanzen bei Lautsprechern oder sonstige Störgeräusche.
3. Verzerrungen mit Bandpaß oder anderen Filterarten:
   Telefonstimme, Änderung der Klangfarbe eines Instruments, Verhallung bestimmter Frequenzen.
4. Verwendung zu Meß- oder Versuchszwecken.

Christian Käferlein

Kontaktlos gesteuerte Morsetaste

Zweck des Gerätes ist es, Morsezeichen mit vorwählbarer Absolutdauer und festem Zeitdauerverhältnis zwischen Punkten und Strichen zu erzeugen. Die Taste ist in erster Linie für Funkamateure gedacht, kann aber auch in anderen Bereichen Anwendung finden.

Funktionsweise

Das Gerät wird mittels Schukostecker an das 220-V-Lichtnetz angeschlossen. Durch Rechtsdrehung des oberen linken Knopfes wird das Gerät eingeschaltet. Mit diesem Knopf kann auch die Gebegeschwindigkeit eingestellt werden. Eine Kontrollampe zeigt den betriebsbereiten Zustand an; mit einem Potentiometer kann die Lautstärke des Mithörtones eingestellt werden. Die Berührungsempfindlichkeit für die Auslösung der Zeichen wird mit zwei weiteren Potis eingestellt.

Durch Berühren der rechten Tastfläche werden Zeichen mit dreifacher Elementdauer (Striche) erzeugt. Der Zeichenabstand beträgt eine Elementlänge (Punktlänge). Bei Berühren der linken Sensorfläche werden Zeichen mit einfacher Elementdauer (Punkte) erzeugt, die ebenfalls einen Zeichenabstand von einer Elementdauer haben. Die Zeichen werden solange erzeugt, bis die Berührung beendet wird. Durch abwechselndes Berühren der beiden Tastflächen können Morsezeichen mit vorwählbarer Elementdauer und genau definiertem Zeitabstand innerhalb eines Zeichens geformt werden. Die eingestellte Elementdauer bestimmt die Gebegeschwindigkeit, die zwischen 30 und 200 BpM regelbar ist.

Durch gleichzeitiges Berühren der beiden Tastflächen werden Punkt- und Strichzeichen in abwechselnder Reihenfolge erzeugt. Soll diese Sequenz mit einem Strichzeichen beginnen, so ist zunächst die rechte Tastfläche, unter Beibehaltung dieser Berührung kurz darauf (innerhalb einer Elementdauer) die linke Tastfläche zu berühren und solange zu halten, bis die gewünschte Anzahl von Zeichen erreicht ist. Soll die Sequenz mit einem Punktzeichen beginnen, so ist mit dem Berühren der linken Tastfläche zu beginnen.

Diese Art der Zeichenbildung ist als „Squeeze-Technik" bekannt. Zur Er-

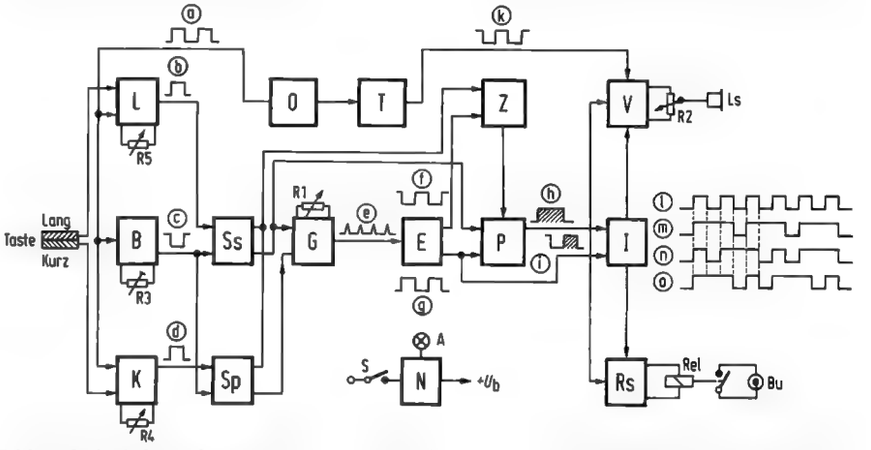


Bild 1. Blockschaltung der Morsetaste. A = Kontrollampe, B = Bezugstriggergenerator der Berührungselektronik, Bu = Buchse zum Anschluß eines Senders, E = Punkt-Pausen und 1/3-Strichsignalerzeugung zur Zeichenbildung, G = Taktgeber zur Erzeugung der Elementdauer, I = Summierstufe zur Zeichenbildung, K, L = Veränderliche Triggergeneratoren der Berührungselektronik, N = Netzteil, O = Taktoszillator zur Triggerung der Berührungselektronik B, K, L und des Tonimpulsformers V, P = 2/3 Strichsignalerzeugung zur Zeichenbildung, R = Relais, Rel = Relaissteuerstufe, S = Netzschalter, Ss = Koinzidenzstufe zur Strichsignalerzeugung, Sp = Koinzidenzstufe zur Punktsignalerzeugung, T = Trennstufe, V = Tonfrequenzverstärker, Z = Punkt/Strich und Strich!Punkt-Unterdrückungsschaltung

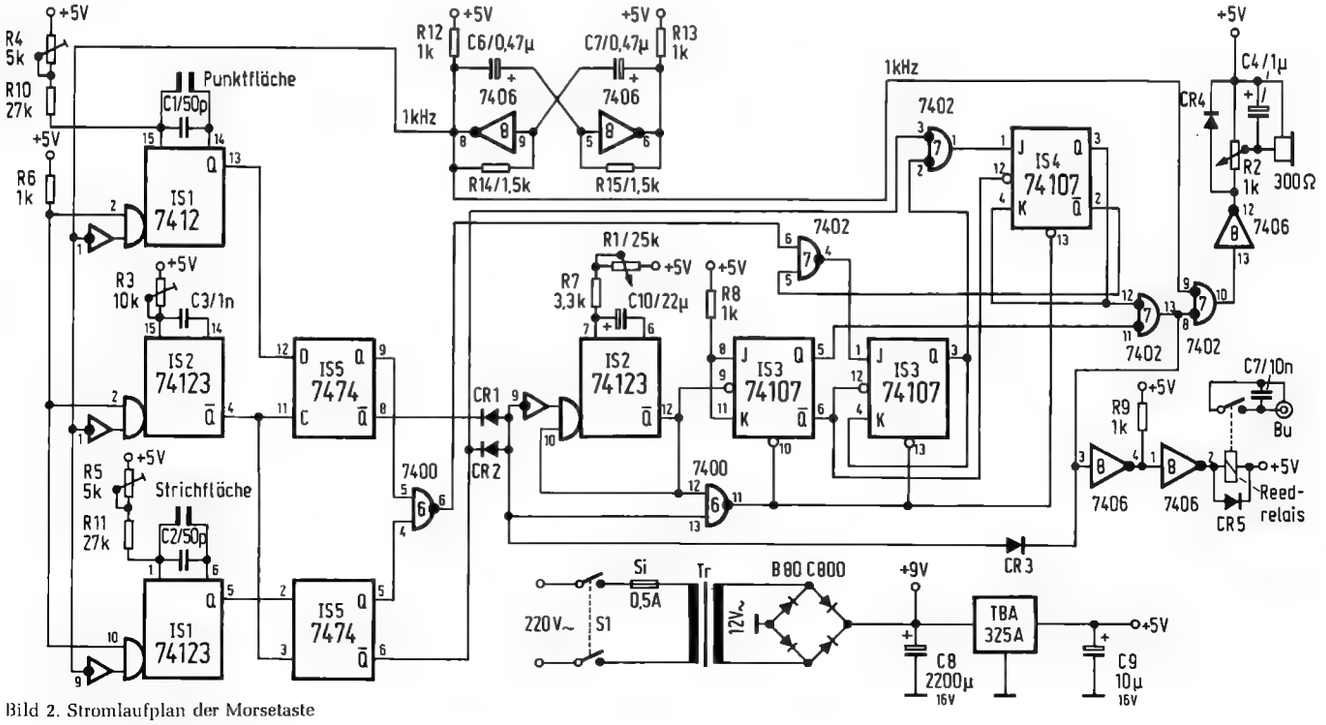


Bild 2. Stromlaufplan der Morsetaste

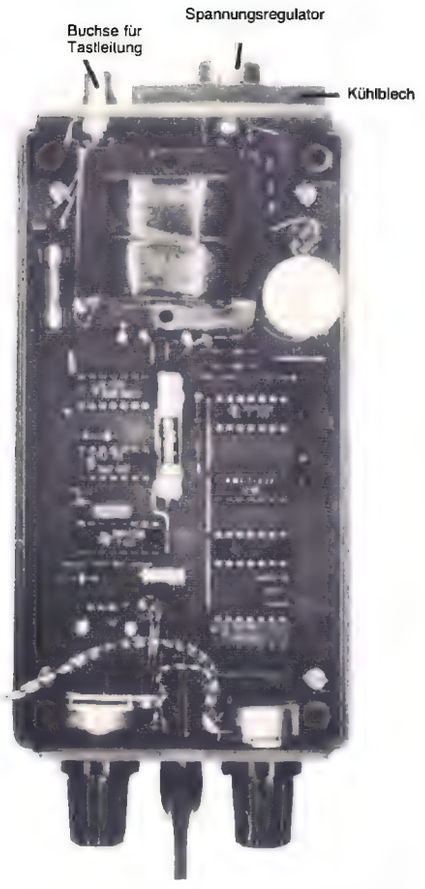
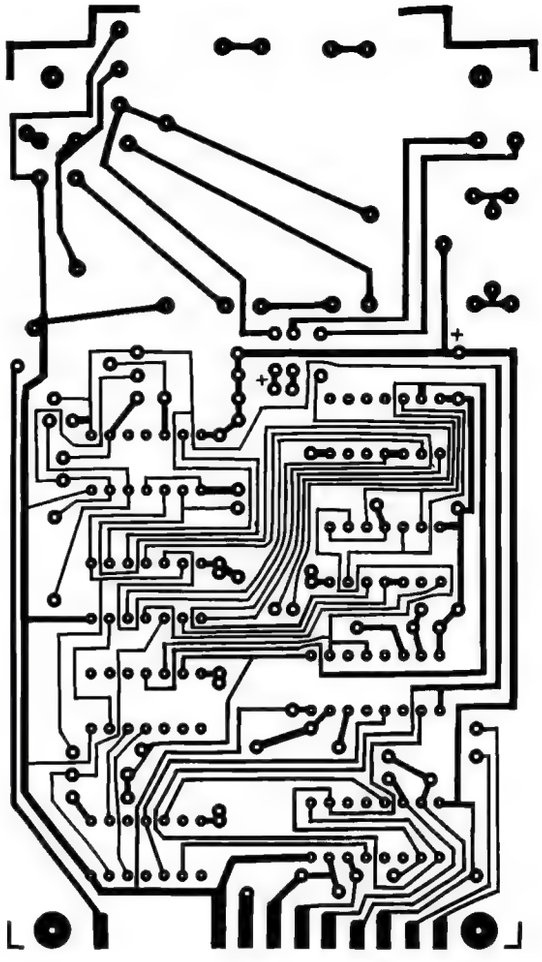
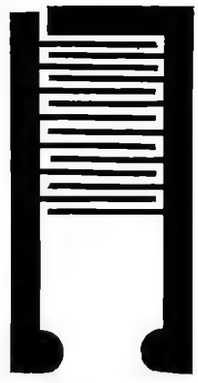


Bild 3. Innenansicht des vom Verfasser erstellten Gerätes



◄ Bild 4. Layout der gedruckten Schaltung



▲ Bild 5. Layout der Tastfläche

zeugung eines Zeichens genügt es, die entsprechende Tastfläche nur anzutippen. Das Zeichen wird dann automatisch vollendet.

Blockschaltung

Der Taktgeber O *(Bild 1)* liefert sofort nach dem Einschalten Impulse mit der Folgefrequenz von ca. 1 kHz, die einmal die Berührungsgeneratoren B, K, L und über die Trennstufe T den Tonimpulsformer V ansteuern. Der Bezugstriggergenerator B liefert Impulse mit durch R 3 einstellbarer Dauer, die an den Koinzidenzstufen Ss und Sp anliegen. Die Triggergeneratoren K und L erzeugen Impulse, deren Dauer von der Berührung der Gebetasten abhängig sind. Die Berührungsempfindlichkeit ist mit R 4 bzw. R 5 einstellbar.

Beim Berühren der Strich- bzw. Punkttastflächen werden die Ausgangsimpulse der Stufen L bzw. K mit den Bezugstriggerimpulsen aus Stufe B in den Koinzidenzstufen Ss bzw. Sp so zusammengefaßt, daß für die Dauer der Berührung ein konstantes Ausgangssignal entsteht, das den Taktgeber G zur Erzeugung der Elementdauer ansteuert. Dieser erzeugt Taktimpulse, deren Zeitabstand von der Einstellung der Gebegeschwindigkeit (R 1) abhängig ist. Der zeitliche Abstand dieser Taktsignale wird als Elementdauer bezeichnet.

Von diesem Taktsignal angesteuert, erzeugt Stufe E Rechteckwellen, deren halbe Periodendauer einer Elementlänge entspricht. Beim Berühren der Strichtastfläche wird zusätzlich in Stufe Ss ein für die Dauer der Berührung konstanter Pegel erzeugt, der den Schaltkreis P so ansteuert, daß die ebenfalls an P anliegende Rechteckwelle aus E, deren Halbperiodendauer Elementlänge hat, diesen im Takt dieser Rechteckwelle schaltet. Das Ausgangssignal von P ist eine Rechteckwelle, deren Halbperiodendauer zwei Elementlängen entspricht und an dem Summierglied I anliegt.

Zeichenbildung

Beim Berühren der Punkttastfläche führt man das Rechtecksignal von Stufe E, das Punkten mit Elementlänge und Elementlängenabstand entspricht, direkt über Stufe I dem Tonverstärker V und der Relaissteuerstufe Rs zu.

Beim Berühren der Strichtastfläche wird an Stufe I zusätzlich zur Rechteckwelle aus Stufe E die Rechteckwelle mit doppelter Periodendauer aus Stufe P gelegt.

Aus diesen Signalen wird ein Zeichen mit einer Zeitdauer von drei Elementlängen gebildet (Signal m), das ebenfalls den Stufen V und Rs zugeführt wird.

Berührt man beide Tastflächen fast gleichzeitig, so werden die parallel vorhandenen Ausgangspegel der Stufe Ss und Sp der Stufe Z zugeführt, deren Ausgangssignal die Entstehung jedes zweiten Rechteckimpulses von Stufe P verhindert. Im Summierglied I zusammengefaßt, entstehen Punkt/Strichfolgen, die je nach zuerst berührter Tastfläche mit einem Punkt bzw. Strich beginnen (Signale n bzw. o).

Die Relaisschaltstufe Rs schaltet im Zeichenrhythmus das Relais; damit kann ein externes Gerät (z. B. Sender) gesteuert werden.

Die Taktsignale aus Stufe O schalten den Tonimpulsformer V, dessen Ausgangssignal eine Rechteckwelle von 1 kHz ist. Dieses Tonsignal liegt sofort

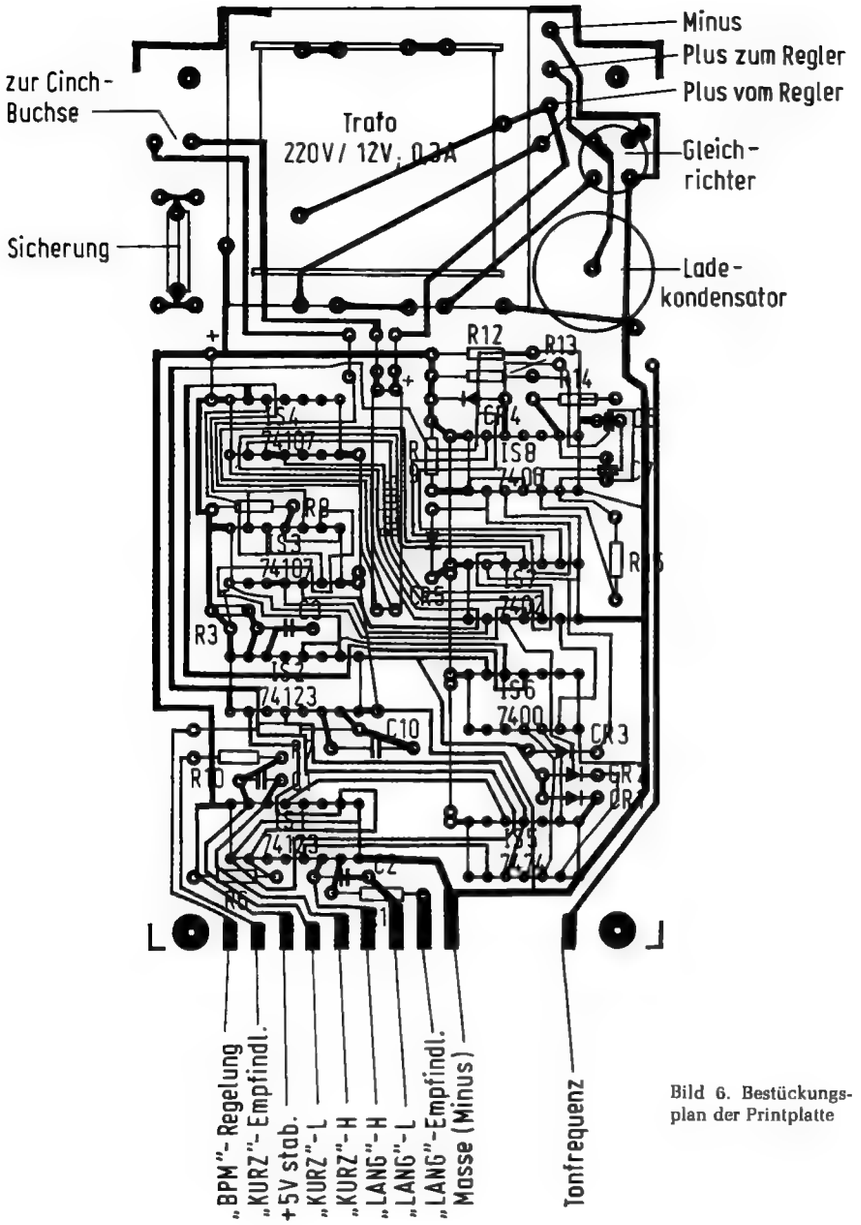


Bild 6. Bestückungsplan der Printplatte

nach dem Einschalten an Stufe V an und wird im Zeichenrhythmus über den Lautstärkeregler R 2 zum Lautsprecher geführt. Das Netzteil liefert die stabilisierte Versorgungsspannung von 5 V für alle Stufen. *Bild 2* zeigt den Stromlaufplan des Gesamtgerätes.

Erläuterungen zum mechanisch-elektrischen Aufbau

Im Hinblick auf eine bequeme Handhabung wurde das Gerät in einem Gehäuse von 150 mm x 80 mm x 50 mm realisiert. *Bild 3* zeigt den inneren Aufbau. Zur besseren Wärmeableitung wurde die Spannungsregler-IS an der Rückwand befestigt.
Die Tastflächen sind drehbar montiert, damit eine ermüdungsfreie Bedienung gewährleistet ist.

Da durch den gedrängten Aufbau eine Verdrahtung herkömmlicher Art schwierig ist, wurde eine Printplatte angefertigt. Das Layout der gedruckten Schaltung zeigt *Bild 4*.

Die Tastflächen sind ebenfalls in gedruckter Technik ausgeführt. Zum Herstellen verwendet man 1,5 mm starkes, einseitig kupferkaschiertes Material *(Bild 5)*. Zwei Stücke von 50 mm x 25 mm werden, nachdem sie belichtet und geätzt sind, so zusammengeklebt, daß die Kupferseiten außen sind. Nachdem die Anschlußdrähte angelötet sind, werden die Tastflächen mit der Achse verklebt und anschließend lackiert. Die Anschlußdrähte gelangen durch die hohle Achse ins Innere des Gerätes.

Nach dem Ätzen der Bauteileplatine wird diese nach *Bild 6* bestückt.

Abgleich

Zum Abgleich sind die Regler R 4 (Punktempfindlichkeit), und R 5 (Strichempfindlichkeit) auf ihren maximalen Widerstandswert zu drehen. Jetzt wird Regler R 3 so eingestellt, daß gerade keine Zeichen zu hören sind (Lautstärkeregler aufdrehen). Das Gerät hat nun seine größte Berührungsempfindlichkeit. In dieser Stellung genügt ein leichtes Berühren der Tastflächen um ein Signal auszulösen. Mit den Reglern R 4 und R 5 stellt man die Empfindlichkeit der beiden Tastflächen „auf die Finger des Operators" ein.

Die *Tabelle* nennt die benötigten Bauteile der Morsetaste. Bauteile und Bausätze liefert Christian Käferlein, Weinbergstr. 5, 6100 Darmstadt.

Tabelle. Benötigte Bauteile

2 IS SN 74123
2 IS SN 74107
1 IS SN 7474
1 IS SN 7400
1 IS SN 7402
1 IS SN 7406
1 IS TBA 325A oder LM 309 K
5 Dioden 1N914 o.ä.
1 Potentiometer 1 k lin.
2 Potentiometer 4,7 k lin.
1 Potentiometer 25 k lin. m. Schalt. 2pol. aus
1 Trimmpotentiometer 10 k lin (5 mm)
5 Widerstände 1 kΩ (0,25 W)
2 Widerstände 1,5 kΩ (0,25 W)
1 Widerstand 3,3 kΩ (0,25 W)
2 Widerstände 27 kΩ (0,25 W)
2 Kondensatoren 50 pF
1 Kondensator 1 nF
2 Kondensatoren 0,47 µF, 35 V Tantal
1 Kondensator 1 µF, 35 V Tantal
1 Elko 10 µF, 16 V
1 Elko 22 µF, 10 V
1 Elko 2200 µF, 16 V

Stück	Bezeichnung
1	Gehäuse Typ ETM-3
4	Gummifüße 12 mm Ø
4	Knöpfe 13 mm Ø
4	Mutternabdeckringe 17 mm Ø
4	Abdeckkappen 10 mm
1	Netzkabel mit Schukostecker
1	Kabelabfangschelle
1	Glimmlampe 220 V
1	Cinchbuchse
1	Telefonkapsel 200–300 Ohm
1	Platine kupferkaschiert einseitig 135 x 70 x 1,5 mm
1	Transformator220 V/12 V–0,3 A(M42)
1	Gleichrichter B80C800Si
1	Feinsicherung 20 x 5 mm 0,5 A
2	Sicherungsklemm. f. gedr. Schalt.
1	Reedrelais 6 V–35 mW (Elfein)
15	Stecklötfahnen 1,3 mm
1	Lötfahne für Schraube M3
2	Federringe 3 mm
2	Muttern M3
4	Schrauben M3 x 20 mm
33	Schrauben M3 x 12 mm
4	Schrauben M3 x 10 mm
1 m	Schaltdraht 0,3 mm

Das nachfolgend beschriebene Stromverstärkungsmeßgerät für Transistoren ermöglicht ein direktes Ablesen der Stromverstärkung von Transistoren in verschiedenen Arbeitspunkten. Es zeichnet sich durch unproblematischen Aufbau und leichte Eichung aus. Wegen der größeren Genauigkeit wurde die Anzeige in zwei Bereiche mit automatischer Umschaltung aufgeteilt.

Gerhard Ebner

Stromverstärkungs-Meßgerät

Die Schaltung

Bild 1 zeigt die Schaltung des Meßgerätes. Dem zu messenden Transistor wird über eine Konstantstromquelle ein festeingestellter Basisstrom zugeführt. Als Funktion des Basisstromes fließt in Abhängigkeit von der Stromverstärkung B ein Kollektorstrom, der an einem Meßwiderstand einen Spannungsabfall hervorruft. Dieser Spannungsabfall wird in einer IS verstärkt und mit einem Drehspulinstrument mit 10 V Vollausschlag angezeigt.

Die Festlegung der einzelnen Basisströme erfolgt über die Transistoren T 1 und T 2. Diesen Transistoren werden hierzu über Zenerdioden stabilisierte Basisspannungen zugeführt. Im Emitterkreis werden über den Basisstromumschalter die einzelnen Emitterwiderstände, die zur exakten Eichung als Trimmpotis ausgeführt sind, eingeschaltet. Die Größe des Emitterwiderstandes bestimmt den Kollektorstrom, der infolge konstanter Basisspannung ebenfalls konstant bleibt. Bei Umschaltung des Basisstromes auf den zehnfachen Wert wird der Meßwiderstand gleichzeitig auf den zehnten Teil verkleinert. Dabei ergibt sich bei gleicher Stromverstärkung am Meßwiderstand derselbe Spannungsabfall. Die Meßwiderstände sollten dabei eine Toleranz von 1 % besitzen.

Die Umschaltung des Meßbereiches erfolgt durch Verändern der IS-Verstärkung. Hierzu wird der Widerstand zwischen dem Ausgang der IS und dem invertierenden Eingang von 100 kΩ auf 20 kΩ reduziert.

Im Meßbereich I, B ≦ 100 wird die IS mit einer Verstärkung von 100 betrieben. Bei höheren Stromverstärkungen übersteigt die Spannung am Ausgang den Wert 10 V; dadurch schaltet der Schmitt-Trigger (*Bild 2*), die Leuchtdiode D 1 leuchtet und der Fotowiderstand wird niederohmig. Die Verstärkung wird dadurch auf 20 reduziert. Der Meßbereich II liegt in den Grenzen $100 < B < 500$. Die bistabile Kippstufe wurde so dimensioniert, daß erst bei Unterschreiten einer Ausgangsspannung von 2 V bzw. B = 100 der Meßbereich wieder zurückgeschaltet wird.

Eichen des Geräts

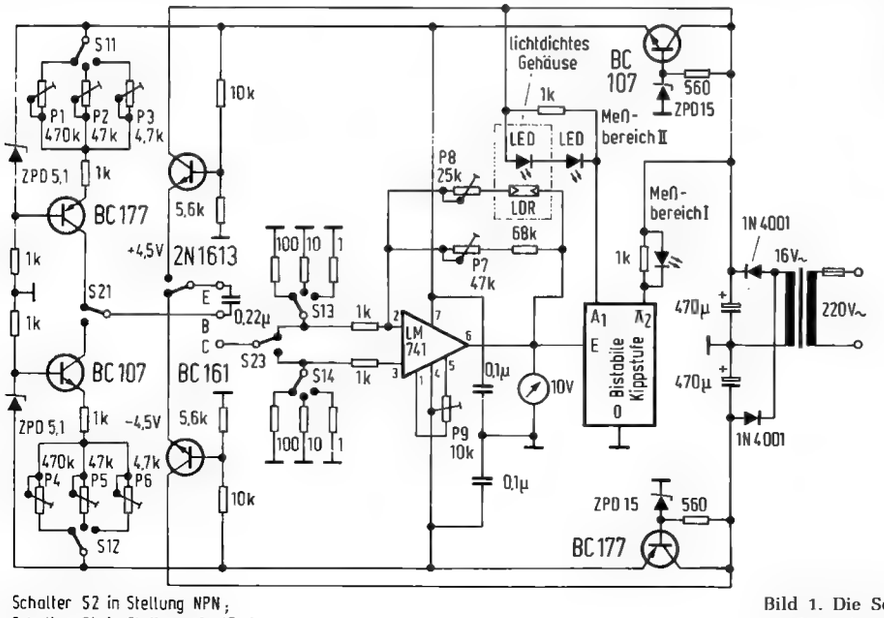
Zum Einstellen der Basisströme wird in die Prüfanschlüsse Emitter und Basis ein Amperemeter eingeschaltet. Die Trimmer P 1, P 2 und P 3 werden in Stellung NPN und die Regler P 4, P 5 und P 6 in Stellung PNP auf die Basisströme 10 µA, 100 µA und 1 mA abgeglichen.

Dann muß die Offsetspannung der IS kompensiert werden. Mit dem Regler P 9 stellt man am Ausgang eine Spannung von 0 V ein. Hierzu kann unserem Anzeigeinstrument auch ein Voltmeter mit kleinerem Meßbereich parallel geschaltet werden, um einen besseren Nullabgleich durchführen zu können.

Zum Eichen des Meßverstärkers wird zunächst der Regler P 10 auf seinen größten Wert verändert, und anschließend in die Buchsen Emitter und Kollektor die Reihenschaltung aus einem 2-kΩ-Poti, einem 820-Ω-Festwiderstand und einem Amperemeter eingeschaltet. Der Basisstromumschalter steht in Stellung 10 µA und der Polaritätsumschalter in Stellung NPN. Mit dem Poti wird ein Strom von 1 mA und anschließend mit dem Regler P 7 Vollausschlag am internen Anzeigeinstrument eingestellt. Der Regler P 10 wird nun so weit zurückgedreht, bis der Meßbereich gerade umschaltet. Zur Eichung des Meßbereiches II wird ein Strom von 5 mA eingestellt und mit P 8 die Stromverstärkungs-Anzeige wieder auf Vollausschlag justiert.

Aufbau des Geräts

Das Mustergerät wurde in ein Kunststoffgehäuse eingebaut. Zum Anschluß der Meßobjekte wurden drei Transistorsockel mit unterschiedlicher Sokkelbeschaltung eingesetzt. Für Transistoren mit anderen Gehäuseformen sind Buchsen vorgesehen, wobei die Transistoren über Leitungen mit Krokodilklemmen angeschlossen werden können. Platinen wurden nicht entwikkelt, vielmehr geschah der Aufbau der Schaltung auf üblichen Lochrasterplatten. Die Anschluß-Numerierung der IS (741 bzw. TBA 221) bezieht sich auf die 8polige Gehäuseversion.



Schalter S2 in Stellung NPN;
Schalter S1 in Stellung I_B=10µA

Bild 1. Die Schaltung des Stromverstärkungs-Meßgeräts. Die Meßbereichs-Umschaltung ist hier als „black box" gezeichnet

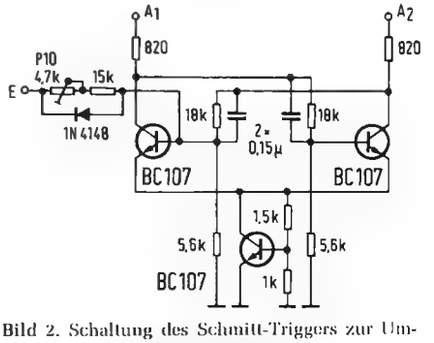


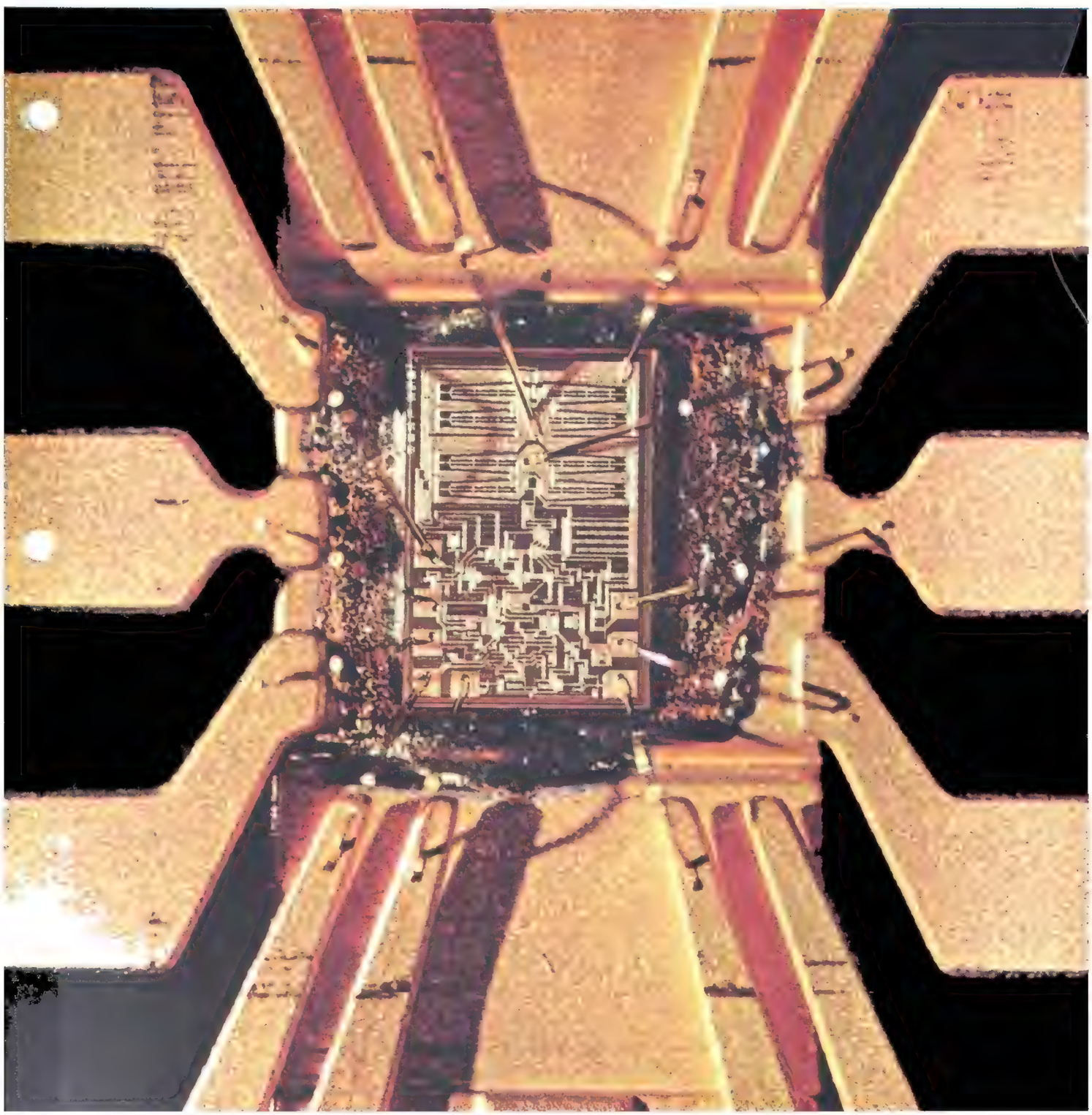
Bild 2. Schaltung des Schmitt-Triggers zur Umschaltung der beiden Meßbereiche

Mit dem Übertragungswagen am Fernsehstudio
Genfer LW- und MW-Konferenz
Die KW-Amateur-Antenne als LC-Kreis
Bauanleitungen: Pal-Regenbogengenerator,
elektronisches Unterhaltungsspiel Halali

B 3108 DX
2
48. Jahrgang
16. Januar 1976
DM 3.20
öS 28.–, sfr 4.–

Funkschau

Radio - Fernsehen - Elektroakustik - Elektronik



Willy Kunz

Selbstauslöser für Schmalfilmkameras

Während Selbstauslöser für Fotoapparate recht verbreitet sind, trifft man eine entsprechende Einrichtung für Amateurfilmkameras nur sehr selten an. Trotzdem wäre ein automatischer „Kameramann", welcher es erlaubt, selbst in einer bestimmten Szene aufzutreten, hin und wieder sehr willkommen.

Das nachstehend beschriebene Gerät übernimmt die Auslösung der Filmkamera selbständig in vorprogrammierter Weise. Es eignet sich vor allem für jene Kameras, die über einen Anschluß für elektromagnetische Fernauslösung verfügen. Bei andern Modellen kann es als Steuerteil für elektromechanische Auslösevorrichtungen dienen.

Arbeitsweise

Im Gegensatz zu Fotoauslösern sind hier zwei Zeitglieder beteiligt: eines für die bekannte Verzögerung bis zum Beginn der Aufnahme und eines für die eigentliche Szenendauer. Die Verzögerung (Wartezeit) wird etwas größer als für Fotozwecke üblich gewählt (damit man sich weit genug entfernen kann, falls man beispielsweise während der Aufnahme auf die Kamera zu marschieren will).

Als zweckmäßig hat sich eine Zeit zwischen zehn und fünfzehn Sekunden erwiesen. Die Szenendauer selbst soll hingegen zwischen 5 s und einer halben Minute frei wählbar sein. *Bild 1* zeigt den prinzipiellen Aufbau des Gerätes.

Man erkennt deutlich die beiden gleichartigen Hälften, entsprechend den zwei erwähnten Zeitgliedern. Auf einen Speicher 1, welcher die Bedienung des Auslösers auf einen kurzen Tastendruck beschränkt, folgt das Zeitglied 1. Dieses setzt nach Ablauf der Wartezeit mit Hilfe des Triggers 1 den Speicher 2 – die Kamera beginnt zu surren. Gleichzeitig kippt der Eingabespeicher wieder in den Anfangszustand zurück.

Ausgelöst durch den Speicher 2, beginnt nun auch das einstellbare Zeitglied 2 zu arbeiten. Nach der vorgewählten Zeit wird über den Trigger 2 der Speicher 2 zurückgesetzt, worauf die Kamera stoppt. Das Gerät ist nun wieder bereit für einen neuen Startimpuls.

Schaltungsbeschreibung

Die vollständige Schaltung des Selbstauslösers ist in *Bild 2* angegeben. Durch Vergleich mit Bild 1 erkennt man die Funktion der einzelnen Stufen rasch. T 1 und T 2 bilden den Eingabespeicher in Form eines Flipflops. Die unterschiedlichen Werte der Kollektorwiderstände sorgen dafür, daß beim Einschalten stets der linke Transistor leitet. (Dasselbe gilt auch für den Speicher 2 mit T 5 und T 6).

Durch kurzes Drücken der Starttaste sperrt nun T 1, und T 2 leitet. Dadurch sperrt T 3 und hebt den Kurzschluß über dem Ladekondensator C 1 auf, welcher jetzt über R_w aufgeladen wird.

Sobald die Spannung an C 1 einen Wert erreicht, der einem ganz bestimmten Bruchteil der Speisespannung entspricht, zündet der Unijunctiontransistor T 4 und entlädt den Kondensator über die E-B1-Strecke. An R 1 entsteht ein positiver Impuls, welcher den Speicher 1 zurückstellt und den Speicher 2 setzt. Die Spannung an C 1 wird nun wieder wegen T 3 auf ca. 0,1 V gehalten, was einen genau definierten Anfangszustand für die nächste Aufladung gewährleistet.

Die zweite Hälfte der Schaltung entspricht der ersten, mit dem Unterschied, daß R_w durch eine mit P veränderbare Stromquelle ersetzt wurde. Dadurch kann die Geschwindigkeit der Aufladung und somit auch die Szenendauer verändert werden. Die Stromquelle anstelle eines einfachen Potentiometers bewirkt einen linearen statt exponentiellen Spannungsanstieg an C 2, was sich günstig auf die Zeitkonstanz auswirkt. Im Sperrzustand von T 5 wird T 11 über T 10 durchgesteuert, und der Elektromagnet in der Kamera zieht an.

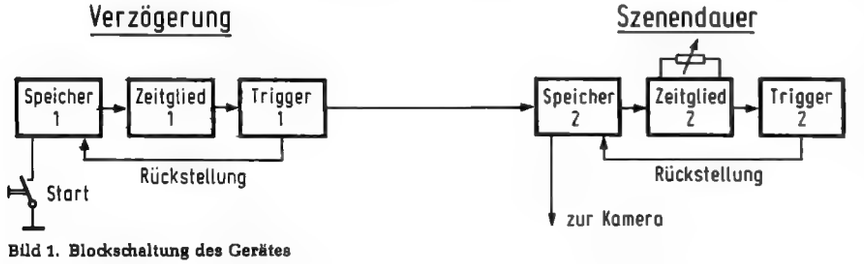


Bild 1. Blockschaltung des Gerätes

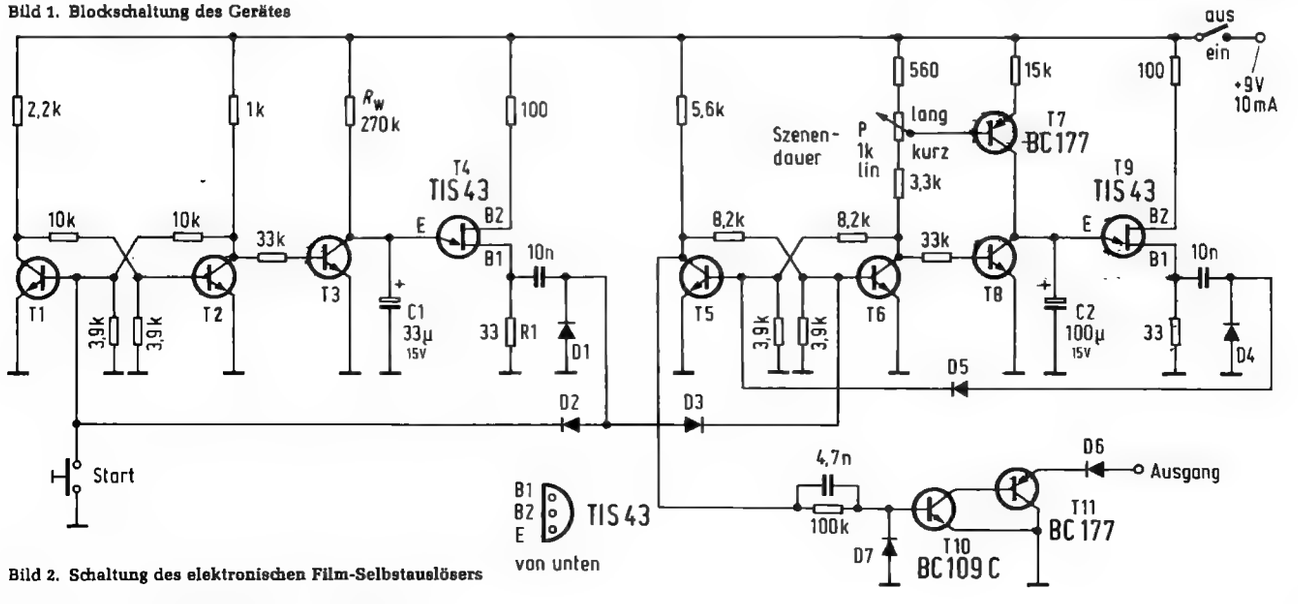


Bild 2. Schaltung des elektronischen Film-Selbstauslösers

Bild 3. Ansicht des halb geöffneten Mustergerätes

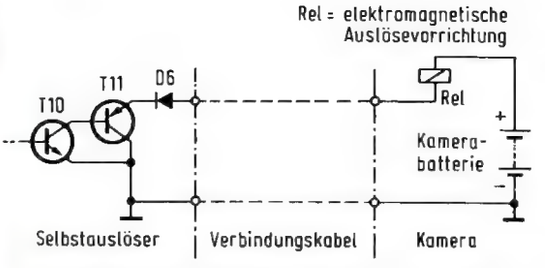


Bild 4. Die prinzipielle Anschaltung der Kamera an das Gerät

D 7 hat dabei die Aufgabe, mögliche negative Störspitzen vom Speicher 2 fernzuhalten.

Schaltungsaufbau

Von der Verwendung digitaler IS wurde abgesehen, und zwar aufgrund folgender Überlegungen:

- Mit normalen TTL-IS wäre der Leistungsbedarf mehr als doppelt so groß wie im gewählten Aufbau. Da die Schaltung außerdem an einer 9-V-Batterie betrieben werden soll, käme noch ein Leistungsverlust infolge der Spannungsteilung auf 5 V hinzu.
- Die Größe der Zeitglieder würde bei Verwendung von TTL-IS (z. B. 74121) große Kapazitäten und damit großen Raumbedarf bedingen.
- Durch die weitgehende Verwendung von billigen, ungestempelten Halbleitern dürfte die gewählte Lösung preisgünstiger sein.

Die auf einer Lochrasterplatte aufgebaute Schaltung fand samt Batterie leicht in einem kleinen Metallgehäuse Platz *(Bild 3)*. Sämtliche Bedienungselemente sind an derselben Seite angebracht; das Verbindungskabel zur Kamera ist steckbar. Zusätzlich wurden beim Mustergerät die Anschlüsse der Starttaste auf eine Buchse geführt, um die Auslösemöglichkeiten zu erweitern. Die Starttaste selbst ist eine Impulstaste, sie darf also beim Drücken nicht einrasten. Die *Tabelle* gibt Auskunft über die verwendeten Halbleiter.

Weitere Hinweise

Die Anschaltung der Kamera geschieht üblicherweise gemäß *Bild 4*. Bei einigen Modellen entspricht das Gehäuse jedoch dem Pluspol der Stromversorgung. Ist dies der Fall, so sind die Anschlüsse des einen Steckers des Verbindungskabels zu vertauschen.

Wie in der Einleitung erwähnt, eignet sich das Gerät auch für Kameras ohne besonderen Fernsteueranschluß. Dazu ist ein Adapter dazwischenzuschalten, welcher über einen Zugmagneten einen gewöhnlichen Drahtauslöser betätigt. Solche Einrichtungen sind im Fachhandel erhältlich oder können mit etwas Geschick selbst hergestellt werden.

Die Zeitkonstanz des Selbstauslösers dürfte für alle Anwendungsfälle genügend sein. (Kurzzeitig blieb die Szenendauer 5 s innerhalb weniger ms konstant.) Die längeren Ladezeiten auf einen bestimmten Spannungswert bei herabgesetzter Batteriespannung werden weitgehend kompensiert durch eine entsprechend niedrige Zündspannung der Unijunctiontransistoren, da das Verhältnis η nicht von der Betriebsspannung abhängt.

Der Strom durch den Ausgangstransistor betrug für die verwendete Kamera etwa 25 mA. Ein Leistungstyp dürfte sich daher bei allen üblichen Schmalfilmkameras erübrigen.

Der Widerstand R_W kann natürlich auch veränderlich gemacht werden. So erlaubt beispielsweise die Serienschaltung eines Festwiderstandes 100 kΩ mit einem 250-kΩ-Potentiometer anstelle von R_W die Einstellung der Wartezeit zwischen 5 s und 15 s.

Tabelle der im Mustergerät verwendeten Halbleiter

Alle nicht bezeichneten Transitoren sind Si-Universaltypen mit $\beta \geqq 100$.
T 4, T 9: Unijunctiontransistoren, z. B. TIS 43 (Texas Instr.), 2N2646 (GE).
Alle Dioden sind Si-Universaltypen, z. B. 1N914.

Arno Ruff

Halali

Elektronisches Reaktions- und Unterhaltungsspiel

Halali ist ein elektronisches Unterhaltungsspiel, welches von den Mitspielern hohe Aufmerksamkeit und ein gewisses Reaktionsvermögen verlangt. An diesem Spiel können sich zwei bis vier Personen beteiligen.

Die Spielregel: Zunächst werden mit dem Drucktaster Ta 1 (Reset) sämtliche Minitrons auf 0 gestellt und die LED ausgeschaltet. Danach drückt einer der Mitspieler (am zweckmäßigsten Spieler D) die Taste Ta 2 (Start). Auf dem LED-Kreis beginnt ein Lichtpunkt umzulaufen. Diesen gilt es „abzuschießen". Jeder Spieler versucht nun mit seiner Schuß-Taste diesen Leuchtpunkt zu treffen, und zwar gelingt dies nur, wenn der Lichtpunkt gerade eine der roten LED passiert.

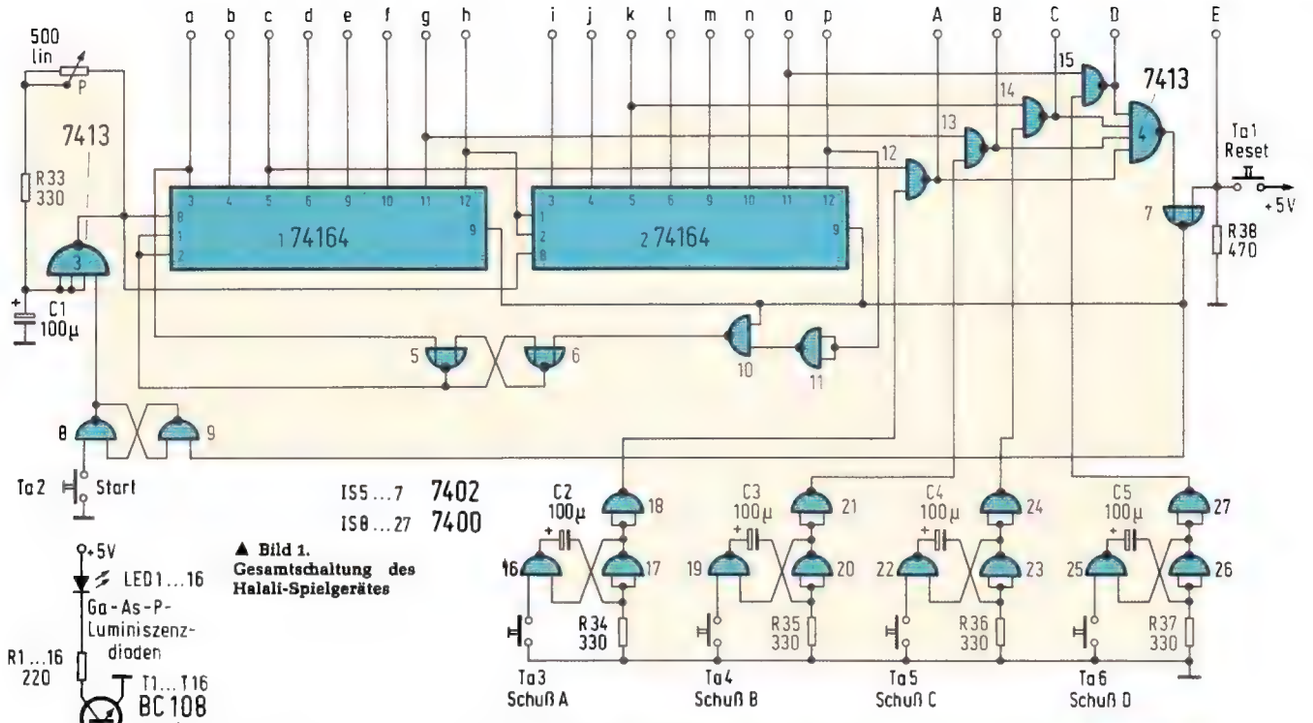
Wurde der Leuchtpunkt abgeschossen, so verschwindet dieser, und beim betreffenden Schützen wird der Treffer auf dem Minitron registriert. Mit Ta 2 kann ein neuer Lichtpunkt gestartet werden. Hat einer der Mitspieler neun Treffer erzielt, so werden die Punkte aller Teilnehmer notiert, die Reset-Taste gedrückt, das Spielgerät um 90° gedreht und eine neue Runde gestartet.

Ein Spiel besteht aus vier Runden, so daß jeder Teilnehmer einmal an jeder Taste zum Schuß kommt. Wer nach vier Runden die meisten Treffer aufweist, ist Sieger.

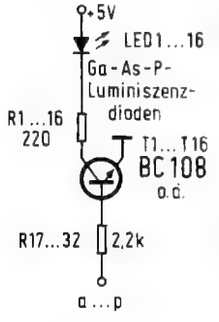
Die Schaltung *(Bilder 1 bis 3)* wurde (mit Ausnahme der Treiber-Transistoren T 1...16) ausschließlich mit digitalen integrierten Schaltungen der TTL-Familie aufgebaut. Wird Ta 1 gedrückt, so erhalten alle R_0-Eingänge der Dezimalzähler 7490 über den E-Anschluß ein H-Signal, und die Minitron-Anzeigen gehen auf 0. Gleichzeitig gelangt über das NOR-Gatter 7 logisch L an die beiden Schieberegister und löscht diese. Das L-Signal kippt auch das Start-Flipflop 8/9, so daß an dessen Ausgang logisch L liegt. Das NOR-Flipflop 5/6 erhält dagegen über das NAND-Glied 10 H-Signal, es kippt und bereitet die Eingänge A und B des ersten Schieberegisters vor.

Drückt man die Start-Taste Ta 2, so bekommt Flipflop 8/9 einen Setzimpuls, und der aus einer halben IS 7413 aufgebaute astabile Multivibrator 3 beginnt zu arbeiten. Sobald am Ausgang QA der IS 1 logisch H erscheint, kippt Flipflop 5/6 und sperrt die Eingänge, so daß nur ein einziges H hindurchgeschoben werden kann. Erreicht dieser Impuls Ausgang QH des zweiten Registers, so kippt Flipflop 5/6 zurück, und das Spiel wiederholt sich. Die Schieberegister arbeiten somit als 16-bit-Ringzähler.

Die Schuß-Treffer-Schaltung sei am Beispiel A erklärt. Wird die Taste Ta 3 betätigt, so gibt das aus den drei NAND-Gattern 16...18 aufgebaute Monoflop einen kurzen Impuls ab. Trifft dieser gleichzeitig mit dem QC-Ausgangsimpuls des Registers 1 am NAND 12 ein, so bewirkt dies eine Reihe von Veränderungen: 1. Der Ausgang des NAND



▲ **Bild 1. Gesamtschaltung des Halali-Spielgerätes**



◀ **Bild 2. Die LED-Anzeige mit Treibertransistor; sie wird 16mal benötigt**

wird logisch L. Dieser Übergang von H nach L ist gleichzeitig der Treffer-Zählimpuls, der über die Leitung A an den Dezimalzähler 7490 gelangt und das Minitron um eine Ziffer weiterschaltet. 2. Über die Gatter 4 und 7 erreicht ein Reset-Impuls die beiden Schieberegister. 3. Flipflop 5/6 kippt und schaltet die Eingänge der IS 1 auf logisch H. 4. Flipflop 8/9 kippt und stoppt den AMV. Damit ist die gesamte Schaltung für einen neuen Start vorbereitet.

Die Frequenz des AMV läßt sich mit dem Potentiometer P verändern. Für besonders Reaktionsschnelle kann der Wert von C1 noch etwas verkleinert werden, die Umlaufgeschwindigkeit des Lichtpunktes erhöht sich dadurch.

An die Ausgänge a...p der beiden Schieberegister ist je eine LED-Anzeigeeinheit nach Bild 2 zu schalten, wobei für die Ausgänge c, g, k und o rote und für alle anderen grüne LED verwendet werden sollten. An die Punkte A...D

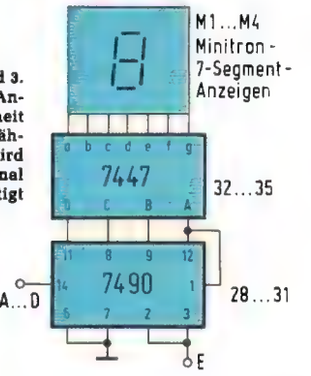


Bild 3. Minitron-Anzeige-Einheit mit Dezimalzähler. Diese wird viermal benötigt

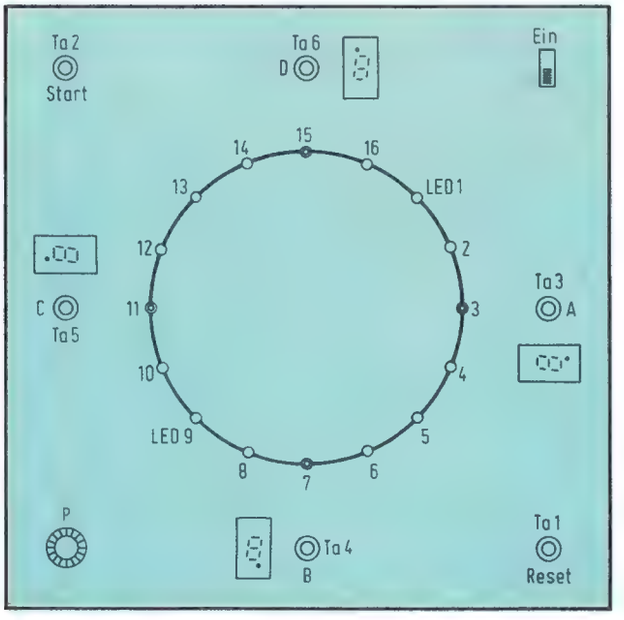


Bild 4. So werden die Bedienungs- und Anzeigeelemente auf dem Spielbrett angebracht

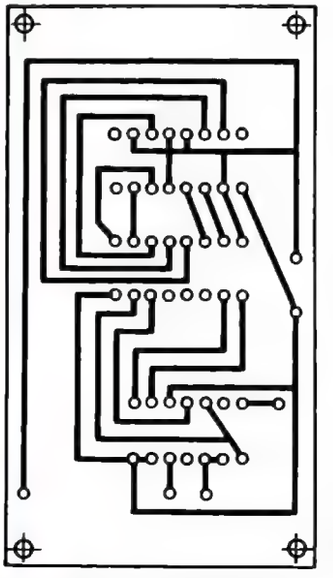


Bild 5. Platine für die Minitron-Anzeigen. Es sind vier Stück davon anzufertigen

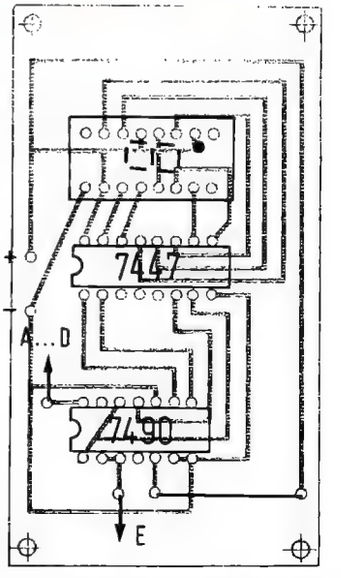


Bild 6. Bestückungsseite der Anzeige-Platine

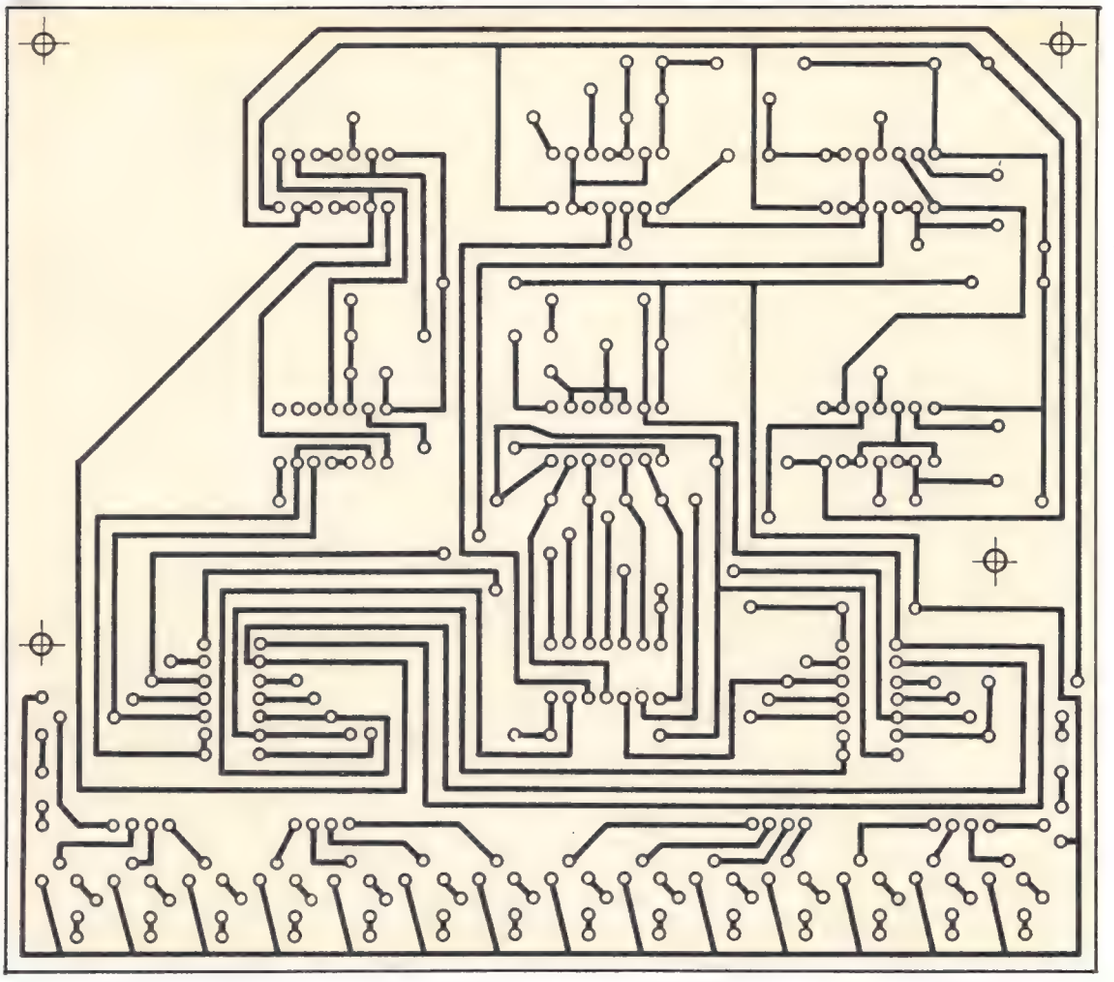


Bild 7.
Leiterplatte für die Steuerschaltung

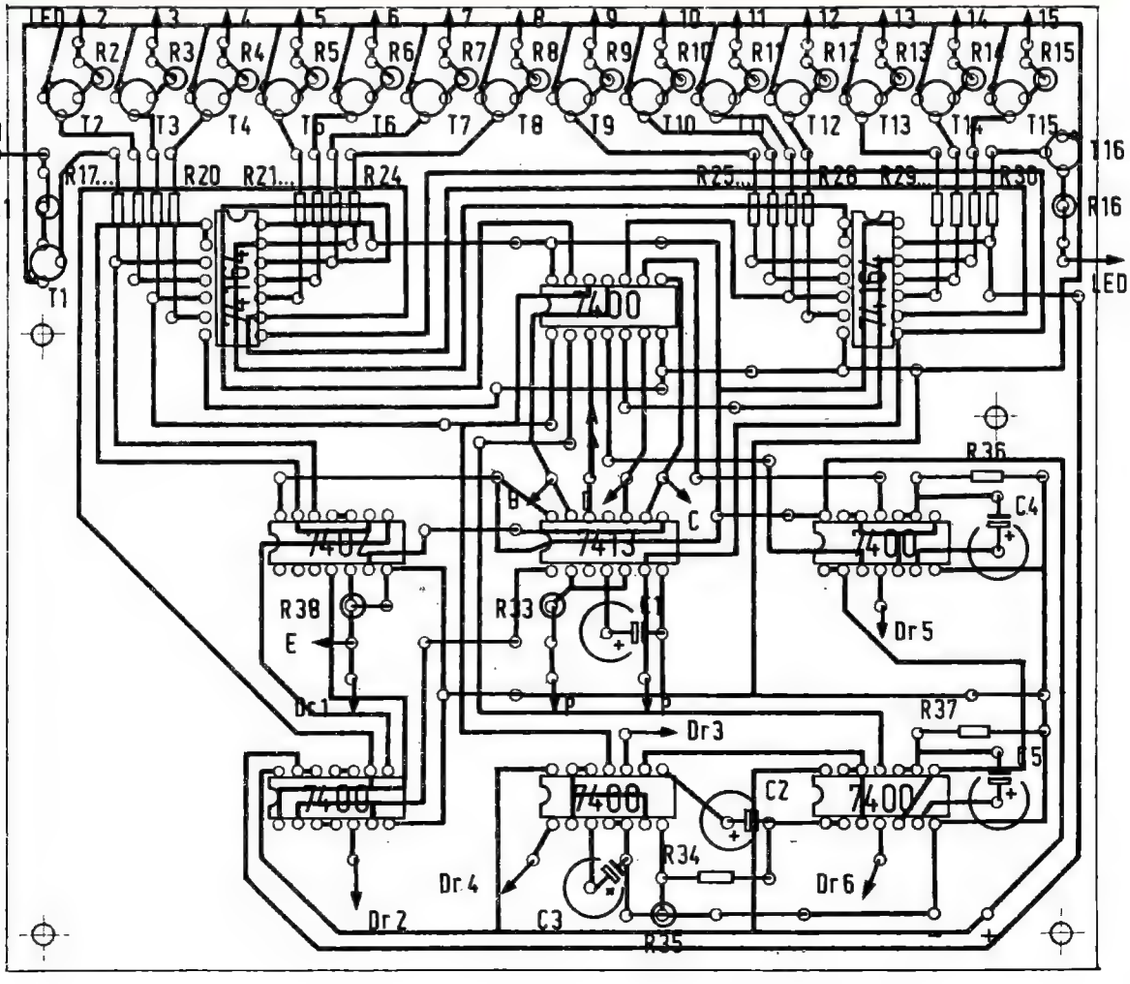


Bild 8.
Anordnung der Bauteile auf der Bestückungsseite der Leiterplatte

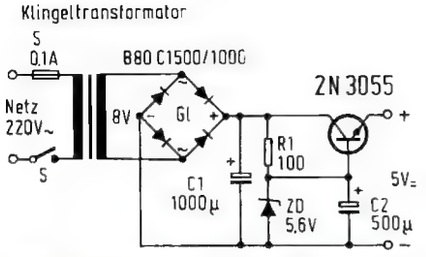


Bild 9. Schaltung eines einfachen stabilisierten Netzgerätes für 5 V

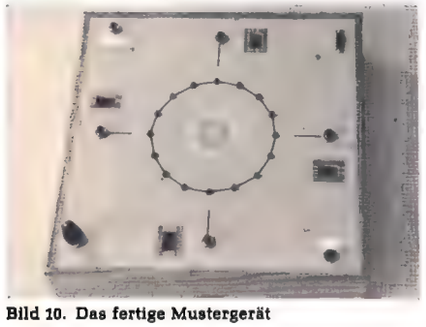


Bild 10. Das fertige Mustergerät

wird je eine Minitron-Anzeige mit Dezimalzähler nach Bild 3 geschaltet. Die R_0-Eingänge aller vier Dezimalzähler führen gemeinsam an den Punkt E.

Aufbauhinweise

Als Spielbrett dient eine Sperrholzplatte 24 cm x 24 cm *(Bild 4)*. Die LED werden in entsprechende Bohrungen gesteckt und evtl. mit einem Tropfen Alleskleber festgehalten. Auf der Rückseite des Spielbrettes wird neben jede LED ein Messing-Reißbrettstift gedrückt, der als Lötstützpunkt für die LED-Katode und die flexible Leitung zum zugehörigen 220-Ω-Widerstand dient.

Die Minitron-Anzeige-Platinen *(Bilder 5* und *6)* werden neben den Schuß-Tasten mit je vier 3 x 20-mm-Schrauben, deren Köpfe im Holz versenkt sind, angebracht und über Litze mit der Steuerplatine verbunden. *Bilder 7* und *8* zeigen die Leiterplatte und den Bestückungsplan des Geräts.

Zur Stromversorgung dienen vier Monozellen (= 6 V) oder ein auf 5 V einstellbares stabilisiertes Netzgerät. Der Stromverbrauch beträgt 500 mA. Die Schaltung eines einfachen stabilisierten Netzteiles ist in *Bild 9* und das Mustergerät in *Bild 10* gezeigt.

Stückliste

2 IS 74164
1 IS 7413
1 IS 7402
5 IS 7400
4 IS 7490
4 IS 7447
4 Minitron-7-Segment-Anzeigen
1 Miniatur-Potentiometer 500 Ω, lin.
16 Transistoren BC 108 o. ähnl.
16 Ga-As-P-Lumineszenzdioden
5 Elektrolyt-Kondensatoren 100 µF
16 Widerstände 220 Ω
16 Widerstände 2,2 kΩ
5 Widerstände 330 Ω
1 Widerstand 470 Ω
6 Miniatur-Drucktaster

Hans Ehrich

Pal-Regenbogen- und Konvergenzmustergenerator

Testsignale des Farbbalkengenerators

Farbbalken (Regenbogen) nach der Pal-Norm

Der Farbbalkengenerator liefert ein Farbartsignal (Regenbogen) mit und ohne Austastungen für Einstellzwecke eines Farbfernsehempfängers nach der Pal-Norm mit geschaltetem Burst. Da beim Regenbogensignal von einem konstanten Farbartsignal ausgegangen wird, ergeben sich bei der Dimensionierung und Einstellung eines Farbempfängers in den in Frage kommenden Farbstufen keine Mehrdeutigkeiten.

Gittermuster für die Konvergenzeinstellung

Bei dem vorliegenden Pal-Regenbogengenerator wird durch Abmischen der beiden Quarzfrequenzen, wie noch genauer beschrieben wird, die doppelte Zeilenfrequenz gewonnen. Durch eine entsprechende Frequenzteilung von $2 \times f_Z$ (f_Z = Zeilenfrequenz) auf f_Z und von $2 \times f_Z$ auf f_B (f_B = Bildfrequenz) erhält man das AS-Signal mit dem Zeilensprung.

Aus dem Frequenzteiler lassen sich ohne Berücksichtigung des Zeilensprungverfahrens die horizontalen Gitterlinien ableiten. Das hat jedoch ein Flimmern der horizontalen Linien, zur Folge, welches eine Konvergenzeinstellung erschweren würde. Durch drei zusätzliche bistabile Multivibratoren wird das Flimmern unterbunden sowie gewährleistet, daß immer nur ganze Zeilen geschrieben werden. Das Gittermuster besteht dann aus 10 vertikalen und 12 horizontalen Linien.

Der zusätzliche Schaltungsaufwand ließe sich reduzieren, wenn auf das Zeilensprungverfahren verzichtet würde. Damit wird auch der Aufwand des Taktgebers geringer. Dagegen spricht jedoch:

a) Höhere Frequenzteilungsfaktoren beeinträchtigen die Betriebssicherheit des Taktgebers.
b) Da nach der CCIR – Norm $f_Z = 312{,}5 \times fB$ ist, wäre der nächstliegende Faktor ohne Zeilensprung, mit dem Zeile und Bild verkoppelt sind, 315. Hieraus ergibt sich eine Rasterfrequenz, die etwas unterhalb der Norm – Rasterfrequenz liegt.

Funktionsbeschreibung Farbbalkengenerator und Modulator

Der Quarzoszillator

Beide Quarzoszillatoren mit den Transistoren T 1 und T 7 sind gleich aufgebaut *(Bild 1)*. Die Kollektorschaltung ermöglicht einen niederohmigen Generator-Innenwiderstand. Zur Anpassung der beiden Ausgangsspannungen ist in den Rückkopplungszweigen je ein 1-kΩ-Potentiometer vorgesehen.

Mischstufe mit Verstärker und Impulsformer

In der Mischstufe mit T 2 werden die beiden Frequenzen gemischt. Mit der Spule L 3 wird die alternierende Burstphase 180° ± 45° eingestellt. Die zweifache Zeilenfrequenz verstärkt die Transistorstufe T 8. Die Impulsformerstufe mit T 9 liefert negativ gerichtete Impulse für die Frequenzteilerstufen *(Bild 2)*.

Der Kollektorkreis mit L 4 ist auf 187,5 kHz abgestimmt, seine Einstellung bestimmt die Lage der Farbbalkenaustastung.

Frequenzvervielfachung

Die Frequenzvervielfacherstufe mit T 10 ist ein schwach mitgekoppelter selektiver Verstärker. Der Schwingkreis L 5 ist auf 187,5 kHz abgestimmt, also auf $12 \times f_Z$. Er wird auf maximale Ausgangsspannung eingestellt. Aus dem kapazitiven Spannungsteiler (Bild 1) wird die sinusförmige Spannung der Impulsformerstufe T 19 für die Bildung der Farbbalkenimpulse zugeführt (Bild 3).

Impulsformerstufe

In der Impulsformerstufe T 19 werden die Farbbalkenaustastimpulse geformt, die am Kollektor für die Austaststufe zur Verfügung stehen. An der Spule L 7 im Kollektorzweig können die negativen Impulse für die vertikalen Linien entnommen werden. Die Diode D 9 begrenzt die positiven Spitzen. *(Bild 4)*.

Impulse für die horizontalen und vertikalen Konvergenzlinien werden durch die Dioden D 7 und D 8 rückwirkungsfrei addiert.

Frequenzteilerstufe mit Impulsformer

In der Frequenzteilerstufe mit T 11 und T 12 wird von der zweifachen Zeilenfrequenz durch Frequenzteilung die Zeilenfrequenz abgeleitet. *Bild 5* zeigt das Prinzip des Frequenzteilers als astabiler Multivibrator mit Emitterkopplung.

Der Frequenzteiler soll nicht nur die Zeilenfrequenz von der Periodendauer $t = 64\ \mu s$ liefern, sondern auch gleichzeitig den normgerechten Zeilensynchronimpuls von etwa 5 µs. Bei der Einstellung des Teilungsfaktors darf sich jedoch nicht die Dauer des Zeilensynchronimpulses ändern.

Dies kann durch eine entsprechende Dimensionierung der Frequenzteilerstufe erreicht werden. Hierbei muß

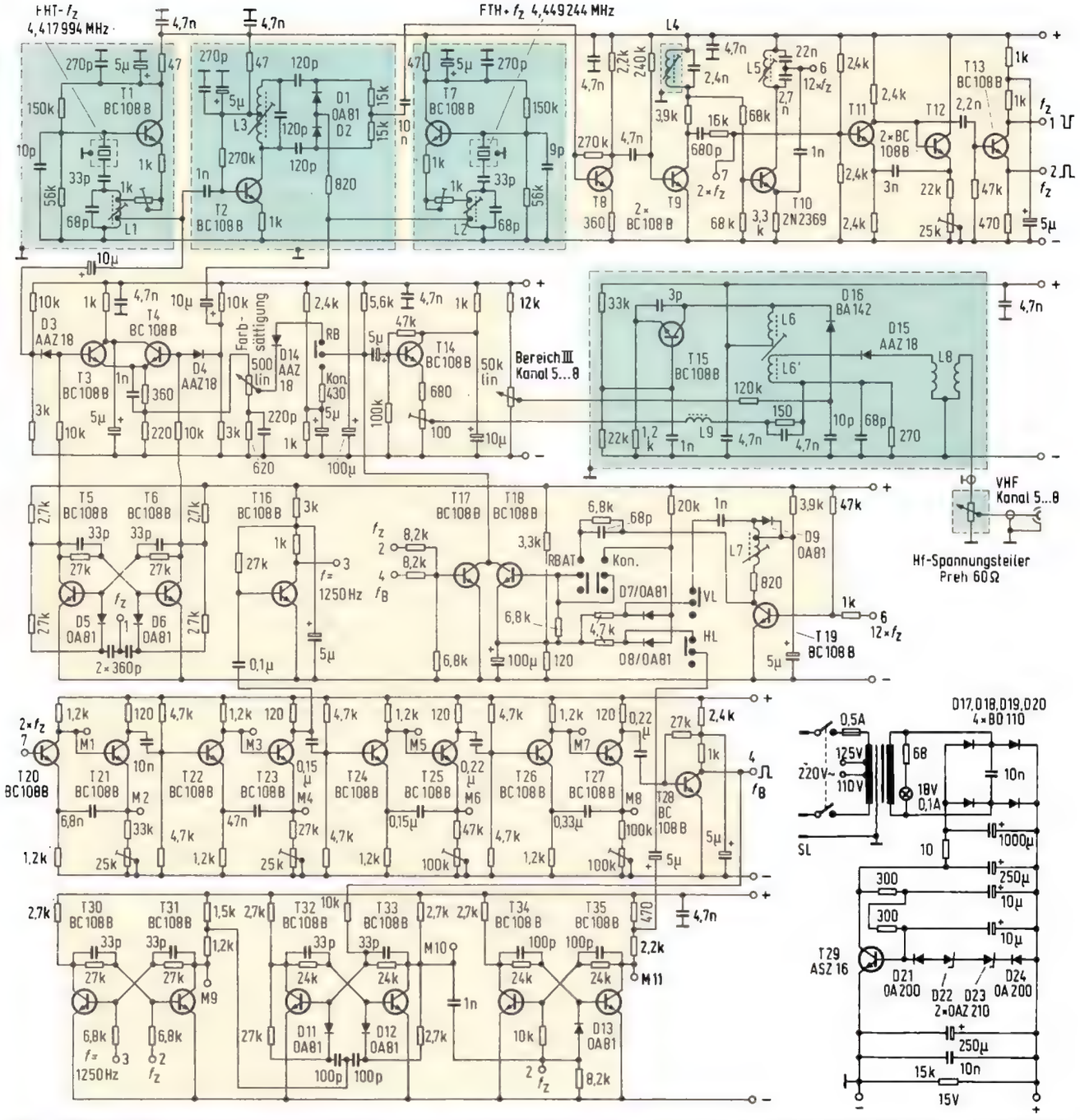


Bild 1. Schaltung des Pal-Generators. RB = Regenbogen, Kon. = Konvergenzmuster, AT = Austastung, HL = horizontale Linien, VL = vertikale Linien, FHT = Farbhilfsträger, f_z = Zeilenfrequenz, f_B = Bildfrequenz, M 1... = Meßpunkte

$R2 \gg R1$ sein. Dann ist die Impulsdauer proportional $R1 \cdot C$, die Pausendauer $R2 \cdot C$.

Bei richtiger Einstellung des Teilungsfaktors mit dem Potentiometer im Emitterzweig ergibt sich *Bild 6*.

Der Impulsverstärker mit T 13 liefert positiv gerichtete Zeilenimpulse für die Synchronimpulsaddierstufe, die bistabilen Multivibratoren für die horizontalen Linien und negativ gerichtete Zeilenimpulse für den zeilenfrequenten Umschalter *(Bild 7)*.

Elektronischer Umschalter und bistabiler Multivibrator

Der elektronische Umschalter mit T 3, T 4, D 3 und D 4 besitzt durch die Doppelumschaltung (Diode und Transistor) eine große Übersprechdämpfung zwischen den beiden Zeileninformationen. Der bistabile Multivibrator mit T 5 und T 6 wird durch negativ gerichtete Zeilenimpulse umgeschaltet *(Bild 8)* und betätigt über die beiden 10-kΩ-Widerstände den elektronischen Umschalter.

Ist z. B. das Potential am Kollektor von T 5 Null und an T 6 positiv, dann sind D 3 und T 3 gesperrt und D 4 und T 4 geöffnet. Die alternierenden Zeileninformationen stehen dann am Emitterwiderstand des Umschalters zur Verfügung *(Bild 9)*.

Die Austaststufe

Horizontal- und Vertikal-Synchronimpuls werden in der Addierstufe mit T 17 zusammengesetzt. Das Farbartsignal wird mit D 14 durch die Synchronisierimpulse ausgestastet.

Bei der Farbbalkenaustastung erfolgt über T 18 und D 14 eine zusätzliche

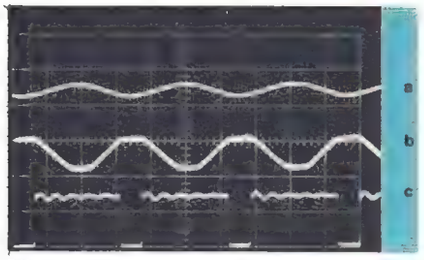


Bild 2. a = Ausgangsmischstufe, x ≙ 10 µs/Einheit, b = U_C T 8, c = U_C T 9

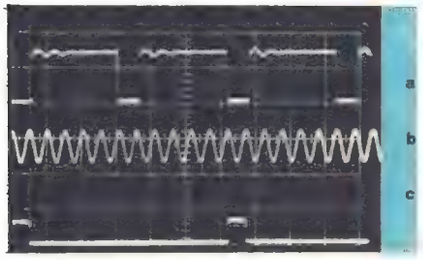


Bild 3. a = U_C T 9, x ≙ 10 µs/Einheit, b = Frequenzvervielfacher × 6, c = U_C T 13

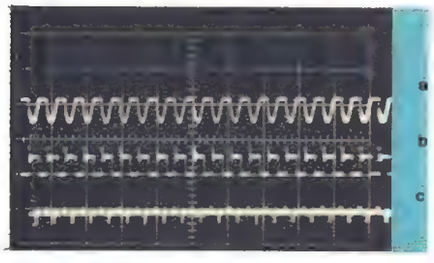
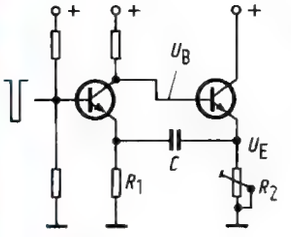
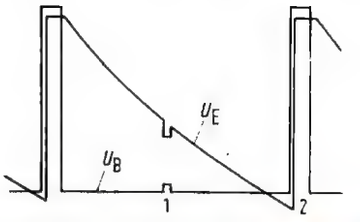


Bild 4. a = U_B T 19, x ≙ 10 µs/Einheit, b = U_C T 19, c = U_A D 9



◀ Bild 5. Frequenzteilerstufe

Bild 6. ▶ Einstellung des Frequenzteilers 1:2



lation modulierter Träger. Die Kapazitätsdiode D 16 bekommt von einem Potentiometer eine einstellbare Gleichspannung. Da die Kapazität der Diode von der angelegten Sperrspannung abhängig ist, kann hiermit die Trägerfrequenz von Kanal 5 bis Kanal 6 kontinuierlich durchgestimmt werden.

Funktionsbeschreibung
Frequenzteiler und Gittermusterteil

Frequenzteilerstufen

In den Frequenzteilerstufen läßt sich aus der doppelten Zeilenfrequenz mit vier Frequenzteilern mit dem Teiler-

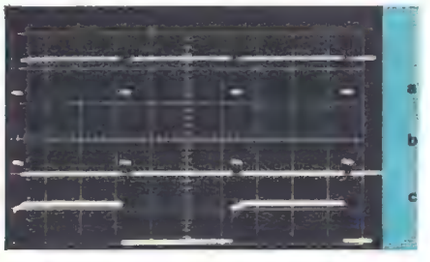


Bild 7. a = U_C T 13, x ≙ 20 µs/Einheit, b = U_E T 13, c = U_C T 5

faktor 5 die 50-Hz-Bildfrequenz (f_B) gewinnen. Die Einstellung der Teilerverhältnisse wird, wie schon beschrieben, durch Messen der Basis- und Emitterspannung an der zweiten Stufe eines jeden Frequenzteilers vorgenommen. Mit dem Potentiometer läßt sich nach dem Schirmbild des Oszillografen, wie *Bild 13* zeigt, der Teilungsfaktor 5 einstellen (siehe auch Bild 8 sowie *Bilder 14, 15 und 16*).

Impulsverstärker

Die Transistorstufen mit T 16 und T 28 sind Impulsverstärker. Am Kollektor von T 16 wird ein positiver 1250-Hz-

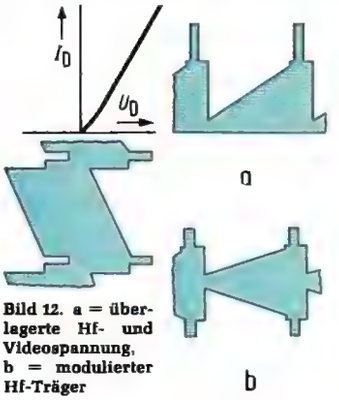


Bild 12. a = überlagerte Hf- und Videospannung, b = modulierter Hf-Träger

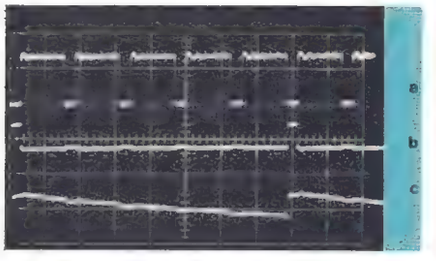


Bild 8. a = U_C T 9, x ≙ 20 µs/Einheit, b = U_C T 20; 1. Teiler 1:5, c = U_E T 21

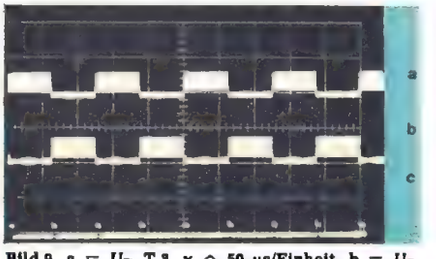


Bild 9. a = U_B T 3, x ≙ 50 µs/Einheit, b = U_B T 4, c = U_E T 13

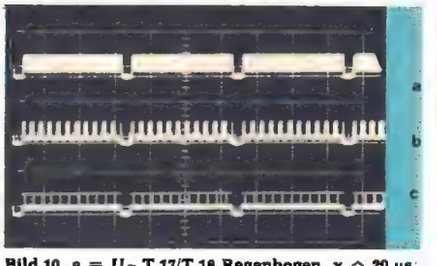


Bild 10. a = U_C T 17/T 18 Regenbogen, x ≙ 20 µs Einheit, b = U_C T 17/T 18 Regenbogen m. Austastung, c = U_C T 17/T 18 Konvergenzmuster

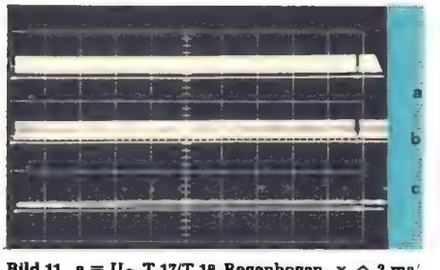


Bild 11. a = U_C T 17/T 18 Regenbogen, x ≙ 2 ms/ Einheit, b = U_C T 17/T 18 Regenbogen m. Austastung, c = U_C T 17/T 18 Konvergenzmuster

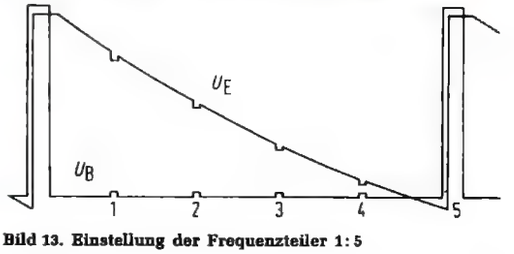


Bild 13. Einstellung der Frequenzteiler 1:5

Austastung mit Farbbalken-Austastimpulsen. Bei der Schalterstellung Konvergenzmuster wird über T 17 mit den Synchronisierimpulsen und über T 18 mit den Impulsen für das Konvergenzmuster ein Gleichspannungspegel getastet. *(Bild 10,* über Zeile betrachtet, *Bild 11,* über Bild betrachtet.)

Ein Emitterfolger mit T 14 liefert das (F)BAS-Signal für die Modulation des Bildträgers.

Modulation des Bildträgers

Der Hf-Oszillator ist über eine kleine Kapazität zwischen Kollektor und Emitter von T 15 rückgekoppelt und schwingt im Bereich III. Über eine Spule wird für die Modulation an der Diode D 15 die notwendige Hf-Spannung ausgekoppelt. Die Videospannung moduliert den Hf-Träger in sogenannter Stromflußwinkel-Modulation. Vor der Katode der Diode D 15 sind Hf-Träger und Videospannung miteinander überlagert *(Bild 12).* Den hochfrequenten Diodenstrom erhält man durch die Projektion der Überlagerungsspannung an der Diodenkennlinie.

Der parallel an der Spule L 8 stehenden Hf-Spannung fehlt die Gleichstromkomponente. Über eine Auskoppelung ergibt sich somit der in Negativ-Modu-

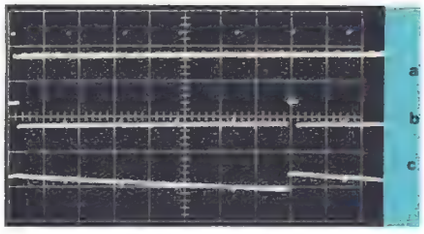


Bild 14. a = U_C T 20, x ≙ 100 µs/Einheit, b = U_C T 22, 2. Teiler 1:5, b = U_C T 22; 2. Teiler 1:5, c = U_E T 23

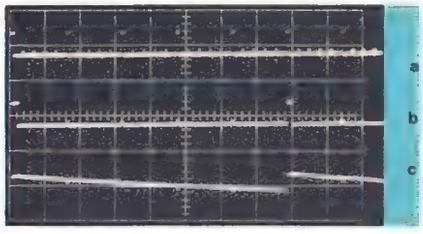


Bild 15. a = U_C T 22, x ≙ 500 µs/Einheit, b = U_C T 24; 3. Teiler 1:5, c = U_E T 25

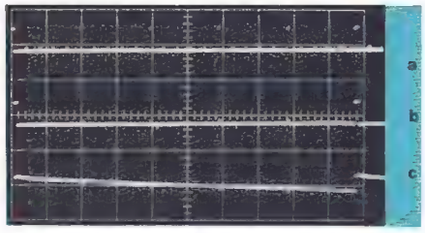


Bild 16. a = U_C T 24, x ≙ 2 ms/Einheit, b = U_C T 26; 4. Teiler 1:5, c = U_E T 27

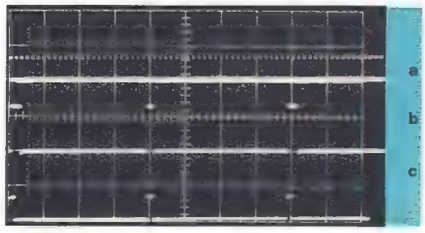


Bild 17. a = U_E T 13, x ≙ 200 µs/Einheit, b = U_C T 31, c = U_C T 16

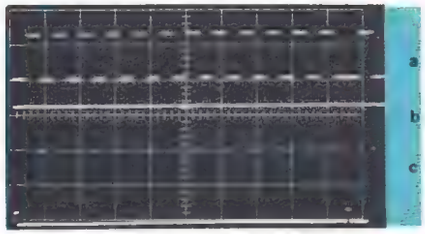


Bild 18. a = U_C T 33, x ≙ 2 ms/Einheit, b = U_C T 35, c = U_C T 28

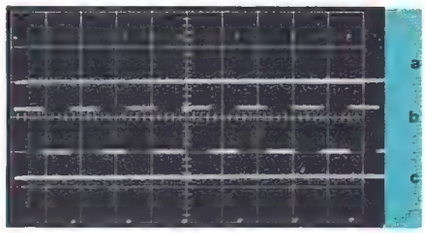


Bild 21. a = U_C T 31, x ≙ 1 ms/Einheit, b = U_C T 33, c = U_C T 35

Impuls für die Erzeugung der horizontalen Konvergenzlinien abgenommen *(Bild 17)*.

Die Transistorstufe mit T 28 liefert den 50-Hz-Bildimpuls *(Bild 18)*.

Gittermusterteil

Das Gittermusterteil für die Erzeugung der horizontalen Linien enthält drei bistabile Multivibratoren. Der bistabile Multivibrator mit T 30 und T 31 erhält die 1250-Hz-Impulse aus dem Taktgeber und die 15 625-Hz-Impulse.

Am Kollektor von T 31 erscheinen Impulse mit voller und halber Zeilendauer. Vergleicht man in *Bild 19* die negativen Rückflanken mit den Zeilensynchronimpulsen, so ist ersichtlich, daß zwischen den Perioden einmal 12, dann 13 Zeilenimpulse liegen. Die negativen Flanken am Kollektor von T 31 steuern den zweiten bistabilen Multivibrator, der als Frequenzteiler arbeitet. Die negativen Ansteuerimpulse kommen mit der alternierenden Folge von 12 und 13 Zeilenperioden.

Am Kollektor von T 33 haben die Impulse dann eine Folge von 12+13 = 25 Zeilenperioden.

Ein Umpolen des Multivibrators wird durch den Vertikalsynchronimpuls alle 20 ms einmal unterbunden. Hierdurch erreicht man, daß mit dem Beginn des Vertikalhinlaufs für beide Raster der gleiche Anfangszustand vorhanden ist. Bild 20 zeigt die Impulse an den Kollektoren T 31, T 28 und T 33. *Bild 21* und Bild 18 zeigen die entsprechenden Oszillogramme.

Ohne das Kriterium des Vertikalimpulses werden die horizontalen Linien mit der doppelten Frequenz geschrieben. Außerdem ergibt sich beim Schreiben nur einer horizontalen Linien ohne die Linien der Zwischenzeilen ein störendes Flimmern. Die Zeilenimpulse und die positiven Flanken am Kollektor von T 33 steuern den bistabilen Multivibrator mit T 34 und T 35. Diese positiven Flanken stimmen zeitlich mit den Zeilensynchronimpulsen überein.

Die Zeilensynchronimpulse an der Basis des Transistors T 34 rufen den anderen Schaltzustand hervor. Die Impulse am Kollektor von T 35 haben dann genau die Dauer von 64 µs und eine Impulsfolge von 25 Zeilenperioden. *Bild 22* zeigt einen Ausschnitt der Zeilen, die in beiden Rastern geschrieben werden. Je Raster werden 12 horizontale Linien mit Zeilendauer geschrieben. Durch Verschachtelung der beiden Raster über eine Vollbildperiode haben die horizontalen Linien eine Dicke von zwei Zeilen.

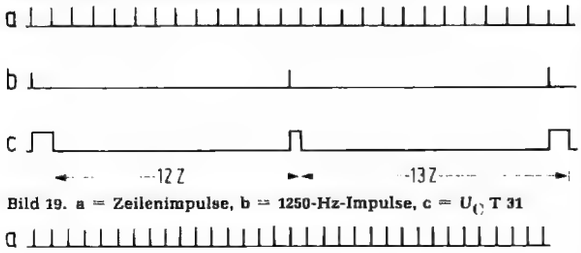


Bild 19. a = Zeilenimpulse, b = 1250-Hz-Impulse, c = U_C T 31

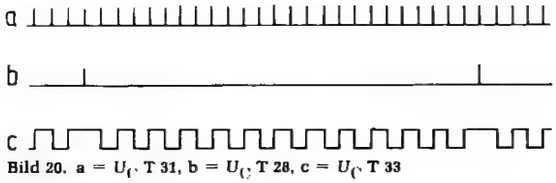


Bild 20. a = U_C T 31, b = U_C T 28, c = U_C T 33

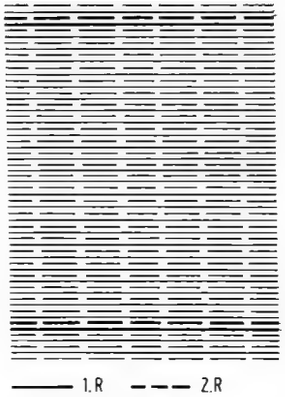


Bild 22. Rasterausschnitt

Stabilisiertes Netzteil

Der Netzanschluß des Regenbogengenerators ist für 220 V, 50 Hz ausgelegt. Bei Bedarf läßt sich der Anschluß

Der Transistor T 29 wirkt als Serienregler für die Betriebsgleichspannung. Aus thermischen Gründen ist der Transistor mit einem kleinen Kühlblech versehen. Die Bezugsgleichspannung liefern zwei Z-Dioden OAZ 210 und zwei Siliziumdioden OA 200. Die Dioden sind in Serie geschaltet. Die Siliziumdioden sind, im Gegensatz zu den Z-Dioden, in Durchlaßrichtung geschaltet. Sie kompensieren in etwa den positiven Temperaturkoeffizienten der Z-Dioden.

Aufbau des Regenbogengenerators

Der Regenbogengenerator ist auf einer gedruckten Schaltung aufgebaut. Die beiden Quarzoszillatoren und die Mischstufe sind in je einem Abschirmbecher auf einer kleinen gedruckten Schaltung aufgebaut. Der Hf-Oszillator (Bildträger-Oszillator) ist aus Störstrahlungsgründen ebenfalls in einem separaten flachen Abschirmbecher auf einer gedruckten Schaltung aufgebaut.

Die Spule L 6 bestimmt die Grundeinstellung des Hf-Oszillators. Über die beiden Enden der Zuführungsleitung vom Potentiometer der Kanalabstimmung zur Kapazitätsdiode D 16 sind zur Störstrahlungsunterdrückung je eine Ferritperle übergeschoben. Aus demselben Grund liegen an der Pluszuführung des Hf-Oszillators, der Quarzoszillatoren und an verschiedenen anderen Stellen zusätzliche Scheibenkondensatoren von 4,7 nF möglichst kurz an Masse.

Rolf Maurer

3-MHz-Mini-Oszillograf

1. Teil

Breitbandige Kleinst-Oszillografen mit Leistung und Meßmöglichkeiten größerer Geräte werden in letzter Zeit von der Industrie immer häufiger angeboten. Diese hauptsächlich für den mobilen Einsatz in Forschung, Service usw. gedachten Geräte liegen im Preisniveau meist über dem Etat von Hobby-Elektronikern.

Der nachfolgend beschriebene Mini-Oszillograf läßt sich für etwa 450 DM und etwas Erfahrung im Umgang mit Elektronik nachbauen (*Bild 1*).

Konstruktionsprinzip

Bei der Schaltungsauslegung dieses 200 mm x 140 mm x 80 mm großen Oszillografen wurde davon ausgegangen, daß alle heute üblichen Standardeinrichtungen wie geeichter Y-Spannungsteiler, geeichte und getriggerte Zeitbasis sowie gleichspannungsgekoppelte Verstärker in X- und Y-Ablenkrichtung vorhanden sein sollten. Die im Mustergerät enthaltene Elektronenstrahlröhre DG 3-12 A weist einen Ablenkfaktor von ca. 50 V/cm auf. Damit ist eine höhere Verstärkung für gleiche Meßempfindlichkeit erforderlich als bei Röhren mit größerer Bau- und somit Zeigerlänge.

Bei gleichem Schaltungsaufwand fällt aber die obere Grenzfrequenz eines Verstärkers bei steigender Gesamtverstärkung. Im vorliegendem Gerät wurde die größere Meßempfindlichkeit einer höheren Grenzfrequenz vorgezogen, da auch die Konzeption der 3-cm-Röhre hohe Ablenkfrequenzen nicht vorsieht. Außerdem gaben der günstige Erstehungspreis und die niedrige Nachbeschleunigungsspannung den Ausschlag für die Verwendung dieser Röhre.

Batteriebetrieb wurde nicht direkt vorgesehen, ist aber wegen der geringen Leistungsaufnahme leicht über einen Spannungswandler möglich. Über die technischen Daten gibt *Tabelle 1* Aufschluß.

Schaltung

Spannungsteiler und Y-Meßverstärker

Auf die Eingangsbuchse „Y-Eingang" folgt der AC-0-DC-Wahlschalter. In der 0-Stellung arbeitet der Kippgenerator zur Nullinieneinstellung freilaufend, unabhängig von der gewählten Triggerart. Der folgende Spannungsteiler ist 6stufig und frequenzkompensiert (*Bild 2*).

Über den Multiplikator X 2 im Y-Verstärker (P 2) ist die Abstufung 1-2-5 möglich. Daraus ergeben sich 12 geeichte Stellungen.

Der Y-Verstärker ist über alle fünf Stufen symmetrisch aufgebaut. Damit ist bei der Eingangsempfindlichkeit von 10 mV/Div. eine geringe Strahllagendrift über der Temperatur gesichert (*Bild 3*).

Der Feldeffekttransistor T 1 legt mit den Spannungsteilerwiderständen die Ein-

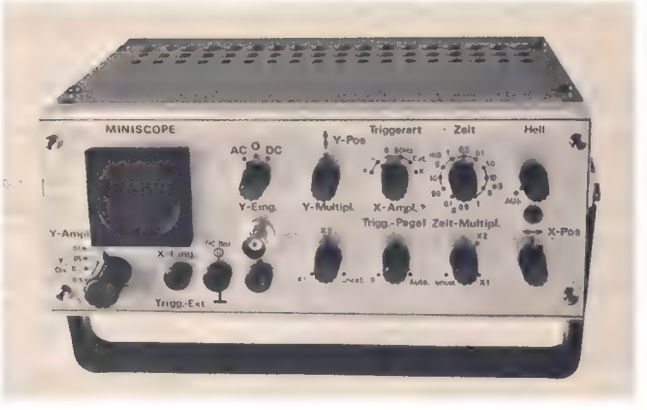


Bild 1. ▶ Gesamtansicht des Mini-Oszillografen

Tabelle 1. Technische Daten

Y-Verstärker:
Bandbreite DC DC...3 MHz (–6 dB)
Bandbreite AC 3 Hz...3 MHz (–6 dB)
Eingangsempfindlichkeit 10 mV/Div. (5 mm)

Spannungsteiler:
6stufig, mit Multiplikator × 2, 10 mV/50 mV/100 mV/500 mV/1 V/5 V, max. Meßbereich ohne Teilerkopf 40 V_{ss}, max. Meßbereich mit Teilerkopf 1:10 = 400 V_{ss}, max. DC-Eingangsspannung 1000 V⎓, max. AC-Eingangsspannung 630 V~

X-Verstärker:
Bandbreite interner Ablenkbetrieb DC...800 kHz
Bandbreite extern (P 5 Rechtsanschlag) 5 Hz...800 kHz
Eingangsempfindlichkeit 50 mV/Div.

Trigger:
Triggerbereich 1 Hz...6 MHz
Ansprechschwelle ab 1 mm Bildhöhe
Triggerarten intern +, intern –, extern, Freilauf, 50 Hz

Ablenkgenerator:
0,5 s...1 µs/Div. (5 mm), Multiplikator × 2

X-Y-Positionen: X: ± 15 mm, Y: ± 25 mm

Leistungsaufnahme: ca. 30 Watt/220 V ± 10 %

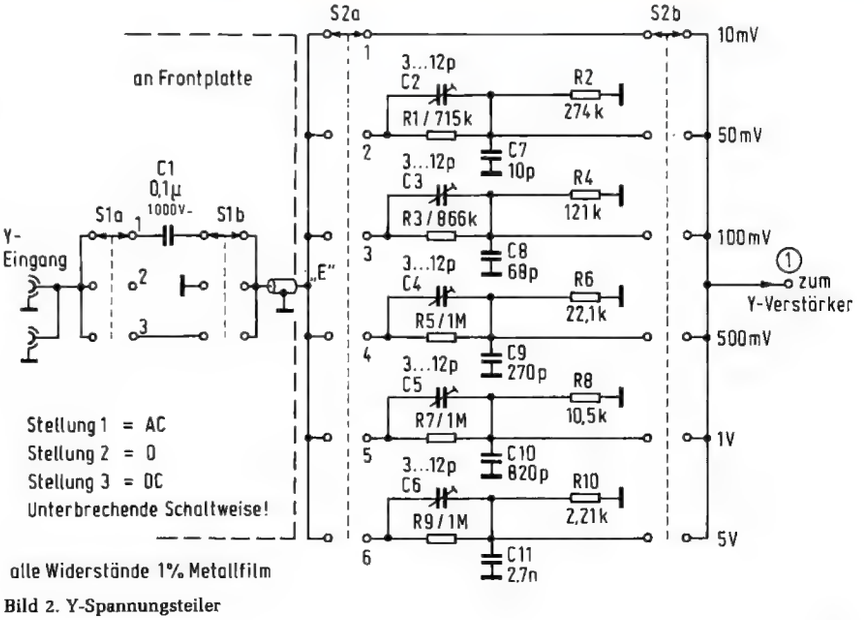


Bild 2. Y-Spannungsteiler

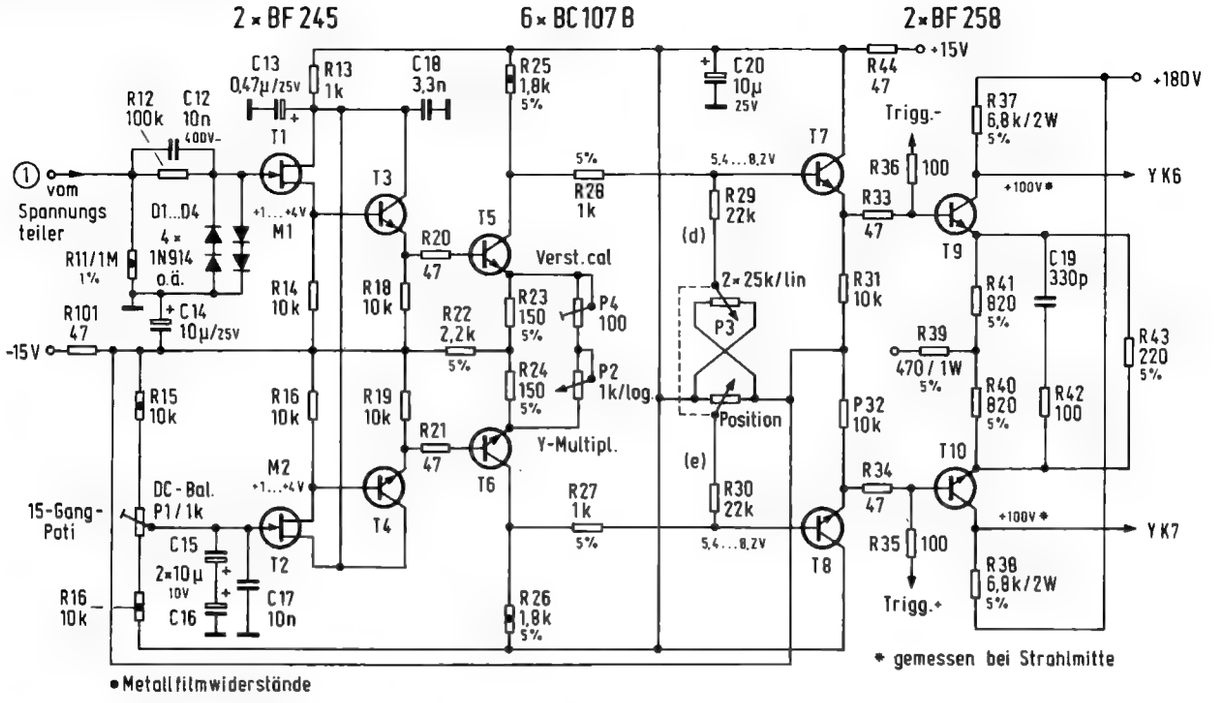


Bild 3. Y-Meßverstärker

gangsimpedanz auf 1 MΩ konstant fest. Am Gate von T 2 wird mit P 1 (DC-Bal) die Sourcespannung T 2 auf die von T 1 angeglichen (M 1 und M 2). Die Dioden D 1...D 4 begrenzen die Eingangsspannung auf maximal 2,8 V_{ss}. T 3 und T 4 treiben die 1. Verstärkerstufe mit T 5 und T 6. P 3 erzeugt an der Basis von T 7 und T 8 das Potential zur Strahllageverschiebung in Y-Richtung. T 9 und T 10 arbeiten als Endstufentransistoren an einer Gesamtbetriebsspannung von 200 V.

An den Kollektoren von T 9 und T 10 liegt das Signal für die Y-Ablenkplatten der Elektronenstrahlröhre.

Trigger- und X-Verstärker

Der Triggerverstärker *(Bild 4)* arbeitet auch als X-ext. Vorverstärker. Je nach Schalterstellung von S 3 (Trigger-Wahlschalter) können fünf Triggerarten gewählt werden. In der Stellung X-ext. steuert der Verstärker die X-Endstufe (*Bild 5*) mit T 11 und T 12 an. Der FET T 13 arbeitet als Impedanzwandler, Dioden D 5...D 8 begrenzen die Eingangsspannung auf 2,8 V_{ss}. P 5 stellt in den Schalterstellungen „Triggerwahl" die Ansprech-Schwelle der Triggerung ein, in der Stellung von S 3 X-ext. die X-Amplitude. Die volle Bandbreite des X-Verstärkers wird allerdings nur in Rechtsanschlag-Position erreicht, da bei allen Zwischenstellungen die Spannungsteilung nicht frequenzkompensiert ist.

Im Triggerbetrieb verstärkt T 14 das Meßsignal so weit, daß ab einer Bildhöhe von ca. 1 mm sicher getriggert wird. Im externen Betrieb ist der X-Verstärker wechselspannungsgekoppelt.

Zur internen Triggerung ± wird über R 35 und R 36 das Meßsignal am Y-Verstärker abgenommen. Triggerart „0" setzt den Kippgenerator auf Freilauf mit der gewählten Ablenkzeit, Triggerart „50 Hz" wird durch die Wechselspannung anWI über 2 x 1 MΩ gesteuert. Über die Buchse „X-ext." kann in Stellung „ext." mit einem von außen angelegten Signal getriggert werden.

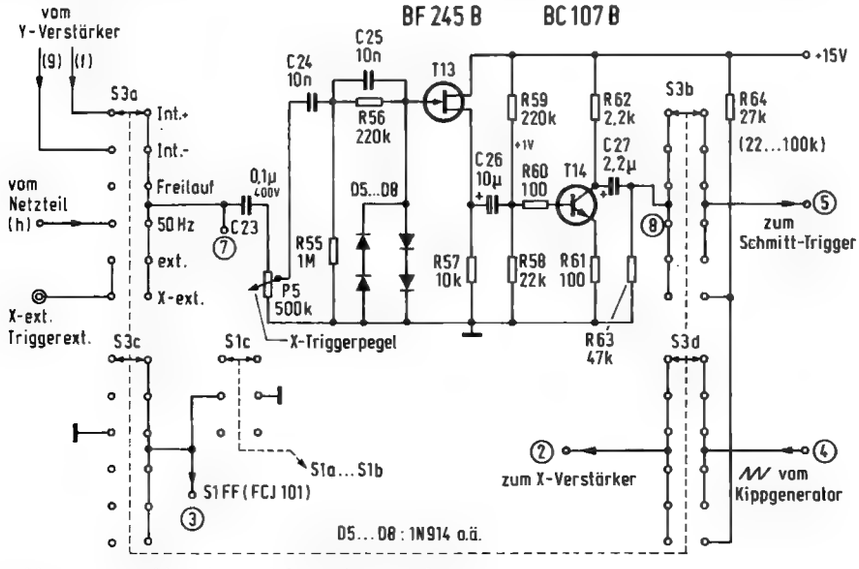


Bild 4. Triggerwahlschalter und Trigger/X-Verstärker

Kippgenerator und Trigger

Der Kippgenerator (Bild 5) besteht aus der Konstantstromquelle T 15, dem Unijunktiontransistor T 17 und dem Impedanzwandler und Treiber T 16. Über die Potentiometer P 9, P 10 und R 65 einstellbar, fließt am Kollektor T 15 ein Konstantstrom in die Kondensatoren C 33...C 44. Diese legen die Ablenkzeiten von 1 µs...0,5 ms fest.

P 10 arbeitet als Multiplikator X 1 und X 2 der Ablenkzeit. Mit den 12 Schaltstellungen sind insgesamt 24 geeichte Zeiten in 1 – 2 – 5 Stufung möglich. Getriggert wird der Kippgenerator über das integrierte Flip-Flop FCJ 101. Liegt am Ausgang Q 1 der IS FCJ 101 L-Potential (0 V), so wird ein Laden der Kippkondensatoren C 33...C 44 unterbunden. Vom Triggerverstärker wird der Schmitt-Trigger (T 21 und T 22) umgeschaltet (H-L-Flanke). Das Flip-Flop kippt, H-Potential (+15 V) an Q 1 gibt die Ladung über D 10 frei. Gleichzeitig wird über D 9 der

Schmitt-Trigger gesperrt. Somit können seine Schaltspitzen nicht in das Y-Signal während des Strahlvorlaufs gelangen.

Nachdem die Sägezahnamplitude am Emitter des T 17 dessen „Zündspannung" ereicht hat, wird die Emitter-Basis-1-Strecke niederohmig und entlädt den Kippkondensator über R 68. An R 68 werden die Nadelimpulse des Entladestromes über T 18 dem FCJ 101 zum Rücksetzen an S 2 zugeführt. Q 1 wird „LOW", bis ein weiteres Y-Signal den jetzt freigegebenen Schmitt-Trigger wieder schaltet. Der Vorgang beginnt von neuem. T 19 und T 20 verstärken die Nadelimpulse auf 30 V_{ss} und tasten den Strahlrücklauf über C 30 aus.

Die Z-Diode D 11 erzeugt die Betriebsspannung 6,5 V für den Schmitt-Trigger und das Flip-Flop FCJ 101.

X-Endverstärker

Die Transistoren T 11 und T 12 (*Bild 6*) arbeiten als Phasenumkehrstufe und Endverstärker. Mit P 7 wir die X-Position eingestellt, mit P 8 die Verstärkung.

Sichtteil

Mit P 13 wird die Strahlhelligkeit eingestellt (*Bild 7*). Auf derselben Achse befindet sich der Netzschalter. P 14 (Astigmation) und P 15 (Schärfe) sind nur als Einstellpotis ausgeführt. Zwei Bohrungen in der linken Gehäusewand erleichtern einen Nachabgleich nach längerer Betriebszeit. An Punkt „C" wird der Rücklaufaustastimpuls zugeführt.

Netzteil

Für eine ruhige Strahllage bei Netzspannungsschwankungen sind stabilisierte Betriebsspannungen erforderlich (*Bild 8*). Für die Stabilisierung der Spannungen + 15 V und – 15 V sorgen die integrierten Spannungsregler µA 723 C, T 23 mit der Z-Diode D 28 für die Spannung + 180 V. Die Spannungen – 600 V und + 42 V sind nicht stabilisiert. D 22, D 23 und C 52, C 53 arbeiten als Spannungsverdoppler.

Die für –600 V zuständige Wicklung VI liefert nur 235 V~ und braucht nicht besonders lagenisoliert zu werden. R 91 und R 92 sorgen für eine gleichmäßige Aufteilung der Spannung an C 54 und C 55.

Als Netztrafo dient ein Schnittbandkern SM 55. Dieser zeichnet sich durch hohe Streuarmut aus, was bei der gedrängten Bauweise des Gerätes im Hinblick auf ein brummfreies Schirmbild erforderlich war. Auch konnte durch den höheren Wirkungsgrad des SM-Schnittes eine Kerngröße kleiner gegenüber M-Schnitten gewählt werden. Die Daten des Netztrafos zeigt *Tabelle 2*.

Aufbau

Der Aufbau relativ umfangreicher Schaltungen wie der des beschriebenen Oszillografen ist im allgemeinen nicht unkritisch. Deshalb wurde zur Erhöhung der Nachbausicherheit die gesamte Elektronik auf zwei erprobten Platinen untergebracht (*Bild 9*). So befindet sich z. B. auch der Y-Spannungsteiler einschließlich Schalter auf der Hauptplatine. Kapazitiv kritische Leistungsführungen entfallen dadurch.

Bis auf die Verbindung S 1-Hauptplatine (DC-0-DC-Wahl) und Buchse X-ext.-Trigger-Wahlschalter sind alle Verbindungen zur Frontplatte ungeschirmt und unkritisch. Die gesamte Stromversorgung befindet sich auf einer Platine. Ein Kabelbaum verbindet die Netzteilplatine mit der Hauptplatine (*Bild 10*).

Netztrafo SM 55

Länge der Drahtenden:
Prim., Schirm: ca. 40 mm
W I...W VI: ca. 25 mm

Isolation:
Prim.: alle 400 Wdg. 1 x 0,01 Kunstfolie
Deckisol. 2 x 0,1 Lackpapier
W I...W III: Deckisol. 1 x 0,1 Lackpapier
W IV: Deckisol. 2 x 0,1 Lackpapier
W V, W VI: alle 400 Wdg. 0,01 Kunstfolie
Deckisol. 2 x 0,1 Lackpapier

Wickeldaten SM 55: (alle Drähte Cu-Lack)

Wicklung	U (V)	d (mm)	Windungen
Prim.	220	0,17	1930
Schirm		0,32	1 Lage
W I	17	0,18	172
W II	17	0,18	172
W III	17	0,18	172
W IV	6,3	0,32	63
W V	175	0,15	1680
W VI	235	0,05	2200

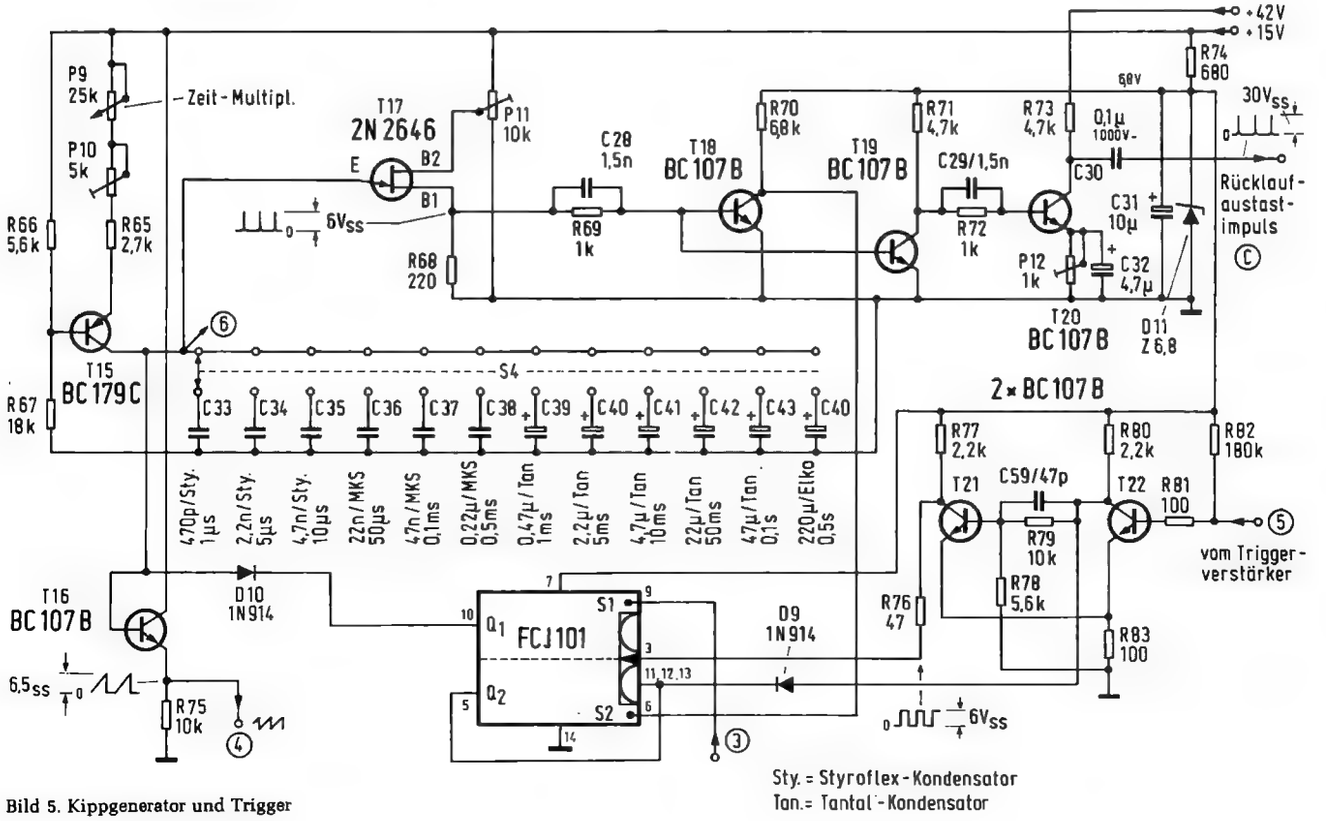


Bild 5. Kippgenerator und Trigger

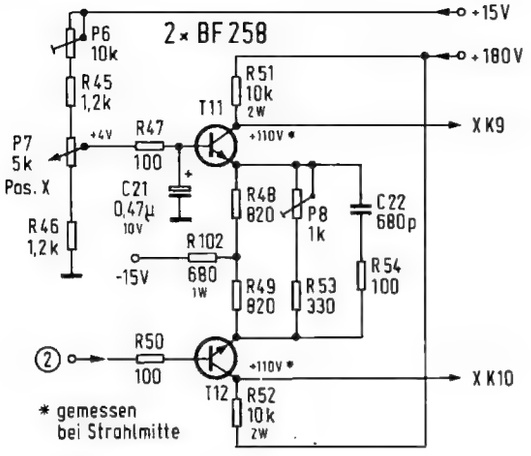


Bild 6. X-Endverstärker

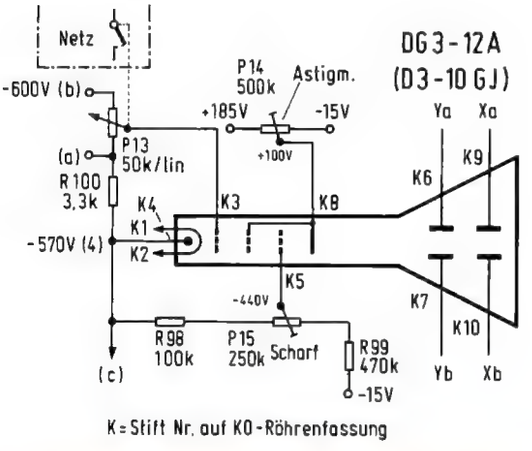


Bild 7. Sichtteil mit D 63 – 12 A (D3 – 10 GJ)

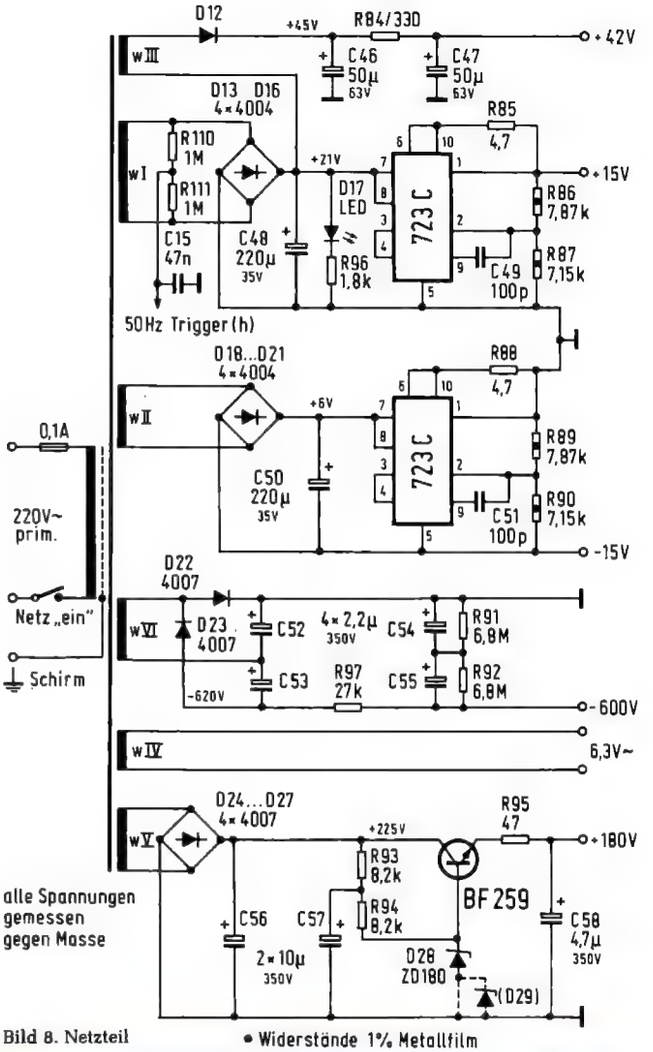


Bild 8. Netzteil

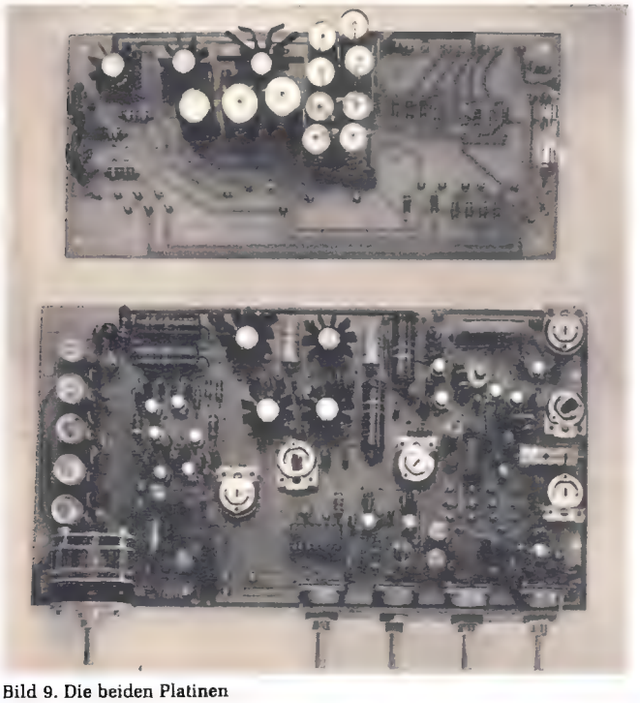


Bild 9. Die beiden Platinen

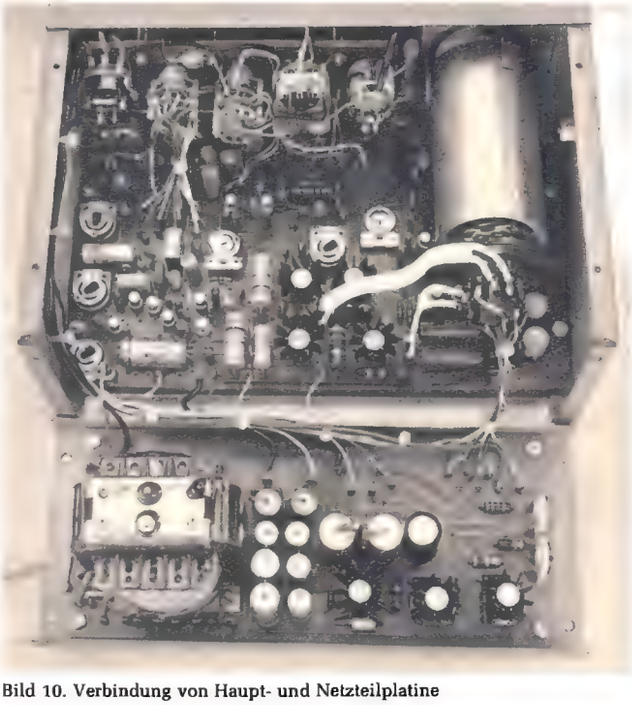
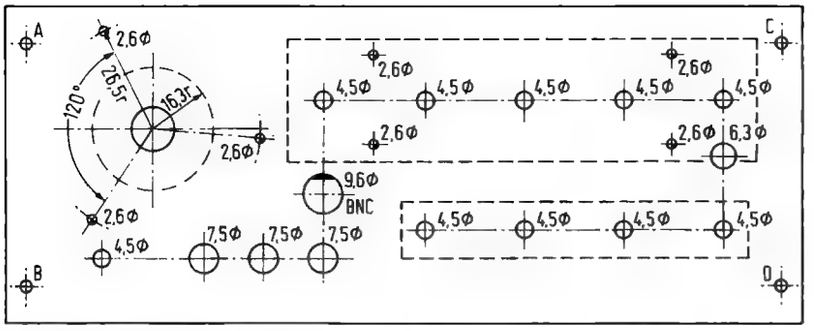


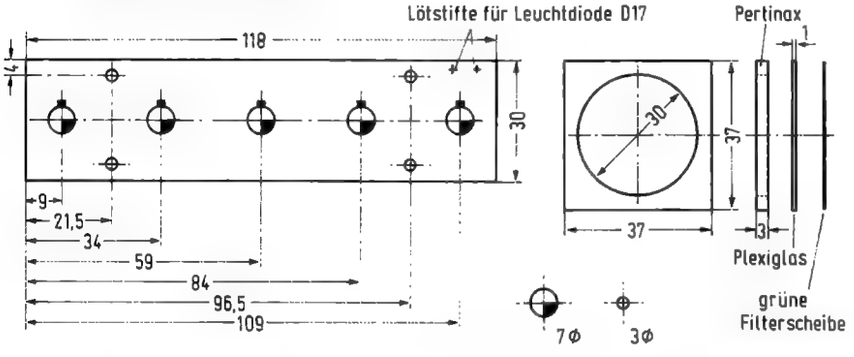
Bild 10. Verbindung von Haupt- und Netzteilplatine



Bohrungen A...D sind bereits gebohrt

⊕ mit 3mm Unterlagscheibe senken

Bild 11. Bohrschablone Frontplatte (M 1:2)



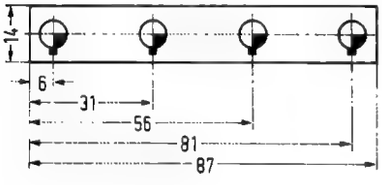


Bild 12. Trägerplatte

Dieter Waldmann

Digitale Stoppuhr aus Billigst-Taschenrechner

Das Gerät wurde mit einem fertig erhältlichen Gehäuse aufgebaut, welches vollkommen zerlegt werden kann. Auf der Frontplatte (*Bild 11*) wird mit vier Schrauben M 2,6 eine Trägerplatte für Schalter und Potentiometer befestigt (*Bild 12*). Alle Bedienungselemente der unteren Reihe sind auf der Printplatte eingelötet.

Die Bildröhre wird nur vom Abschirmzylinder gehalten. Zu diesem Zweck ist der Zylinder innen vollständig mit selbstklebendem Schaumstoffstreifen ausgekleidet. Befestigt wird der Zylinder wie die Trägerplatte mit Senkschrauben M 2,6. Hinter diesen vorgebohrten Löchern werden vor dem Senken 3-mm-Unterlagscheiben mit UHU-Plus aufgeklebt. Damit sind einwandfreie Senklöcher bei nur 1 mm Frontplattenstärke möglich. Die Frontplatte wurde mit einer fotoempfindlichen Alu-Folie beklebt (Scotchcal, *Bild 13*).

Die Blende im Mustergerät besteht aus drei Teilen. Aus Kunststoff oder Holz besteht der Rahmen. Dahinter sitzt ein 1 mm starkes Plexiglas, in welches das Meßraster eingeritzt ist. Eine dünne grüne Folie als Abschluß verbessert den Bildkontrast. Alle Teile sind zusammengeklebt. Diese Einheit ist wiederum an der Frontplatte durch Kleben befestigt.

Zur Entlüftung sind in Deckel- und Bodenblech drei Lochreihen gebohrt. Auf der Hauptplatine sind alle freien Kupferringe mit 2,2 mm aufzubohren. Diese Bohrungen sind für guten Luftdurchsatz erforderlich.

Die Hauptplatine wird mit 3-mm-Zylinderschrauben an den Seitenteilen befestigt. Mit Kontermuttern wird die richtige Distanz eingestellt. An der Rückwand ist die Netzplatine ebenfalls über Kontermuttern auf Distanz geschraubt. Die umgebogenen Kanten des Boden- und Deckelblechs sind auf 2 mm zu verkürzen. Alle mechanischen Arbeiten können mit einer üblichen Heimwerkerausrüstung leicht ausgeführt werden.

(Fortsetzung folgt)

Da in letzter Zeit die Preise für einfache Taschenrechner schon unter 30 DM gesunken sind, ist es für die Hobby-Elektroniker interessant geworden, solche Rechner zum Umbauen oder Ausschlachten zu kaufen.

Zu diesem Zweck habe ich mir einen Rechner, Modell Privileg 61*), beim Versandhaus Quelle bestellt. Dieser Taschenrechner enthält ein sechsstelliges LED-Display NSA 166, einen MOS to LED-Treiber DM 75 492 (sechs Zeichen) und das Rechenchip MM 5736 mit den Funktionen +, −, ×, : für ganze Zahlen. Als Stromversorgung dient eine 9-V-Batterie.

*) neuerdings Privileg Beginner (Quelle)

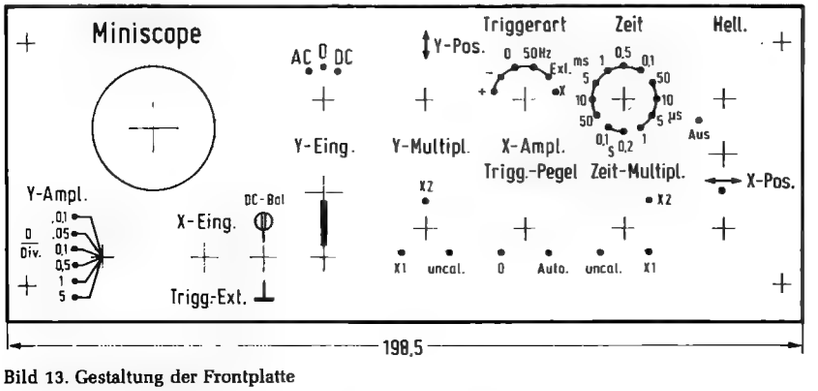


Bild 13. Gestaltung der Frontplatte

Bei Addition und Subtraktion wird die an zweiter Stelle eingegebene Zahl vom Rechner automatisch als Konstante festgehalten und bei mehrfacher Betätigung der entsprechenden Taste entsprechend oft addiert oder subtrahiert. Um Fehler durch das Kontaktprellen der Tastatur beim Rechnen zu vermeiden, muß der jeweilige Schaltkontakt für eine bestimmte, ungestörte Zeitdauer geschlossen oder geöffnet sein, um als solche Schaltstellung vom Rechenchip erkannt zu werden.

Will man den Rechner als Zähler benutzen, so muß man nur eine Eins in den Rechner eingeben. Bei jeder Betätigung der Addiertaste erhöht sich dann die vom Display angezeigte Zahl um den Wert 1. Dabei ist die kürzeste mögliche Zykluszeit (Betätigen der Taste und wieder loslassen) typisch kleiner als 20 ms entsprechend einer Wiederholfrequenz von 50 Hz.

Ersetzt man den mechanischen Schaltkontakt der Funktionstaste durch einen Schalttransistor, der von einer stabilen 50-Hz-Oszillatorschaltung angesteuert wird, so erhält

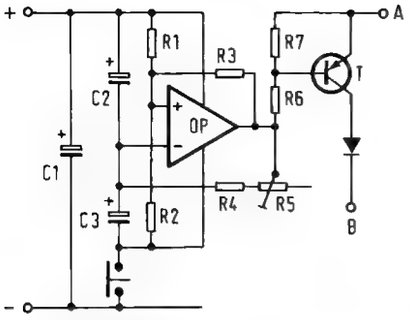


Bild 1. Ergänzungsschaltung zum Umbau eines Rechners in eine digitale Stoppuhr

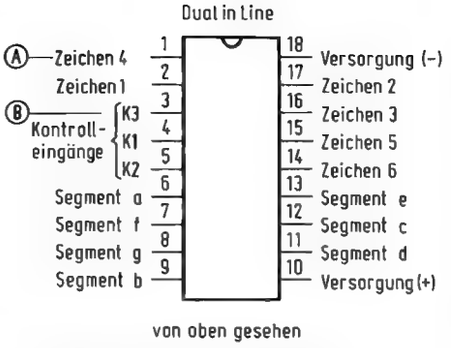


Bild 2. Anschlüsse des Rechnerchips MM 5736 von oben gesehen

man eine digitale Stoppuhr mit 2/100 s zeitlicher Auflösung. Die Startposition erhält man durch Drücken der Clear-Taste und anschließendes Eingeben der Zahl 2. Solange der Oszillator eingeschaltet ist, addiert der Rechner, und das Display zeigt bei Berücksichtigung des Dezimalpunktes zwischen der zweit- und drittletzten Ziffer die vergangene Zeit in Sekunden an.

Da der Taschenrechner bei diesem Umbau funktionsfähig bleibt, kann die maximale Zeit von 9.999 s leicht in Minuten und Stunden umgerechnet werden. Durch Erniedrigen der Oszillatorfrequenz können auch noch längere Zeiten gemessen werden.

Die in *Bild 1* gezeigte Ergänzungsschaltung arbeitet mit einer Versorgungsspannung zwischen 5 V und 11 V, ohne daß sich die Schwingfrequenz des Oszillators merklich ändert. Der Kondensator C1 zum Abblocken eventueller Schaltspitzen sollte parallel zur Batterie vor dem Hauptschalter des Taschenrechners eingelötet werden, damit für letzteren der schnelle Spannungsanstieg beim Einschalten erhalten bleibt. Der kapazitive Spannungsteiler aus C2 und C3 im frequenzbestimmenden RC-Glied des Oszillators sorgt dafür, daß der Oszillator keine lange Einschwingzeit benötigt.

Der verwendete Operationsverstärker sollte einen hochohmigen Eingang besitzen und mit 5 V Versorgungsspannung noch arbeiten. Reicht die Abgleichmöglichkeit des Trimmers R 5 nicht aus, so sollte R 3 verändert werden, um die Schwingungsfrequenz von 50 Hz zu erreichen. Der Transistor und die Silizium-Diode sollten nach geringem Leckstrom ausgesucht werden. Der Punkt A der Schaltung muß mit dem Anschluß 1 (Zeichen 4) der in *Bild 2* gezeigten Rechner-IS verbunden werden, der Punkt B mit dem Anschluß 3 (K 3).

Die Genauigkeit dieser digitalen Stoppuhr wird bei sorgfältigem Abgleich im wesentlichen durch die Temperaturabhängigkeit der Widerstände und der Kondensatoren C2 und C3 bestimmt und liegt bei 1‰ je Grad Temperaturveränderung. Wählt man die Kondensatoren so aus, daß ihr Temperaturgang den der Widerstände kompensiert, so kann man noch eine wesentlich bessere Genauigkeit erreichen. ■

Verwendete Bauteile

C1: 4,7 µF (Tantal-Elko)
C2, C3: 0,47 µF (Tantal-Elko)
R1, R2, R6: 220 kΩ
R3: 680 kΩ
R4: 27 kΩ
R5: Trimmer 10 kΩ
R7: 47 kΩ
OP: SN 72307 P
T: BC 250
Diode: Universaldiode Silizium
Taster: 1x Ein
Taschenrechner: Privileg 61 oder Privileg Beginner

Herstellung von Sensorfeldern

Hier ein weiterer Vorschlag zu obigem Thema. Mit Heftklammern für Schnellhefter lassen sich sehr leicht Sensortasten aufbauen. Wird eine Cu-kaschierte Platte als Front benutzt, bohrt man zwei Löcher im durch die Klammer vorgegebenen Abstand (Ø 0,5 bis 1 mm je nach Klammer) und heftet mit dem Schnellhefter die Klammer auf der Platine fest *(Bild)*. Auf der Rückseite kann der Sensor sofort auf der Leiterbahn festgelötet werden.

Bei Kunststoffgehäusen wird die Klammer mit dem Lötkolben erhitzt und durch den Kunststoff gedrückt.Beim Abkühlen hält die Klammer von selbst. Beim Erhitzen sollte man die Klammer mit einer Flachzange festhalten, damit nur die „Beine" heiß werden. Optisch kann man die Oberfläche mit Leitsilber, das mit spitzem Pinsel aufgetragen wird, verschönern. Hat man einen Gleichspannungsschalter, kann man zwischen den Sensoren eine LED anordnen oder den Verwendungszweck kennzeichnen.

Rainer Pauly

Lötpistolen-Spitzen halten länger

Bei zahlreichen Kontrollen von gebrauchten Lötspitzen wurde festgestellt, daß sie immer an der gleichen Stelle, wie in *Bild 1* dargestellt, eine Querschnittsverringerung aufweisen. Da eine Verringerung des stromführenden Querschnitts eine Widerstandserhöhung der Lötspitze hervorruft, geht die Anheizzeit allmählich zurück.

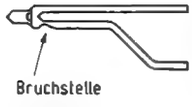


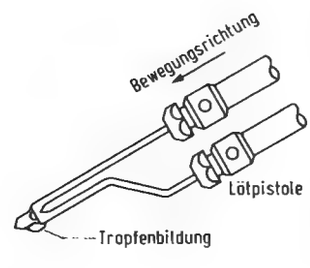
Bild 1. An dieser Stelle brechen die meisten Lötspitzen ab

Wegen der vorbestimmten Bedienung der Lötpistole von Hand kommt die Lötspitze mit der Lötstelle stets an der gleichen Stelle in Berührung *(Bild 2)*. Durch die Schwerkraftwirkung des Lots und die Korrosion der Lötpaste erodiert das Kupfermetall, so daß die gezeigte Stelle allmählich eine Querschnittsverringerung zur Folge hat.

Die modernen Lötpasten bestehen aus Kolophonium, das beim Anheizen das Werkstück vor Oxydation schützt und aus den Ätzmitteln, die die vorhandenen Oxyde reduzieren. Die sich an der genannten Stelle als Tropfenbildung mit der Zeit angesammelten Ätzanteile der Lötpaste haben unter Hitze eine Korrosion der Lötspitze zur Folge. Dann schälen die korrodierenden Schichten des Kupfermetalls sich unter Schwerkraftwirkung ab, bis die Lötspitze abbricht.

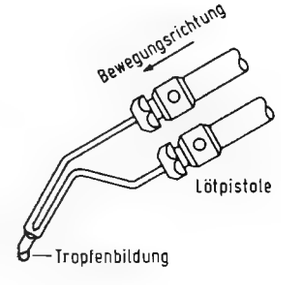
Eine um 45° gebogene Lötspitze, wie sie in *Bild 3* gezeigt ist, kann diesen Mangel im Prinzip nicht beheben. Jedoch kann die Abnutzung der Lötspitze auf Mindestmaß eingeschränkt werden. Durch diese Maßnahme werden die Kraft- und Ätzwirkungen an den dickeren Nasenteil der Lötspitze verschoben und deren Lebensdauer etwa 2mal verlängert. Für das Reinigen der Lötspitzen eignet sich eine gebrauchte Zahnbürste.

Haluk Erna



◄ Bild 2. In Gebrauchsstellung hängt der Zinntropfen immer an der gleichen Stelle

Bild 3. ► Nach dem Abbiegen der Lötspitze tritt diese Abnutzungserscheinung nicht mehr so stark auf



Hans-Joachim Pässler

Drehzahlregler mit Drehrichtungsumpolung

2. Teil

Im ersten Teil dieses Beitrags beschreibt der Autor die theoretischen Grundlagen und Möglichkeiten, die die Drehzahlregelung und Drehrichtungsumpolung ermöglichen. Der vorliegende zweite Teil befaßt sich mit einigen praktischen Ausführungen.

Schaltung Version 2

Die Platine 1 bleibt genau so erhalten, wie bei Schaltung 1 beschrieben.

In der Endstufe wurden die Transistoren PTR 101/PTR 201 eingesetzt.

Ihre Daten: $U_{ce\,max} = 25$ V; $I_{cmax} = 6$ A; $P_{max} = 30$ W

Für T 22 und T 23 wurden wieder PTR 200 gewählt. Für die Widerstände R 55 und R 56 ergab sich ein Wert von je 4,7 Ω / 1,5 W.

Der Aufbau der Gesamtschaltung wurde folgendermaßen geändert:

Die Platinen 2 und 2a entfallen. Das Kühlblech für die Treibertransistoren bekommt die Maße nach *Bild 5*. Es nimmt zusätzlich die Endstufentransistoren auf. Alle Transistoren müssen isoliert aufgeschraubt werden. Das Kühlblech wird an Platine 3 befestigt und diese Einheit wiederum mit Gewindebolzen über Platine 1.

Schaltung Version 3

Die Platine 1 bleibt unverändert. Platine 2 und 2a werden nicht benötigt. Platine 3 bleibt bis zum Transistor T 19 und R 48 erhalten. Von dort ab wird die Schaltung nach *Bild 6* verändert. Der Transistor 2N 3055 muß auf ein ausreichend großes Kühlblech geschraubt werden.

Der Motor wird mittels Relais auf Links- oder Rechtslauf geschaltet (*Bild 7*). R 27 muß an T 10 oder T 11 so angelötet werden, daß das Relais nur bei Rückwärtsfahrt anzieht.

Schaltung Version 4

Die Platine 1 bleibt unverändert. Die Platinen 2 und 3 werden nicht benötigt. Die Umpolung des Motors wird aus Bild 6 übernommen. Die Schaltung zeigt *Bild 8*. Der Transistor T 28 muß auf ein Kühlblech geschraubt werden, dessen Größe von der Betriebsspannung und der max. Stromaufnahme des Motors abhängt.

Für T 28 sind folgende Transistoren geeignet:

PTR 100 für Motoren bis 1.8 A

PTR 101 / MJE 3055 } für Motoren bis 6 A

Abgleichvorschrift

1. Anlage mit Fernsteuer-Empfänger verbinden; Sender einschalten. R 2 so einstellen, daß die Spannung an der Basis von T 6 sich von 0,5...4,3 V bei Bewegen des Steuerknüppels ändert. Dann den Spannungsmesser an den Emitter von T 6 klemmen und die Spannung bei Mittelstellung von Steuerknüppel und Trimmung messen, etwa 2 V.
2. Spannungsmesser an Kollektor T 7 klemmen und R 17 so lange verstellen, bis die gleiche Spannung wie am Emitter T 6 anliegt. Es wird bei Mittelstellung des Steuerknüppels gemessen.
3. Spannungsmesser an Kollektor T 13 klemmen und R 36 verstellen, bis beide Minima (Knüppel am oberen oder unteren Anschlag) gleich sind.
4. Oszillograf an Basis T 15 klemmen und R 40 verstellen, bis bei Mittelstellung des Steuerknüppels gerade keine Impulse erscheinen. Nach geringfügigem Verstellen der Trimmung nach oben oder unten müssen Impulse ankommen (R 42 auf Mitte).
5. Oszillograf an Kollektor T 19 anklemmen. Knüppelstellung am oberen oder unteren Anschlag, Trimmung in der Mitte. R 45 so einstellen, daß an T 19 gerade keine Impulse mehr erscheinen. Wird der Knüppel an den anderen Anschlag gebracht, dürfen auch diesmal keine Impulse zu sehen sein.
6. Betriebsspannung 8...12 V anlegen, entstörten Motor anschließen (Bild 9). Nun kann mit R 40 die Breite der Nullstellung eingestellt werden. Anschließend wird R 42 so eingestellt, daß der Motor nach Überwinden der Nullstellung sofort anläuft. Nachdem der Regler sorgfältig abgestimmt worden ist, sollten alle Trimmer versiegelt werden.

Die Bilder 10...17 zeigen die gedruckten Leiterplatten der Platinen 1...3 sowie die dazugehörigen Bestückungspläne.

Abgleichvorschrift für Schaltung Version 4

Punkte 1 bis 3 der Abgleichvorschrift der Schaltungen 1 bis 3 durchführen.

Spannungsmesser zwischen Emitter T 28 und Masse legen. Steuerknüppel am oberen oder unteren Anschlag. Das 1-kΩ-Poti solange verstellen, bis sich die Spannung gerade nicht mehr erhöht.

Nun ist die Anlage betriebsbereit. Ein entstörter Motor kann angeschlossen werden.

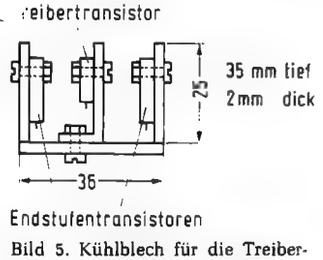


Bild 5. Kühlblech für die Treibertransistoren der Schaltung nach Version 2

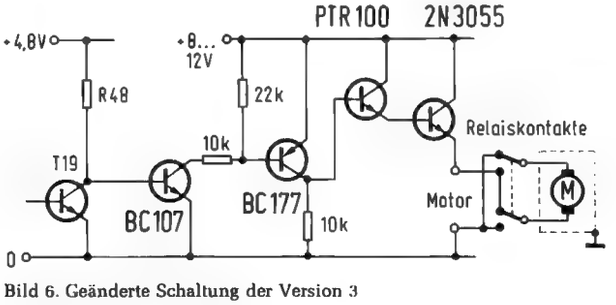


Bild 6. Geänderte Schaltung der Version 3

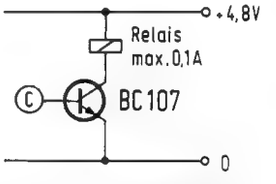
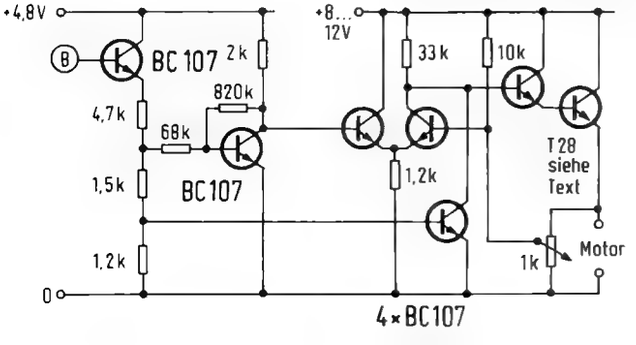


Bild 7. Umpolung des Motors bei der Version 4



◀ Bild 8.
Schaltung der Version 4

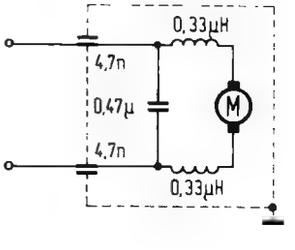


Bild 9. ▶
Entstörung des Motors

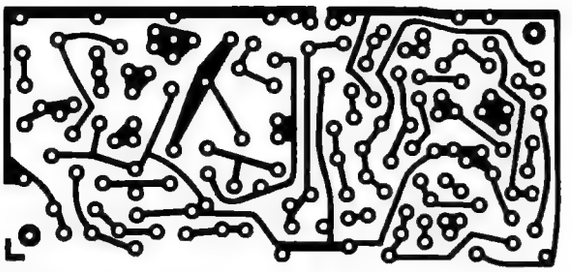


Bild 10. Layout der Platine 1

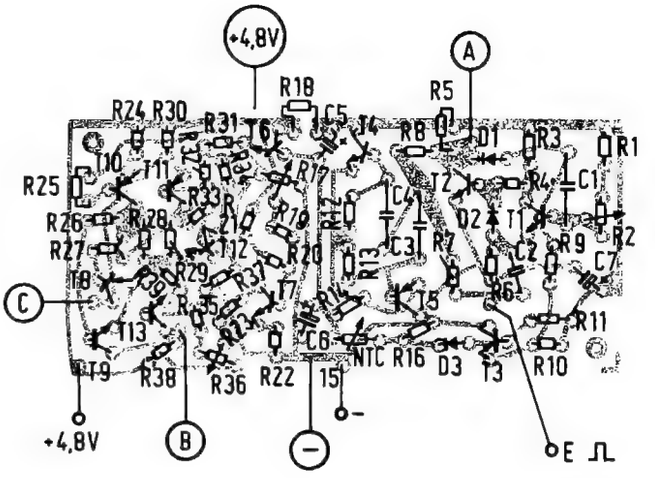


Bild 11. ▶
Bestückungsplan zu Platine 1

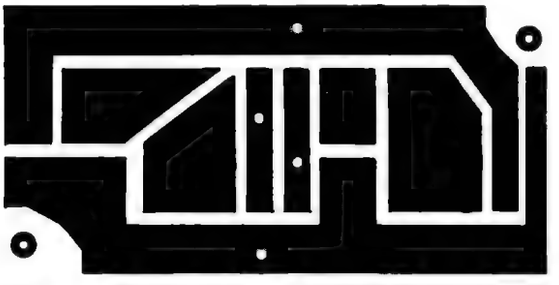


Bild 12. Layout der Platine 2

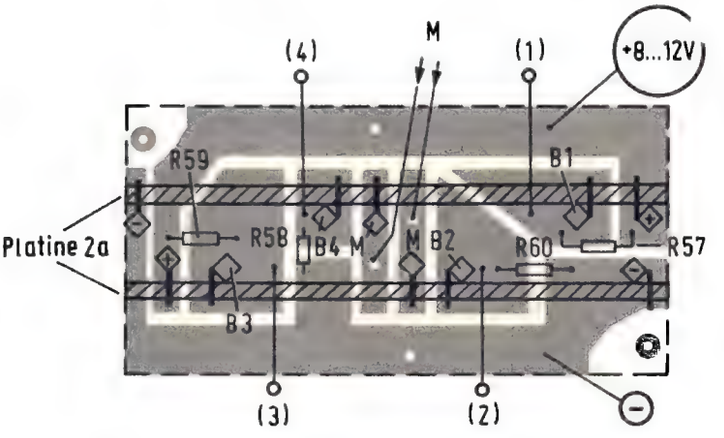


Bild 13. ▶
Bestückungsplan zu Platine 2

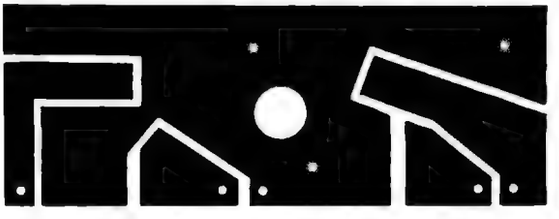


Bild 14. Layout der Platine 2a

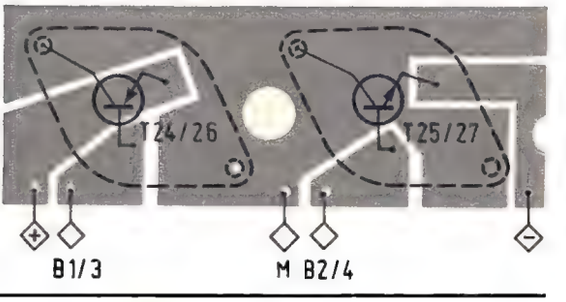


Bild 15. ▶
Bestückungsplan
zu Platine 2a

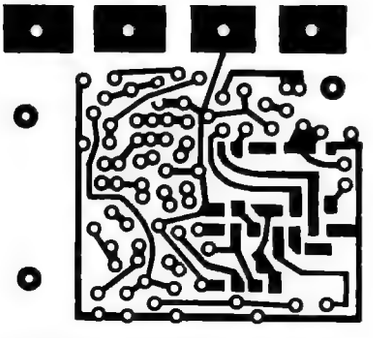


Bild 16. Layout der Platine 3

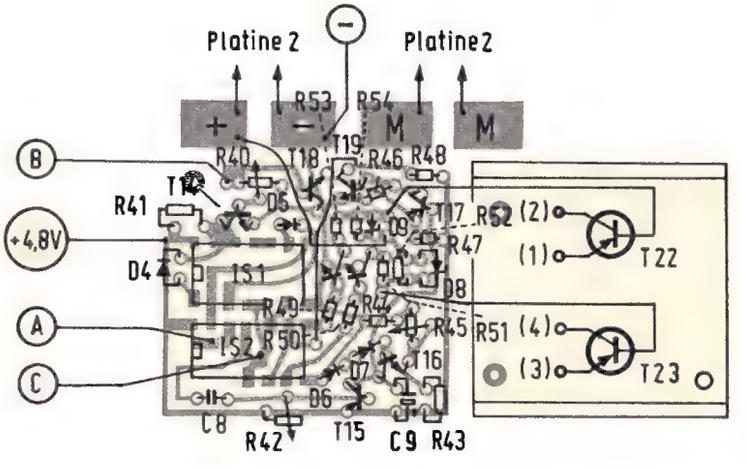


Bild 17. ▶
Bestückungsplan zu Platine 3

Dipl.-Ing. Reinhard Gößler

Miniaturzähler für Frequenz und Periodendauer

Der folgende Beitrag beschreibt einen universellen Zähler im Miniaturformat, dessen Nachbau mit dem angebotenen Bausatz kein Problem ist. Die Bauanleitung ist ausführlich gehalten und geht auch auf Randprobleme ein, da viele unserer Leser noch keine Erfahrung im Umgang mit CMOS-Schaltungen oder mit dem Multiplexen von Anzeigen besitzen. Somit erhält auch der Hobby-Elektroniker Gelegenheit, die eigene Werkstatt durch ein leistungsfähiges Meßgerät zu erweitern, das zudem sehr preisgünstig nachgebaut werden kann.

Systembetrachtung

Aufgabe des Gerätes ist es, periodisch wiederkehrende Vorgänge zu erfassen und wertmäßig anzuzeigen. Im einfachsten Fall gibt man dazu eine feste Torzeit vor, während der periodische Impulse gezählt werden; die Anzeige des Zählerstandes gibt dann den Wert einer Frequenz wieder (Anzahl pro Zeiteinheit). Die Meßbereichsgrenzen in dieser Betriebsart ergeben sich auf der einen Seite durch die begrenzte Arbeitsgeschwindigkeit der integrierten Schaltungen (obere Grenze), auf der anderen Seite will man bei sehr langsamen Vorgängen nicht beliebig lange auf das Meßergebnis warten. Dort geht man zweckmäßigerweise dazu über, die Zeitdauer einer Periode zu messen und daraus auf die Frequenz zu schließen. Unser Zähler ist für beide Betriebsarten ausgelegt.

Blockschaltung

Der prinzipielle Aufbau und die Arbeitsweise gehen aus der Blockschaltung *(Bild 1)* hervor. Das Kernstück des Gerätes bildet die CMOS-Schaltung ICM 7208 (IS 1) der Firma Intersil. Sie vereint im 28poligen Dual-In-Line-Gehäuse einen siebenstufigen Zähler mit nachfolgenden Speichern, den Decodierer, Treiber und die komplette Multiplex-Steuerung für die Anzeige. Eine vergleichbare Lösung mit herkömmlichen IS würde etwa 30 IS erfordern, um IS 1 zu ersetzen!

Der Zähler wird mit L(= LOW)-Potential[1]) am INHIBIT-Eingang aktiviert; während dieses L-Zustandes gelangen die Impulse vom INPUT-Eingang in den Zähler. Nach Ablauf der INHIBIT-Torzeit folgt ein Speicher-Übernahme-Impuls (STORE) und anschließend der Rücksetzimpuls (RESET), wie dies von herkömmlichen Zählerschaltungen her bekannt ist. Aus *Bild 2* geht die zeitliche Zuordnung dieser Impulse hervor. Bei der Frequenzmessung übernimmt der Schaltkreis ICM 7207 (IS 2) die Ablaufsteuerung, indem er die Torzeit τ_{INH} und die beiden Steuerpulse STORE und RESET erzeugt; außerdem generiert diese IS die Multiplex-Frequenz von 1,6 kHz zum Multiplexen der Anzeige.

Die integrierten Schaltungen IS 6... IS 8 werden nur für die Periodendauer-Messung benötigt. Dabei sorgt IS 6 (Teiler durch 2) dafür, daß aus einem Eingangssignal mit beliebigem Tastverhältnis die gewünschte Torzeit gewonnen wird *(Bild 3)*. Während dieser Zeit wird eine Meßfrequenz von 1 MHz in den Zähler geleitet; der entsprechende Quarzoszillator und Teiler sind in der Schaltung ICM 7209 (IS 8) untergebracht. In dieser Betriebsart müssen die Steuerpulse zum Speichern und Rücksetzen des Zählerstandes separat erzeugt werden. Zur Umschaltung von Frequenz- auf Periodendauer-Messung sind elektronische Schalter vorgesehen, die von dem einzigen externen Bedienelement S 1 gesteuert werden.

Auslegung

Leitgedanke beim Schaltungsentwurf war die generelle Beibehaltung der durch das zentrale Chip gegebenen Vorteile: Miniaturisierung und extrem niedriger Leistungsbedarf bei gleichzeitigem Niedrigstpreis. So kommen als zusätzliche Bauelemente nur solche in CMOS-Technologie in Frage, bei denen wiederum keine „exotischen", sondern Standardexemplare ausgewählt wurden. Besondere Sorgfalt verdient in diesem Zusammenhang die Wahl der Anzeige, da diese üblicherweise jede Leistungsbilanz verdirbt.

Die im Bausatz enthaltene Anzeige stellt den absolut modernsten Stand der Technik dar und ermöglicht sogar den Batteriebetrieb des kompletten Zählers! Obwohl die ge-

[1]) HIGH und LOW als Bezeichnung für Logikpegel entsprechen DIN 41 785!

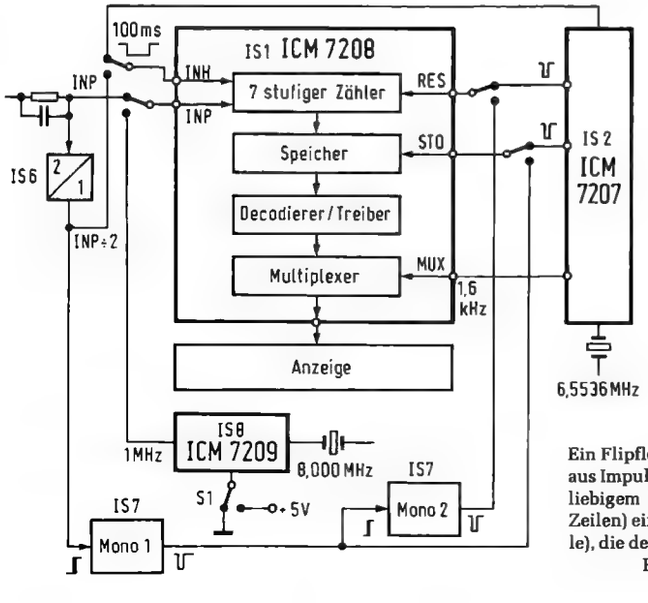


Bild 1. Blockschaltung des Zählers; gezeichnete Schalterstellung: Frequenzmessung

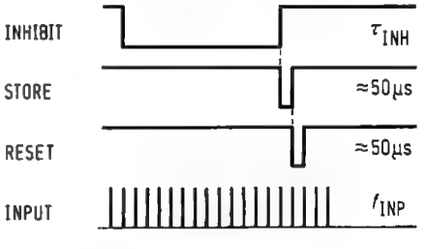


Bild 2. Zeitliche Zuordnung der Impulse an den Zählereingängen

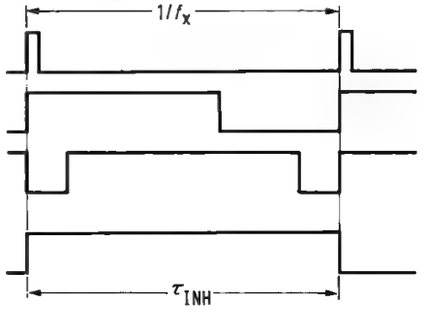


Bild 3. Ein Flipflop als Teiler durch 2 formt aus Impulsen der Frequenz f_x mit beliebigem Tastverhältnis (obere drei Zeilen) eine Torzeit τ_{INH} (untere Zeile), die der vollen Periodendauer des Eingangssignals entspricht

samte Elektronik samt Anzeige fast im Volumen einer Streichholzschachtel unterzubringen wäre, wurde das Mustergerät deutlich größer konzipiert. Bestimmend für die Gehäuseabmessungen war die Breite der Anzeige, neben der noch Eingangsbuchse und Hauptschalter Platz finden mußten. Die notwendige Anzahl externer Bedienelemente ergibt sich unmittelbar aus der Betrachtung der Genauigkeitsanforderungen.

Meßgenauigkeit

Die digitale Anzeige von Meßwerten führt leicht zur Überbewertung der Genauigkeit. Für das vorgestellte Gerät soll anhand einer kurzen Betrachtung die erreichbare Genauigkeit festgestellt werden, woraus gleichzeitig hervorgeht, daß eine Meßbereichsumschaltung nicht erforderlich ist. Eine absolute Grenze der Meßgenauigkeit ergibt sich durch die Qualität der verwendeten Quarze, da sich aus ihnen die Basisgenauigkeit ableitet.

Bei den hier eingesetzten Exemplaren liegt die Toleranz bei etwa $20 \cdot 10^{-6}$, was gelegentlich auch als 20 ppm (*parts per million*) abgekürzt wird. Diese Abkürzung ist etwa vergleichbar der Prozentangabe, nur beziehen sich die Zahlenwerte hier nicht auf hundert, sondern auf eine Million Einheiten. Eine Toleranz von $10 \cdot 10^{-6} = 10^{-5}$ bedeutet also eine Abweichung von 0,00001 entsprechend 0,001 %. Hinzu kommt der bei jeder Digitalisierung zwangsläufig auftretende Quantisierungsfehler, der um Größenordnungen höher liegt. Wie wir wissen, ist die letzte angezeigte Stelle eines digitalen Meßwertes unsicher; eine Anzeige von 1000 muß also als 1000 ± 1 verstanden werden. Wünscht man hohe Genauigkeit, so ist aus diesem Grunde ein großer Zahlenwert anzustreben, um die auftretende Unsicherheit vernachlässigen zu können.

Bezogen auf unseren Fall, bedeutet das folgendes: Der Zeitgeber (IS 2) liefert ohne äußere Beschaltung die feste Torzeit von 100 ms; eine Frequenz von 300 kHz führt damit zu einer Anzeige von 30000 bei einem relativen Fehler von 0,003 % (resultierend aus ±1 bezogen auf 30000).

Der größte Fehler tritt beim kleinsten Anzeigewert auf; mit den vorgegebenen Größen von Torzeit und Meßfrequenz läßt sich zeigen, daß dieser Wert gerade bei 3,16 kHz erreicht ist, wenn man darüber Frequenzen mißt und darunter Periodendauern. Der Fehler beträgt bei dieser Frequenz sogar 0,3 % (±1 auf 316). Da diese Abweichung nicht irgendwo und auch nicht zufällig entstehen kann, sondern gesetzmäßig festliegt (*Bild 4*), soll sie in Kauf genommen werden. Der Aufwand an Bedienelementen reduziert sich dadurch auf einen einzigen Umschalter für Frequenz- bzw. Periodendauer-Messungen; dieser ist kombiniert mit dem Ein-/Ausschalter. Die *Tabelle* gibt Aufschluß über die technischen Daten des Zählers.

Anzeige

Wollte man eine siebenstellige Sieben-Segment-Anzeige an herkömmliche Decodierer anschließen, wären dazu 7 x 7 = 49 Leitungen erforderlich. Darum geht man aus Gründen der Wirtschaftlichkeit bei mehrstelligen Anzeigen zum Multiplex-Betrieb über. Dabei sind alle gleichartigen Segmente miteinander verbunden, und jede Stelle besitzt einen separaten Eingang, über den sie aktiviert werden kann. Daraus resultiert ein Verdrahtungsaufwand von sieben Leitungen für die Segmente und weiteren sieben Leitungen für die einzelnen Stellen.

Im Betrieb sind dann nicht alle Anzeigen gleichzeitig eingeschaltet, sondern sie werden nacheinander aktiviert; passend zu der gerade angesteuerten Stelle liegt an den parallelen Segment-Eingängen die Information für die Ziffer der betreffenden Stelle. Das wiederholt sich in schneller Folge (in unserem Fall etwa 200 Hz), so daß durch die Trägheit des Auges der Eindruck entsteht, alle Stellen leuchteten gleichzeitig.

Beim Multiplex-Betrieb erhalten die Segmente Stromimpulse von hoher Intensität, um im zeitlichen Mittel einen genügenden Helligkeitseindruck hervorzurufen. Würde man das periodische Umschalten von ein auf die andere Stelle stoppen, könnte die gerade angesteuerte Stelle zerstört werden: Im Dauerbetrieb vertragen die Leuchtpunkte nämlich keinen so hohen Strom wie im gepulsten Betrieb.

Unsere Anzeige darf maximal 3 mA/Segment im Dauerbetrieb erhalten, kurzzeitig (für weniger als 0,5 ms) sogar 50 mA. Entscheidend für die Wahl dieses Anzeigetyps war die Tatsache, daß bereits bei 0,2 ... 0,3 mA/Segment eine ausgezeichnete Lesbarkeit vorhanden ist; die Effektivität dieser Anzeige liegt damit um den Faktor 5 ... 10 höher als die der gängigen Leuchtdioden!

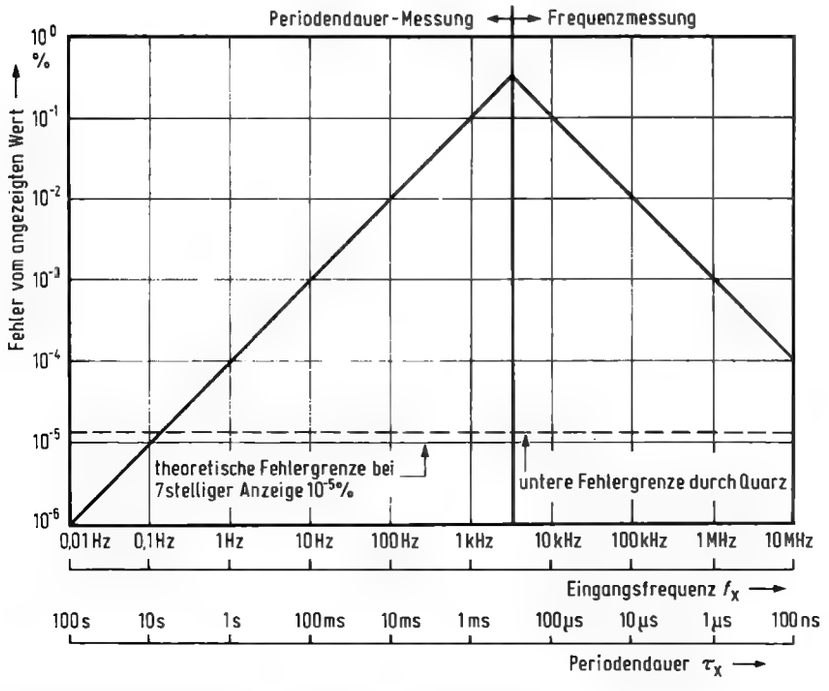


Bild 4. Größe des Fehlers vom angezeigten Wert in Abhängigkeit von der Meßgröße f_x bzw. τ_x

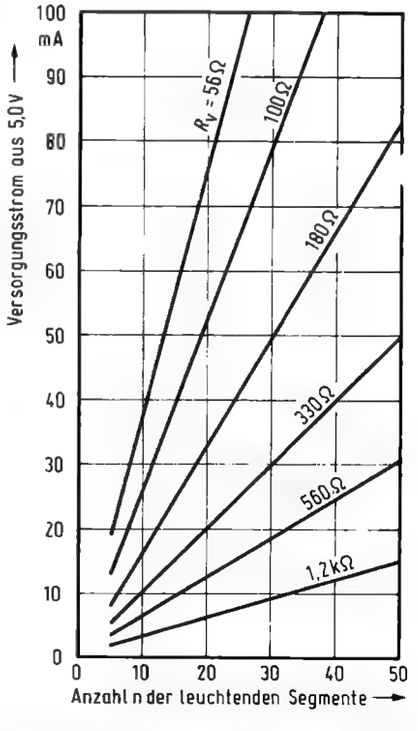


Bild 5. Strombedarf für die Anzeige in Abhängigkeit von der Anzahl der leuchtenden Elemente; Parameter: Vorwiderstand vor den Segmenten

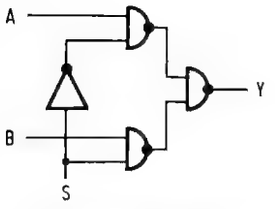


Bild 6. Einfacher elektronischer Umschalter für Digitalsignale

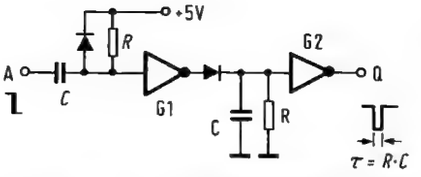


Bild 7. Schaltung für eine monostabile Kippstufe mit CMOS-Bausteinen

Wegen des hohen Wirkungsgrades und aus Gründen der Stromersparnis sollen die Segmente Vorwiderstände von ca. 1 kΩ erhalten. Damit stellt sich im Mittel ein Strom von etwa 300 µA/Segment ein, wenn die Versorgungsspannung 4,0 V beträgt, also zum Beispiel bei nicht mehr ganz frischen Batterien. Der Spitzenstrom pro Segment ıgt dann auch unter ungünstigsten Bedingungen noch unter 4 mA, also weit unter dem maximal zulässigen Wert von 50 mA. Wer eine hellere Anzeige der Stromersparnis vorzieht, kann die sieben Vorwiderstände natürlich verringern; bei 56 Ω und 5,0 V Versorgungsspannung ist allerdings die Leistungsgrenze der Anzeige erreicht *(Bild 5)*.

Ein Nachteil der Anzeige soll nicht verschwiegen werden: Sie beginnt bereits bei so geringen Strömen zu leuchten, wie sie unter Umständen als Leckströme der Multiplex-Schalter auftreten können. Der Schaltkreis wäre deshalb keineswegs schadhaft und erfüllt die Spezifikationen des Herstellers. Nur glimmen dann ständig alle Segmente schwach, während die angesteuerten heller aufleuchten. Wenn dieser Fall auftritt (bei den Voruntersuchungen ist keine einzige derartige IS entdeckt worden!), läßt sich das störende Glimmen beheben, indem man von den Katodenanschlüssen 3, 5, 7, 9, 11, 13 und 15 an der Anzeige Widerstände zum luspol der Versorgungsspannung lötet. Der Wert für diese Widerstände braucht keinesfalls kleiner zu sein als 2,7 kΩ, gegebenenfalls reichen auch größere Werte aus; hier hilft am besten ein Versuch. Wenn die Katodenwiderstände eingelötet werden, dürfen die Segmentvorwiderstände minimal nur 470 Ω groß sein, weil sie sonst nicht genügend Strom für die Anzeige hindurchlassen.

Integrierte Schaltungen

Alle integrierten Schaltungen sind in CMOS-Technologie ausgeführt. Erst dadurch kann die Verlustleistung so drastisch gesenkt werden, daß sich auch komplexe Schaltungen für Batteriebetrieb eignen. Gleichzeitig handelt man sich aber mit der Hochohmigkeit der Schaltkreise den erheblichen Nachteil der erhöhten Zerstörungsgefahr ein: Bereits die statische Aufladung des menschlichen Körpers kann bei Berührung an den hohen Eingangswiderständen bei CMOS-Schaltungen eine so große Spannung hervorrufen, daß die betreffende IS zerstört wird. *Darum Vorsicht beim Umgang mit den IS. Keine Anschlußbeinchen anfassen und die Lagerung nur auf leitender Unterlage vornehmen!* Sozusagen als Gegenleistung sind die Bausteine extrem genügsam. IS 1 beispielsweise nimmt im Betrieb ganze 210 µA (!) auf (maximal 700 µA), während man bei gleicher Leistungsfähigkeit in TTL-Technologie auch mit dem tausendfachen Strom noch lange nicht auskäme!

Umschalter

Zur Umschaltung der Eingangssignale am Zähler dient eine simple Schaltung aus NAND-Gattern *(Bild 6)*. In Abhängigkeit vom Potential am Steuereingang S gelangt entweder die Information vom Eingang A oder von B ohne Invertierung zum Ausgang Y (Multiplexer 2 auf 1). Diese Schaltungsversion wurde aus Gründen der Preiswürdigkeit und Lieferbarkeit der IS gewählt, obwohl auch andere Lösungen technisch realisierbar wären.

Monoflops

Als monostabile Kippstufen zur Erzeugung der Steuersignale findet eine bewährte, sehr einfache Schaltung Verwendung *(Bild 7;* [1]). Im Ruhezustand liegt der Eingang des zweiten Gatters G 2 über den Widerstand an Masse, und der Ausgang Q des Monoflops befindet sich auf H-Potential. Mit der negativen Flanke an A geht der Eingang von G 1 so lange auf L, bis der Kondensator über R auf diejenige Spannung aufgeladen ist, die zum Zurückkippen des Inverters 1 führt; von diesem Augenblick an beginnt die Entladung des RC-Gliedes vor G 2, das so lange für L-Pegel an Q sorgt, bis die Umschaltschwelle von G 2 erreicht ist. Ausgelöst von einer negativen Flanke, entsteht also an Q ein LOW-Impuls mit der Dauer $t = R \cdot C$.

Nachbau

Prinzipiell kann der Zusammenbau der Gesamtschaltung *(Bild 8* und *Bild 9)* auf beliebigem Leiterplatten-Format und auch mit allen handelsüblichen Sieben-Segment-Anzeigen (gemeinsame Katode!) erfolgen. Die Schaltungen IS 1, IS 2 und IS 8 sowie der 6,5536-MHz-Quarz sind dazu auch einzeln

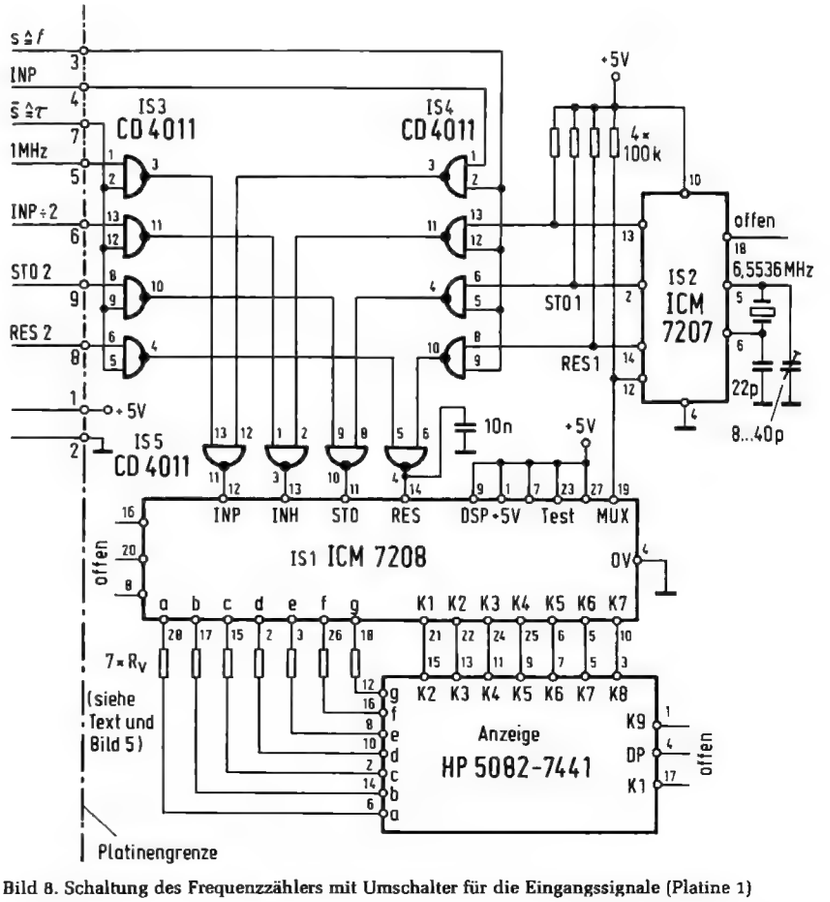


Bild 8. Schaltung des Frequenzzählers mit Umschalter für die Eingangssignale (Platine 1)

von der Firma Spezial-Electronic erhältlich. Wer den gesamten Bausatz bezieht (siehe unten), erhält gleichzeitig die Platinen, mit denen ein sehr gedrängter Aufbau möglich ist *(Bild 10)*. Alle IS sollten auf Fassungen gesetzt werden, weil ein eventuelles Austauschen ohne Beschädigung der Platine sonst kaum möglich ist. Nach dem Einlöten aller diskreten Bauelemente erfolgen die Verbindung der beiden Platinen untereinander sowie der Anschluß der Anzeige. Im ersten Fall verwenden wir Drahtbrücken, während die Verbindung zur Anzeige sowohl über Drahtbrücken (zu den Katodenanschlüssen 3, 5, 7, 9, 11, 13 und 15) als auch über die Segmentvorwiderstände (zu den Anschlüssen 2, 6, 8, 10, 12, 14 und 16) hergestellt wird. Die Numerierung der 17 Anzeigen-Anschlüsse beginnt bei Draufsicht links unten (Lötaugen unten). Bei dieser Montageform lassen sich die drei Platinen auseinanderklappen *(Bild 11)*, um die vollständige Verdrahtung der externen Anschlüsse (Eingangsbuchse, Batterie mit Buchse für Klinkenstecker und Hauptschalter) vorzunehmen. Die Quarze werden nach vorsichtigem Umbiegen der Anschlußstifte mit einem Drahtbügel gehalten. Erst wenn diese Arbeiten abgeschlossen sind (sorgfältig kontrollieren!), sollten die IS nacheinander eingesetzt werden *(Bild 12)*.

Bild 10. Im Größenvergleich mit einer Streichholzschachtel gewinnt man einen Eindruck von der Miniaturisierung des Gerätes

Stromversorgung

Bei einem Stromverbrauch, der für das vollständige Gerät einschließlich Anzeige bei 15 ... 20 mA liegt, eignen sich ohne weiteres Trockenbatterien zur Energieversorgung. Beispielsweise läßt sich mit drei Mallory-Mignon-Zellen, die noch bequem im

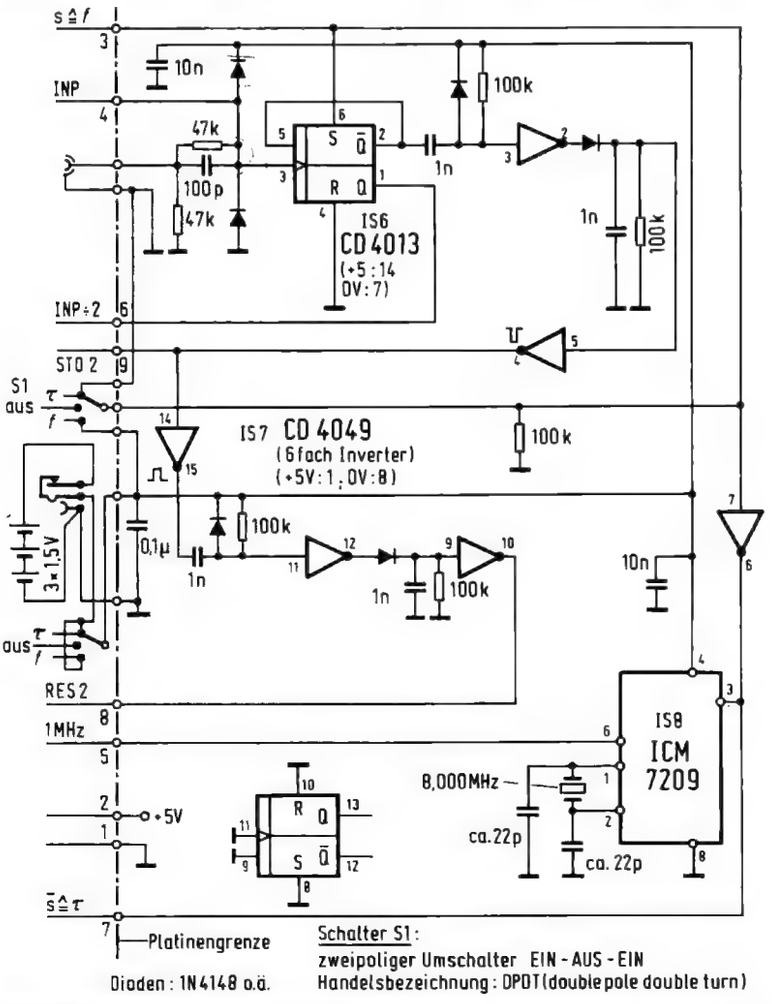


Bild 9. Schaltung der Signalaufbereitung mit der Erweiterung für Periodendauer-Messungen (Platine 2)

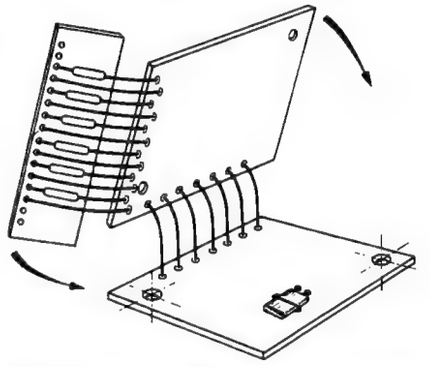


Bild 11. Schematische Anordnung der einzelnen Platinen nach dem Zusammenbau

Tabelle der technischen Daten

Eingangspegel: alle gängigen Logikfamilien
H-Pegel: ≧ 3 V*)
L-Pegel: ≦ 2 V*)
Pulsbreite: ≧ 100 ns
Überspannungsschutz: bis 150 V_{ss}
Eingangswiderstand: > 25 kΩ

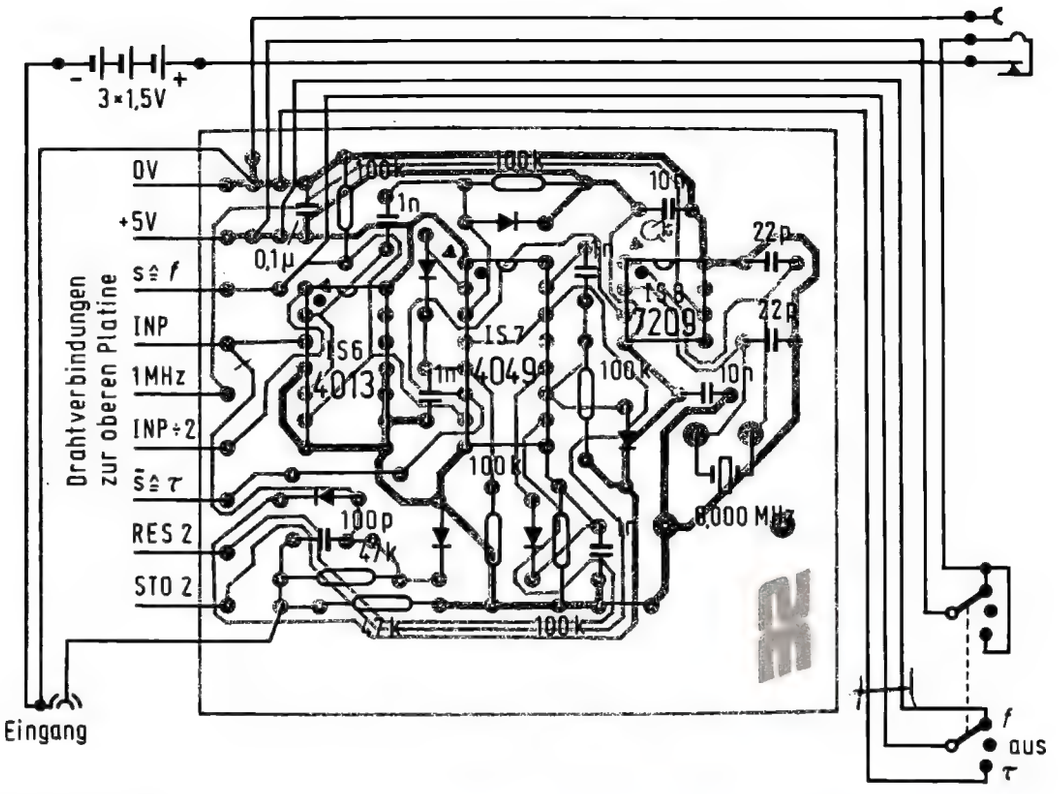
Frequenzmessung: 10 Hz ... 5 MHz*)
Torzeit: 100 ms
Auflösung: 10 Hz
Kurvenform des Eingangssignals: beliebig

Periodendauer-Messung: 1 µs ... 10 s
Meßfrequenz: 1 MHz
Auflösung: 1 µs
Anstiegszeit des Eingangssignals: ≦ 15 µs
Tastverhältnis: beliebig

Versorgungsspannung: 3,5 ... 6,0 V
Stromaufnahme bei voller Anzeige und 25 µcd pro Segment: < 20 mA*)

Basisgenauigkeit: 20 ppm*)
Multiplex-Rate der Anzeige: 200 Hz
Unterdrückung führender Nullen (in Zweiergruppen)

*) bezogen auf 5,0 V Versorgungsspannung



Gehäuse unterzubringen sind, eine Betriebsdauer von über 100 Stunden erzielen, vorausgesetzt, man betreibt die Anzeige nicht zu stromintensiv.

Zur Umschaltung auf externe 5-V-Versorgung eignet sich bestens ein Miniatur-Klinkenstecker, wie er auch für Ohrhörer verwendet wird. Diese Buchse soll gegen das Gehäuse isoliert sein. Ein Allstrom-Netzteil, das gleichzeitig zur Aufladung von NiCd-Akkus dient und neben diesen auch noch im Gehäuse Platz findet, ist in Vorbereitung.

ɜtrieb

Bei Periodendauer-Messungen erfolgt nach 9 s ein Überlauf der Anzeige, d.h. der angezeigte Wert kippt von 9 999 999 auf 0 000 000, wenn die Meßzeit bis dahin noch nicht abgelaufen ist. Wenn man aber parallel dazu den groben Überblick für die verstrichene Zeit behält (für 10 s Genauigkeit reicht jede Armbanduhr!), kann man längere Periodendauern sehr exakt messen, auch wenn die Anzeige nicht den vollen Wert, sondern nur die letzten sieben Stellen wiedergibt; diese Anzeige erfolgt in Mikrosekunden.

In der anderen Stellung des Hauptschalters („Frequenzmessung") besitzt die niedrigstwertige Stelle der Anzeige den Wert „Zehn Hertz"; fügt man der Anzeige also im Geiste eine Null hinzu, ist der so entstandene Wert in Hertz zu interpretieren. Die maximale Zählfrequenz in dieser Betriebsart liegt bei etwa 5 MHz.

Als Eingangspegel in beiden Betriebsarten eignen sich vorzugsweise TTL- oder CMOS-Signale; bei anderen Signalen darf eine Anstiegszeit von 15 µs nicht unterschritten werden. Als Schutz vor höheren Eingangsspannungen dienen die Klammerdioden am Eingang.

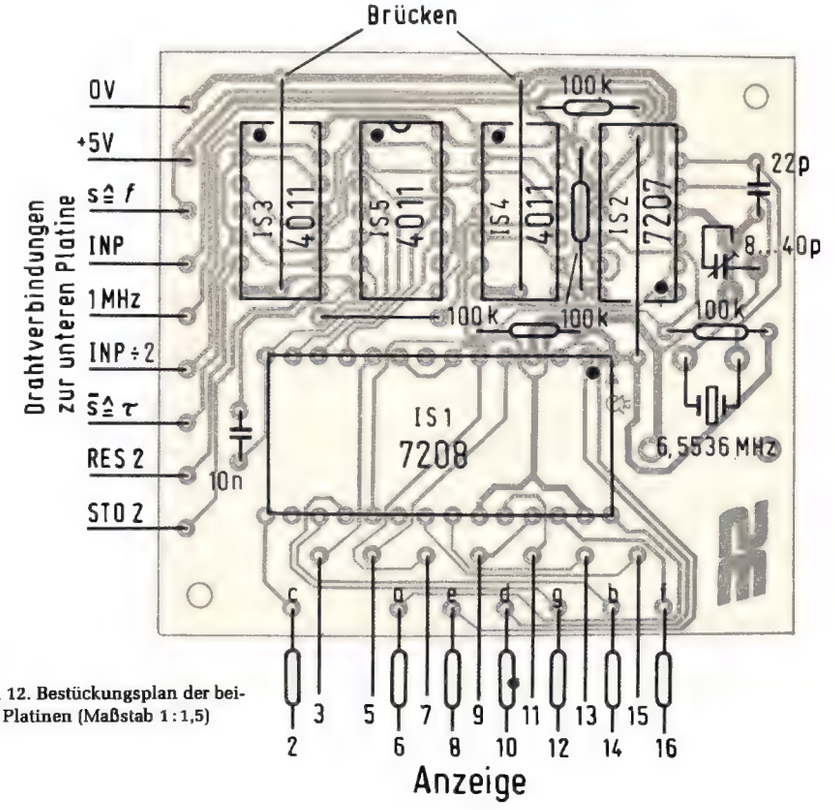
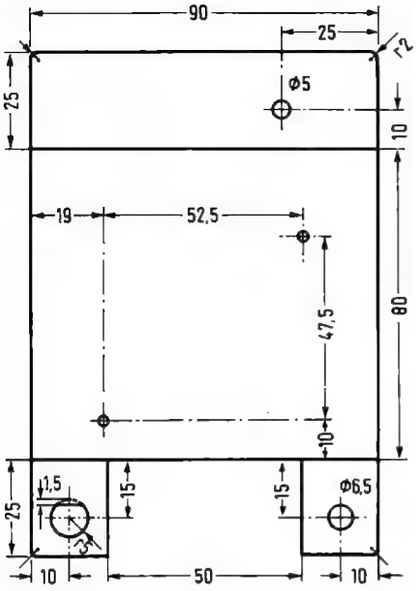


Bild 12. Bestückungsplan der beiden Platinen (Maßstab 1 : 1,5)

Für das Mustergerät ist ein einfaches Gehäuse angefertigt worden, dessen beide Hauptteile im Aufriß in *Bild 13* dargestellt sind. Das Bodenblech besteht aus 1,5 mm dickem Aluminium, der Deckel wurde aus überklebtem Weißblech gebogen, das durch seine Elastizität auch ohne besondere Ver-



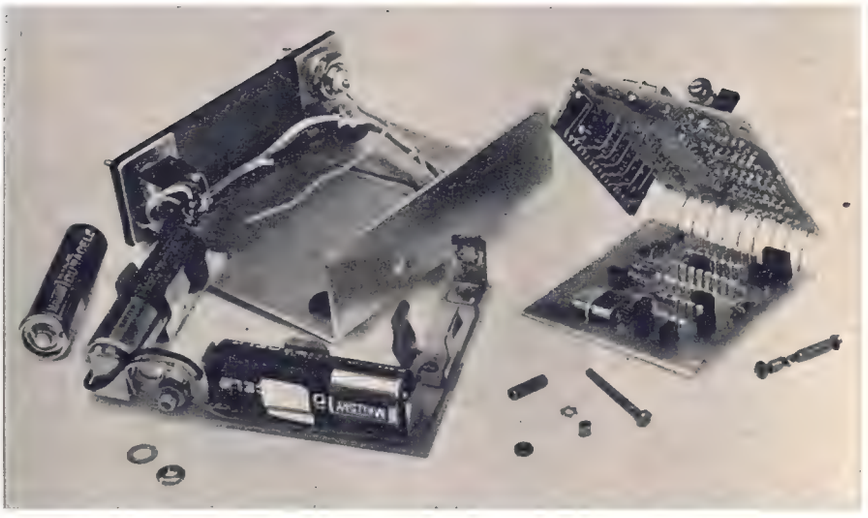


Bild 15. Im Mustergerät sind die Batterien auf einer speziellen Halterung untergebracht; die Montage der Platinen erfolgt mit Distanzröhrchen und M-2-Schrauben. Die hier eingelöteten IS-Fassungen sind so funktionssicher und erlauben die problemlose Führung der Brücken unter den integrierten Schaltungen.

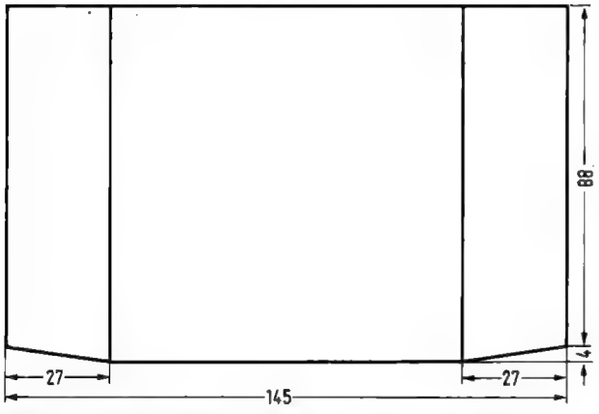


Bild 13. Maßangaben für das Gehäuse des Mustergerätes (in mm)

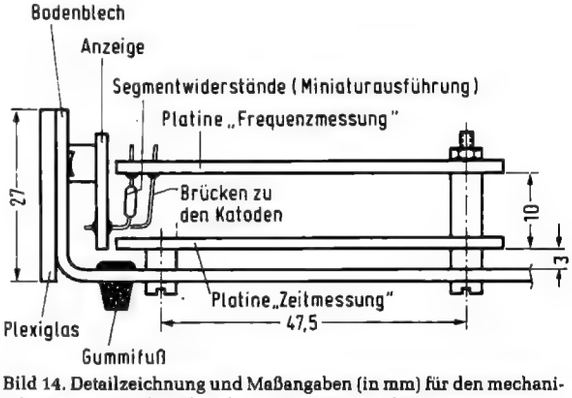


Bild 14. Detailzeichnung und Maßangaben (in mm) für den mechanischen Zusammenbau der Platinen (Seitenansicht)

schraubung festhält. Die Frontplatte bildet eine 3 mm dicke, rote Plexiglasscheibe *(Bild 14)*. Mit ein wenig Sorgfalt kann man dem Aufbau *(Bild 15)* ein gefälliges Aussehen geben, so daß mit geringem Aufwand ein ebenso nützliches wie formschönes Gerät entstehen kann. Das auf dem Titelbild dieses Heftes abgebildete Gerät beispielsweise ist ausschließlich mit amateurmäßigen Hilfsmitteln hergestellt worden.

Bausatz

Der angebotene Bausatz für das Gerät enthält neben den Platinen sämtliche IS, die beiden Quarze und die Anzeige. Unter der Bezeichnung „FUNKSCHAU-Mini-Zähler" kann diese Zusammenstellung von der Firma Spezial-Electronic KG in 8 München 70, Ortlerstr. 8, bzw. 3062 Bückeburg, Kreuzbreite 14, bezogen werden.

Literatur

[1] Datenblätter der Firma Spezial-Electronic zu den Intersil-Schaltungen ICM 7207, 7208 und 7209.
[2] Astable and Monostable Oscillators. RCA-Application Note ICAN-6267.

Dipl.-Ing. Helmuth Schweitzer

Taschenrechner als preiswerter programmierbarer Zähler

Für die neuerdings billig auf den Markt gelangenden Elektronik-Taschenrechner (Preis ab 17 DM) bieten sich wegen der Vielfalt der darin enthaltenen Funktionsgruppen wie Eingabetastatur, LED-Anzeige und Rechenbaustein ungeahnte Möglichkeiten der zweckfremden Verwendung: Hier wird der Einsatz als programmierbarer Vorwärts-/Rückwärts-Zähler mit frei wählbaren Zählschritten aufgezeigt.

Der Taschenrechner

Elektronische Taschenrechner, in welcher Vielfalt sie auch immer auf dem Markt angeboten werden, bestehen aus drei Hauptbausteinen.

Die Tastatur gestattet es, beliebige Zahlenkombinationen einer elektronischen Schaltung mitzuteilen, wobei der Stellenwert einer Zahl nur durch die Eintippfolge und nicht etwa durch die Wahl des Zahlensatzes bestimmt wird. Über die Tastatur lassen sich beispielsweise Zähleranfangszustände bequem herstellen.

Die Recheneinheit verknüpft zwei in sich abgeschlossene Zahlen in einer vorbestimmten Weise miteinander (Addition, Subtraktion, Multiplikation, Division oder auch höhere Operationen) und speichert das so gewonnene Ergebnis in einem Register. Die Recheneinheit kann also z. B. auch aus einem alten Zählerstand durch Addition der vorgewählten Schrittzahl einen neuen Zählerstand bilden.

Die Anzeigeeinheit (meist Leuchtdiodenanzeige) gewährleistet einerseits bei der Eingabe die Kontrolle über die eingetippte

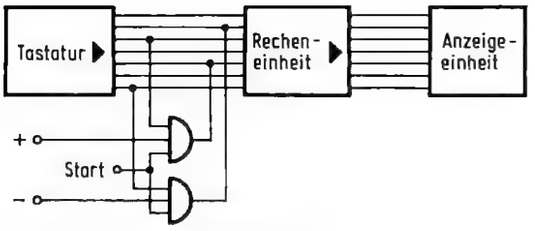


Bild 1. Prinzipschaltung des Zählers

Zahlenfolge, zeigt andererseits aber auch nach erfolgter Rechenoperation das berechnete Ergebnis an. Über die Anzeigeeinheit kann somit ein aktueller Zählerstand ausgelesen werden.

Die Taschenrechner neuerer Fertigung bestehen aus hochintegrierten Bausteinen mit vielen Funktionen in einem Schaltkreis, so daß man bestrebt ist, die Zahl der Anschlüsse der einzelnen Bauelemente und der Leitungswege untereinander möglichst gering zu halten. Deshalb sind die Verbindungen codiert oder gar noch getaktet (Multiplexbetrieb), so daß ein einfaches Eingreifen in die Rechenschaltung nicht leicht möglich ist.

Der vorliegende Zähler wurde mit einem Rechner des Typs Novus 650 (NS, 6stellige Anzeige, Vertrieb über die großen Versand- und Kaufhäuser, Preis etwa 17 DM) aufgebaut. Ähnliche billige Rechner eignen sich gleich gut.

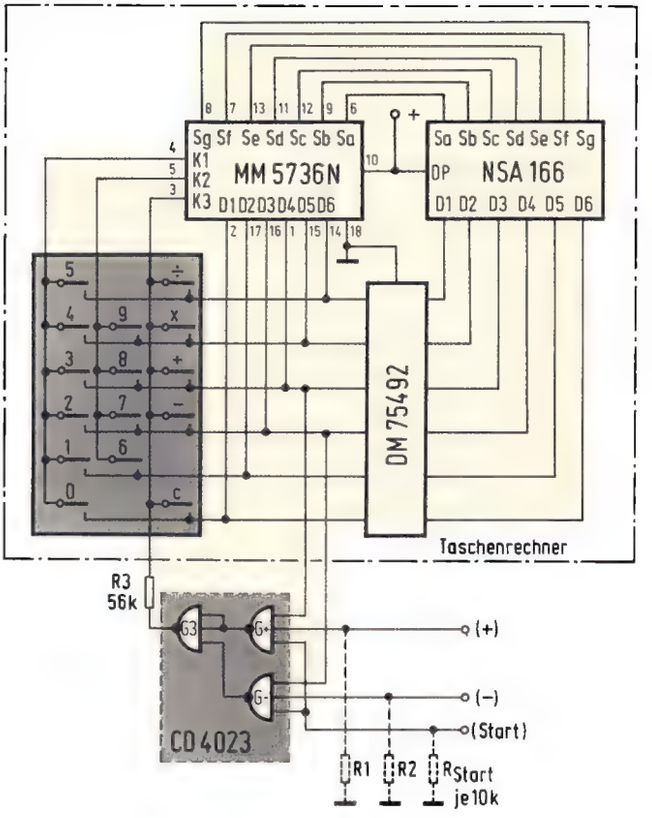


Bild 2. ▶ Praktischer Aufbau des Zählers

Tabelle der verwendeten Spezialbauteile

Rechner Typ Novus 650 mit Rechnerbaustein MM 5736 N
CMOS-Gatter CD 4023 (3fach NAND)

Der Zähler

Elektronische Zähler sind bei vielen Problemen der Meß-, Registrier- und Steuerungstechnik nicht mehr wegzudenken. Auch so mancher P&H-Freund wünschte sich sicher schon einen Zähler, scheute jedoch Kosten oder vielleicht gar Mühe, einen solchen aufzubauen.

Der hier beschriebene Zähler besticht jedoch durch seinen einfachen Aufbau und seine Preiswürdigkeit bei relativ großem Komfort: Es können im einfachsten Fall Impulse gezählt werden, die über die Tastatur eingetippt werden. Geht man einen Schritt weiter, so übernehmen mechanische Kontakte wie Tasten, Schalter usw. die Funktion des Impulsgebers, wozu nicht einmal eine elektronische Zusatzschaltung erforderlich ist. Für TTL-Impulse benötigt man allerdings diese (jedoch einfache) Schaltung.

Unabhängig von der Art der Ansteuerung ist es mit diesem Zähler möglich, einen beliebigen Anfangszustand (auch Null) bequem über die Tastatur einzugeben. Dabei muß dann die Zählschrittzahl, die danach ebenfalls mit der Tastatur eingetippt wird, nicht 1 sein (wie dies doch bei den meisten Zählern üblich ist). Es können auch andere ganze, bei manchen Rechnern auch gebrochene Zählschritte programmiert werden. Ferner zählt der Rechner vorwärts oder rückwärts – je nach Ort des Eingangsimpulses –, wobei der augenblickliche Zählerstand angezeigt wird.

Der Taschenrechner als Zähler

Für die Verwendung des Taschenrechners als Zähler eignen sich unmittelbar all diejenigen Rechner, die bei der Addition oder Subtraktion den letzten Summanden oder Subtrahenden noch im Rechenregister behalten und bei denen das Operationszeichen (+ oder –) nach der Zahl eingegeben wird.

Die Bedienungsanleitung gibt Aufschluß darüber, ob dies im Normalbetrieb möglich ist (Polnische Notation) oder über den Umweg der K-(= Konstanten-)Funktion. Die Kettenoperation

239 + 12 + 12 + 12 + 12 + 12 ...

wie auch

239 – 12 – 12 – 12 – 12 – 12 ...

sollte nach Eintippen des konstanten Summanden bzw. Subtrahenden 12 durch Drükken nur einer einzigen Taste durchgeführt werden können, wobei dann gleichzeitig das Ergebnis angezeigt wird. Für den Vorwärts-/Rückwärtszählbetrieb braucht man dann nur noch die Plus- oder Minustaste abwechselnd zu tippen:

239 + 12 + 12 – 12 + 12 – 12 ...

Ohne jeglichen Umbau am Rechner liegt damit schon ein handbetriebener Zähler vor. Will man den Zähler nur mit mechanischen Kontakten (wie Nocken, Tasten usw.) betreiben, so genügt es, Leitungen von der Taste an den entsprechenden Kontakt zu legen.

Elektronische Ansteuerung dagegen benötigt eine Vorsatzschaltung. Dabei ersetzen dann hochohmige Schaltglieder den Fingerdruck (*Bild 1*).

Bei Verwendung von UND-Gattern kann man gleichzeitig noch Start-Stop-Betrieb realisieren. Damit ist die Möglichkeit gegeben, über TTL-Pegel vorwärts oder rückwärts zu zählen, zu starten oder zu stoppen.

Programmierter Zählbetrieb

Wie läuft nun der programmierte Zählbetrieb ab? Der Anfangszustand des Zählers wird durch Löschen (falls Anfangszustand gleich Null) oder durch Eintippen einer gewünschten Zahl mit anschließendem Drükken der Plus-/Ergebnistaste hergestellt. Danach tippt man die Schrittzahl ein (selbstverständlich auch mehrstellig). Ist der Zählbetrieb nur über die Konstanten-Funktion möglich, muß man genau umgekehrt vorgehen: zuerst die Schrittzahl in den Konstantenspeicher, danach den Anfangszustand eingeben. Gibt man danach den Weg der TTL-Impulse über die Gatter zum Rechner frei (Start), so kann der Zählbetrieb beginnen. Die ankommenden Impulse werden – ihrem Vorzeichen entsprechend – im Rechner unter Berücksichtigung der eingegebenen Schrittzahl registriert. Dabei wird der aktuelle Zählerstand laufend über die LED-Einheit angezeigt. Da in der Recheneinheit die Tasten gegenseitig verriegelt sind, muß aufgrund des Impulsgebers oder einer zwischengeschalteten Logik gewährleistet sein, daß Plus- und Minuspegel nie gleichzeitig anliegen können.

Die Grenzfrequenz einer solchen Zähleranordnung ist naturgemäß nicht hoch, da im Innern des Rechners bei jedem Zählimpuls eine vollständige Rechenoperation (sechsstellige Addition) mit all den dazu notwendigen Steuerbefehlen abläuft. Die Frequenz des internen Ablauftaktgenerators und die notwendige Steuerschrittanzahl bestimmen die Zeit für eine komplette Rechenoperation. Für den hier beschriebenen Rechner Novus 650 (bestückt mit Rechenchip MM 5736 N von NS) beträgt die maximale Zählfrequenz etwa 230 Hz [1].

Ideal wäre jetzt noch eine Abfrage auf Null und ein daraus abgeleitetes Ausgangssignal. Da dies jedoch mit einfachen Mitteln nicht möglich ist (Multiplexbetrieb der 7-Segment-Anzeige), wird in diesem Zähler darauf verzichtet. Erwähnenswert ist noch, daß der Zähler im STOP-Betrieb ohne Einschränkung weiterhin als Rechner im ursprünglichen Sinne zu verwenden ist.

Die Schaltung

Die Tastatur wird bei dem Rechenchip MM 5736 N mit den Leitungen D 1 bis D 6 (*Bild 2*) getaktet abgefragt. In diesen Takt einschleifend wird das Signal auf den Leitungen D 3 und D 4 jeweils auf den Eingang eines Gatters gelegt. Da die Plus- und die Minustaste an der gleichen Tastatur-Ausgangsleitung liegen, können die Ausgänge der beiden Gatter über ein ODER-Glied zusammengefaßt werden. Gleichzeitig erfordert die Negation des Multiplexsignals an den Gatterausgängen G+ und G– eine weitere Negation. Beide Funktionen sind durch das negativ angesteuerte NAND-Gatter G 3 verwirklicht.

G 3 hat einen niedrigen Ausgangswiderstand, welcher in beiden Schaltzuständen (H oder L) die auf derselben Tastatur-Eingangsleitung liegenden Funktionen beeinflußt. Der Trennwiderstand R 3 verhindert diese Kopplung.

Wenn die Eingangsleitungen (+), (–) oder (START) nicht niederohmig genug das hier verwendete CMOS-Gatter CD 4023 ansteuern, müssen die Widerstände R 1, R 2 und R_{START} die offenen Eingangsleitungen definiert auf Massepotential legen.

Es empfiehlt sich, die gegenüber der 74er Serie nur unwesentlich teureren CMOS-Gatter zu verwenden, da diese einerseits einen wesentlich höheren Eingangswiderstand aufweisen und andererseits bei jeder Betriebsspannung zwischen 3 und 15 V zu betreiben sind (bei einer Störsicherheit von typ. 45 %). Ferner bewegt sich die Stromaufnahme im Bereich von einigen pA.

Anwendung

Überall dort, wo bislang mechanische Zähler eingesetzt waren und bei denen der Zählerstand bei Spannungsfortgang nicht notwendig festzuhalten war, findet sich ein breites Anwendungsgebiet des vorstehend beschriebenen Zählers. Das kann zum Beispiel ein Zählwerk für Tonbandgeräte sein unter Benutzung der in der FUNKSCHAU 1975, Heft 1, S. 57 [2], beschriebenen Ansteuerung. Will man häufig wechselnde Zähleranfangszustände bequem herstellen, ist dieser Zähler besonders geeignet.

Auch für die Schrittzahl größer als 1 gibt es genug Anwendungsfälle, so z. B. als Sollwertgeber für den Copiloten bei einer Auto-Orientierungsfahrt. Mit einem Sekundentakt angesteuert, addiert der Rechner den in einer Sekunde zurückzulegenden Weg bei einer geforderten Durchschnittsgeschwindigkeit auf und dient so als Sollwertgeber zum Vergleich mit dem tatsächlich zurückgelegten Weg.

Literatur

[1] Datenblatt des Rechnerbausteins MM 5736 N von NS (National Semiconductor)
[2] FUNKSCHAU 1975, Heft 1, Seite 57–58

Dr. Michael Hahn

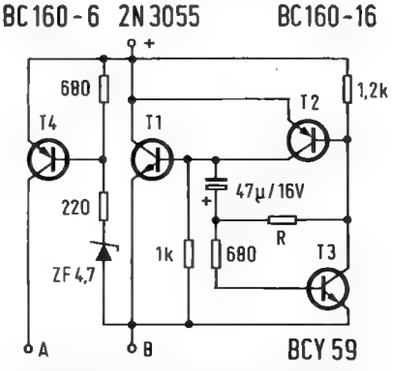
Kontaktloser Blinkgeber für Fahrzeuge

Die heute üblichen elektronisch gesteuerten Richtungs- und Warnblinkanlagen arbeiten mit Relais zum Schalten der Lampenströme. Die hier vorgestellte Schaltung vermeidet diese elektromechanischen Bauteile und ist damit einfach, zuverlässig und g räuschlos.

Die Schaltung (*Bild*) zeigt einen Komplementär-Multivibrator mit den Transistoren T 3, T 2 und dem Leistungstransistor T 1. Die Plusklemme legt man am besten direkt an die Batteriespannung, um auch bei ausgeschalteter Zündung warnblinken zu können; die Klemme B ist der Anschluß des Blinkerschalters, die Klemme A der der Kontrollampe.

Steht der Blinkerschalter in Mittelstellung, so ist die ganze Anordnung stromlos, denn auch der Schalttransistor T 4 für die Kontrollampe ist gesperrt. Wird über den Blinkerschalter eine Blinklampengruppe an Klemme B gelegt, so schwingt der Multivibrator an. Seine Frequenz, die 1,5 ± 0,5 Hz betragen soll, ist durch den Elektrolytkondensator, den Basisvorwiderstand von T 3 und den Ladewiderstand R festgelegt.

Dabei kann das Puls/Pause-Verhältnis mit den genannten Widerständen beeinflußt werden; der Basisvorwiderstand bestimmt die Länge des Durchschaltens, der Ladewiderstand R diejenige der Sperrphase. Es ist vorteilhaft, ein Tastverhältnis von etwa 1:2 anzuwenden, weil damit die thermische Belastung von T 1 so weit gesenkt werden kann, daß man ohne Kühlkörper auskommt – sogar bei der „brutalen" Warnblinkschaltung, die in manchen Wagen angewandt wird, wobei ohne Zusatzrelais alle vier Blinklampen einfach parallel geschaltet werden (z. B. im Citroen 2 CV). Bei 6 A fallen über T 1 etwa 0,7 V ab.



Schaltung des Blinkgebers. Dimensionierung des Widerstandes R siehe Text

Die angegebene Dimensionierung liefert etwa dieses Tastverhältnis; der Widerstand R soll bei 12-V-Netzen einen Wert von 150 kΩ, bei 6 V einen solchen von 75 kΩ haben.

Der Transistor T 4 wird bei eingeschaltetem Blinker über die Z-Diode und den 220-Ω-Widerstand jeweils in den Blinkpausen durchgeschaltet, die Kontrollampe blinkt also im Wechseltakt mit den Blinklampen. Ein Nachteil der Schaltung ist es, daß sie den Ausfall einer Blinklampe nicht mit Frequenzänderung beantwortet – im erwähnten 2 CV hört man dies aber am veränderten Klang des eigens zu diesem Zweck eingebauten elektromagnetischen (aber kor taktlosen) Hämmerchens im Blinkerschalte.

Beim Aufbau auf einer Platine muß beachtet werden, daß man die Leiterbahnen der Emitter- und Kollektorleitung von T 1 so kurz und so breit wie nur möglich macht und mit Lötzinn verstärkt, um mit den fließenden Strömen von rund 6 A fertig zu werden, ohne die Platine unnötig zu heizen. Bei geschickter Anordnung wird das Ganze wesentlich kleiner als ein üblicher Hitzdraht-Geber; man gießt den fertigen Geber am besten in Kunstharz ein, wobei sich zwanglos ein Befestigungswinkel mit anbringen läßt.

Ein Prototyp dieses Blinkgebers sitzt seit einem Jahr im Wagen des Verfassers und funktioniert – im Gegensatz zu den vorher verwendeten serienmäßigen Hitzdraht-Gebern – einwandfrei. Ärger mit Hitzdraht-Gebern war auch der Grund, daß der Autor den Geber in seinem Motorrad (mit 6-V-Anlage) ebenfalls durch einen solchen Eigenbau ersetzte; da hier keine Kontrollampe nötig war, wurden alle im Schaltbild links von T 1 gezeichneten Teile weggelassen. Auch hier: Der Ärger ist beseitigt.

Peter Stolzenberg — DC 9 XD

UKW- und UHF-Endstufen für Amateursender

1. Teil

Beim Amateurfunk über Relaisstellen und bei Direktverbindungen reicht bisweilen die vorhandene Sendeleistung nicht aus, um eine Weitverbindung sicher abzuwickeln. Hier bietet eine leistungsfähige Endstufe bessere Möglichkeiten, sowohl für Mobil- als auch bei Stationärbetrieb.

Mit Endstufen können die erforderlichen S-Stufen (Empfangsfeldstärken) zusätzlich erzielt werden, was allerdings beim Benutzer gewisse Überlegungen und Fairneß voraussetzt, damit Störungen anderer Stationen vermieden werden. Die Höhe der jeweils erforderlichen Leistung sollte man vorher abschätzen, sie soll zu der Empfindlichkeit des eigenen Empfängers in einem vernünftigen Verhältnis stehen.

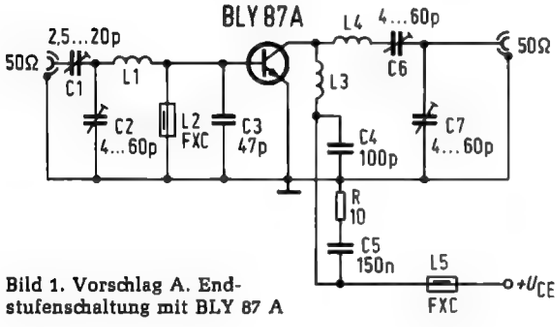


Bild 1. Vorschlag A. Endstufenschaltung mit BLY 87 A

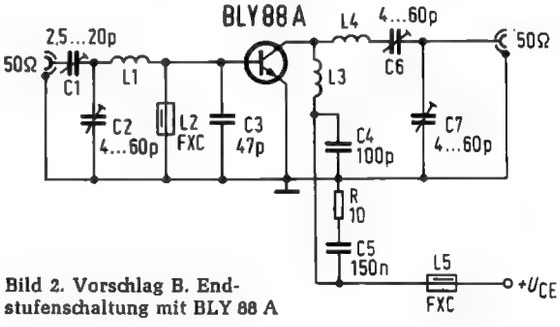


Bild 2. Vorschlag B. Endstufenschaltung mit BLY 88 A

Der Verfasser hat eine Reihe von betriebssicheren Schaltungen, die im FM-B-Betrieb arbeiten, auf im Handel leicht zu beschaffende Bauteile und Platinen mit kleinen Abmessungen umentwikkelt. Diese Schaltungen sind unkritisch und lassen sich mechanisch problemlos nachbauen.

UKW-Endstufen

Die UKW-Endstufen sind für das 2-m-Amateurband (144 MHz...146 MHz) ausgelegt, sie leisten 7,5 W, 17 W, 25 W, 50 W und 150 W. Damit bieten sie praktisch alle in Frage kommenden Möglichkeiten. Bei Wegschalten einiger Endstufentransistoren erfassen sie zusätzlich die kleinen Leistungsklassen zwischen 1 und 3 W.

Die in den UKW-Endstufen verwendeten Strip-Line-Leistungstransistoren von Valvo sind für den Betrieb an nicht stabilisierter Speisespannung entwickelt und fallen bei einem Schluß im Ausgang bzw. fehlender Antenne auf Grund integrierter Widerstandsstabilisierung im Emitter nicht gleich aus.

UHF-Endstufen

Im UHF-Bereich ist es jetzt dank neuentwickelter Moduln von Valvo in Hybrid-Technik möglich, einfache Endstufen mit 10 W und 20 W selbst herzustellen. Die Moduln haben äußerst kleine Abmessungen, sie können in mobilen und stationären Anlagen verwendet werden. Gegenüber diskreten Schaltungen ist der Aufwand unerheblich. Endstufen in Modulbauweise zeichnen sich dadurch aus, daß eine LC-Abstimmung nicht mehr erforderlich ist (Breitbandigkeit) und daß eine Ansteuerleistung von 50 mW im Mittel bereits ausreicht. Zusätzlich ist eine Oberwellendämpfung von 20 dB (je Modul, auf den Träger bezogen) als weiterer Vorteil anzusehen.

Größere – also noch leistungsfähigere – UHF-Endstufen mit Leistungen zwischen 40 W und 100 W sind mit den Strip-Line-Leistungstransistoren der BLX-Serie von Valvo in diskreter Bauweise ohnehin schon realisierbar. Die Hybridendstufen sollen die Möglichkeit zu äußerst kleinem Aufbau geben!

Sämtliche nachfolgend beschriebenen Endstufen arbeiten im 12-V- bis 14-V-Bereich, also mit einer Speisespannung, die bei jedem Funkamateur verfügbar sein dürfte!

Als Hf-Vox-Steuerung wird die Schaltung aus RPB 180, Seite 136, empfohlen, deren Empfindlichkeit sich durch Auswechseln des Transistors T 1 gegen den Typ BC 183 C noch weiter steigern läßt, falls dies erforderlich werden sollte.

Schaltungen für UKW-Endstufen

Diese Baugruppen für das 2-m-Amateurband sind in der Ein- und Ausgangsleistung so ausgelegt, daß sie mit fast allen zur Verfügung stehenden Ansteuerungsleistungen ausreichend durchgesteuert werden können. Dies wird entweder durch geeignete Ansteuerung durch das bereits vorhandene Gerät oder durch Zusammenschalten der jeweiligen Baugruppen gemäß *Tabelle 1* und 2 als Treiber für die entsprechend größeren Typen erreicht. Es bieten sich also im praktischen Betrieb mehrere Leistungsvarianten an, die vorher abzuwägen sind, um nicht zuviel Hochfrequenz abzustrahlen. Zusätzlich besteht die Möglichkeit des Durchschaltens der erforderlichen Leistungen mittels geeigneter Koaxialrelais bzw. Leistungsherabsetzung durch Unterbrechen der Speisespannung des Endtransistors oder der Endtransistoren, wobei diese als Abschwächer fungieren, obwohl der Treiber noch die volle Leistung abgibt. Diese Schaltmöglichkeiten sind vorher zu überlegen, sie ergeben eine sehr ausgewogene Leistungsabgabe und optimalen Betrieb für jeden erforderlichen Anwendungsfall ohne Störungen.

In *Bild 1* bis 4 bewirken zusammengefaßt die an den 50-Ω-Eingängen liegenden Kapazitäten C 1 und C 2 in Ver-

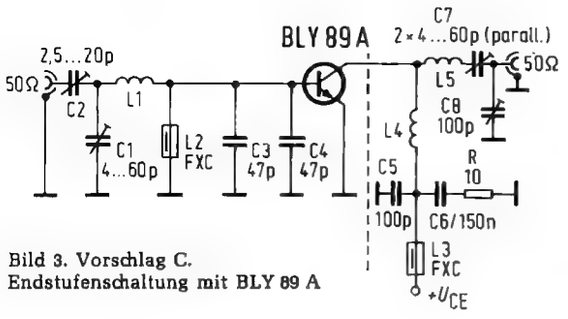


Bild 3. Vorschlag C. Endstufenschaltung mit BLY 89 A

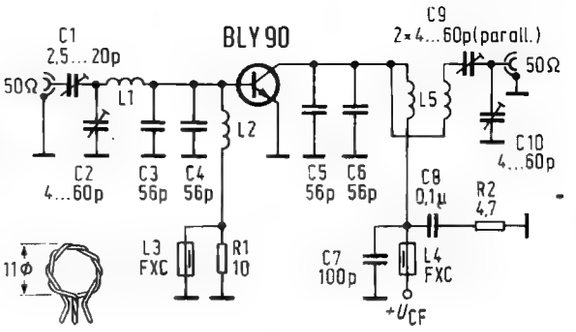


Bild 4. Vorschlag D. Endstufenschaltung mit BLY 90

bindung mit den Induktivitäten L 1 bzw. L 2 (letztere nur bei Bild 4) die Abwärtstransformation auf die Eingangsimpendanz der Transistoren. Weitere Induktivitäten und Kapazitäten in den einzelnen Basisleitungen gegen Masse ergeben den Basisarbeitspunkt wechselstrommäßig bei gleichstrommäßigem Kurzschluß und Unterdrückung unerwünschter Nebenwellenausstrahlung. Die Induktivitäten L 4 (Bild 1 und 2), L 5 (Bild 3 und 4) transformieren in Verbindung mit C 6 und C 7 (Bild 1 und 2), C 7 und C 8 (Bild 3) bzw. C 9 und C 10 (Bild 4) das Signal auf eine Ausgangsimpedanz von 50 Ω, wobei in Bild 4 die Kapazitäten C 5 und C 6 eine breitbandige Transformationshilfe bieten und bei besserer Stromverteilung niedrigere Verluste aufweisen. An den Ausgangsbuchsen bzw. -punkten liegt gemäß den Schaltungen kein Gleichspannungspotential mehr an. Die Speisespannungen gelangen Hf-mäßig durch entsprechende LC- und RC-Glieder entkoppelt an die Kollektoren.

Vorschlag A mit BLY 87 A

Nach Bild 1 und *Tabelle 3* ist bei dieser Schaltung der Wärmewiderstand des verwendeten Transistors noch nicht so kritisch, so daß dieser ohne weiteres auch mit auf das Chassis montiert werden könnte (2,5- bis 3-mm-Al-Blech, 100 mm x 100 mm mindestens).

Vorschlag B mit BLY 88 A

In dieser Schaltung (Bild 2, *Tabelle 4*) nimmt der Wärmewiderstand des Transistors schon mittlere Werte an, so daß die Benutzung des erforderlichen Kühlkörpers ratsam ist. Bei Verwendung einer Chassisfläche von 220 mm x 220 mm und Materialdicke 3 mm (Al-Blech) ergaben sich beim Verfasser noch brauchbare Wärmeableiteigenschaften, die für die übrigen Bauteile unerheblich waren.

Vorschlag C mit BLY 89 A

Bei dieser Baugruppe gemäß Bild 3 sowie *Tabelle 5* wird der Wärmewiderstand schon erheblich kritischer, so daß die Verwendung eines Kühlkörpers von 1,3 grd/W empfohlen wird, bei dem eine hervorragende Wärmeabfuhr gewährleistet ist.

Tabelle 1. Schaltungsvarianten

A)	*BLY 87 A*	
	Ansteuerung:	0,5 bis 1 W
	Ausgangsleistung:	7,5 W
B)	*BLY 88 A*	
	Ansteuerung:	1 bis 3 W
	Ausgangsleistung:	10 bis 17 W
C)	*BLY 89 A*	
	Ansteuerung:	5 bis 7 W
	Ausgangsleistung:	25 W bis 30 W
D)	*BLY 90*	
	Ansteuerung:	10 bis 15 W
	Ausgangsleistung:	40 bis 50 W
E)	*3 x BLY 90*	
	Ansteuerung:	10 bis 15 W
	Ausgangsleistung:	ca. 150 W
Bei Zusammenschaltung von:		
I	*BLY 87 A + BLY 89 A*	
	Ansteuerung:	0,5 bis 1 W
	Ausgangsleistung:	25 W
II	*BLY 88 A + BLY 90*	
	Ansteuerung:	2 bis 3 W
	Ausgangsleistung:	45 W bis 55 W
III	*BLY 88 A + 3 x BLY 90*	
	Ansteuerung:	2 bis 3 W
	Ausgangsleistung:	ca. 150 W

Tabelle 2. Beispiel für Leistungsumschaltung

BLY 88 A + BLY 90 (2 bis 3 W Eingangsleistung, 45 bis 55 W Ausgangsleistung)

1. Wegschalten der PA-Speisespannung = 2 W Ausgangsleistung
2. Wegschalten der PA-Speisespannung, aber zusätzliche Koaxialrelais schalten die Treiberleistung auf die Antenne = 14 bis 17 W
3. Schaltung bei Gesamtbetrieb (Koaxialrelais in Ruhe) = 45 bis 55 W

Tabelle 3. Technische Daten zu Bild 1

Frequenzbereich:	144 bis 146 MHz
Steuerleistung:	0,5 bis 1 W
Ausgangsleistung:	7 bis 8 W
Ein- und Ausgang:	50 Ω
Betriebsspannungsbereich:	12 bis 16 V (Minus-Pol an Masse)
Stromaufnahme bei Vollaussteuerung:	0,9 A
Temperaturbereich:	— 30 °C bis +60 °C
Drehmoment für Befestigungsmutter:	8 ± 0,5 cm kp
Bohrungsdurchmesser im Kühlblech:	max. 4,17 mm
Wärmewiderstand zwischen Sperrschicht und Gewindestutzen:	9,4 grd/W

L 1 = 0,5 Wdg., 1,5 CuL, Innen-Φ 6 mm, Zuleitung 2 x 10 mm
L 2 + L 5 = FXC-Drossel Valvo 4312 020 36640
L 3 = 2,5 Wdg., 1,5 CuL, Innen-Φ 6 mm, Zuleitung 2 x 10 mm
L 4 = 4,5 Wdg., 1,5 CuL, Innen-Φ 6 mm, Zuleitung 2 x 10 mm

Tabelle 4. Technische Daten zu Bild 2

Frequenzbereich:	144 bis 146 MHz
Steuerleistung:	2,7 W
Ausgangsleistung:	16 W
Ein- und Ausgang:	50 Ω
Betriebsspannungsbereich:	12 bis 16 V (Minus-Pol an Masse)
Stromaufnahme bei Vollaussteuerung:	1,8 A
Temperaturbereich:	— 30 °C bis +60 °C
Drehmoment für Befestigungsmutter:	8 ± 0,5 cm kp
Bohrungsdurchmesser im Kühlblech:	max. 4,17 mm
Wärmewiderstand zwischen Sperrschicht und Gewindestutzen:	4,9 grd/W

L 1 = 0,5 Wdg., 1,5 CuL, Innen-Φ 6 mm, Zuleitung 2 x 10 mm
L 2 + L 5 = FXC-Drossel Valvo 4312 020 36640
L 3 = 2,5 Wdg., 1,5 CuL, Innen-Φ 6 mm, Zuleitung 2 x 10 mm
L 4 = 2,5 Wdg., 1,5 CuL, Innen-Φ 6 mm, Zuleitung 2 x 10 mm

Tabelle 5. Technische Daten zu Bild 3

Frequenzbereich:	144 bis 146 MHz
Steuerleistung:	5 bis 7 W
Ausgangsleistung:	25 W bis 30 W
Ein- und Ausgang:	50 Ω
Betriebsspannungsbereich:	12 bis 16 V (Minus-Pol an Masse)
Stromaufnahme bei Vollaussteuerung:	2,7 A
Temperaturbereich:	— 30 °C bis +60 °C
Drehmoment für Befestigungsmutter:	16 ± 1 cm kp
Bohrungsdurchmesser im Kühlblech:	max. 5,0 mm
Wärmewiderstand zwischen Sperrschicht und Gewindestutzen:	2,5 grd/W

L 1 = 0,5 Wdg., 1,5 CuL, Innen-Φ 6 mm, Zuleitung 2 x 6 mm
L 2 ÷ L 3 = FXC-Drossel Valvo 4312 020 36640
L 4 = 3,5 Wdg., 1,5 CuL, Innen-Φ 6 mm, Zuleitung 2 x 6 mm
L 5 = 1 Wdg., 1,5 CuL, Innen-Φ 6 mm, Zuleitung 2 x 6 mm

Ein Abschirmblech ist selbst herzustellen!

Vorschlag D mit BLY 90

Hier ist nach Bild 4 und *Tabelle 6* die Benutzung eines Kühlkörpers von 1,3 grd/W unumgänglich. Nach 6stündigem Dauertest erwärmte sich dieser zwar, jedoch konnte der Kühlkörper immer noch mit der Hand angefaßt werden. Zusätzlich wurde zwischen den Speisespannungsanschlußpunkten ein Elektrolytkondensator von 100 µF/25 V verwendet.

Mechanischer Aufbau

Für die Schaltungen nach Bild 1, 2, 3 wird die Universalplatine nach *Bild 5* und 6 verwendet, zu der Schaltung in Bild 4 gehört die Platine nach *Bild 7* und 8. Als Platinenmaterial für die Baugruppen A bis D kommen Epoxid-Gewebe-Platten mit einer Dicke von 1,6 mm, doppelseitig mit 35 µm beschichtet, in Frage. Bei der Endstufe E wird die gleiche Platinendicke, doppelseitig mit 70 µm beschichtet, verwendet. Alle Masseverbindungen sind mit Hohlnieten durchzukontaktieren und zu verlöten. Die Transistoren sind in die quadratisch vorgeteilten Löcher der jeweiligen Platine einzusetzen, und zwar so, daß die Anschlußstripes noch von der Bestückungsseite (mechanisch spannungsfrei, also hängend) verlötbar sind. Die sonstige Bestückung ist unkritisch und geht aus den Bestückungsplänen *Bild 9* bis *11* hervor. Der oder die erforderlichen Kühlkörper sollten sauber vorgebohrt und entgratet werden. Andernfalls besteht die Gefahr, daß die Metallauflagefläche der Transistoren bei stehengebliebenem Grat nicht plan auf der Kühlkörperfläche aufliegt, sondern sich abhebt, wodurch die Transistoren zerstört werden. Die Befestigung der Transistoren samt Platine auf den jeweils vorbereiteten Kühlkörpern soll (wenn möglich) mit einem Drehmomentschlüssel vorgenommen werden, womit eine mechanische Beschädigung des Gewindestutzens bzw. der Mutter und des Transistorgehäuses vermieden wird. Die Benutzung von Wärmeableitpaste

Tabelle 6. Technische Daten zu Bild 4

Frequenzbereich:	144 bis 146 MHz
Steuerleistung:	10 bis 16 W
Ausgangsleistung:	45 bis 55 W
Ein- und Ausgang:	50 Ω
Betriebsspannungsbereich:	12 bis 16 V (Minus-Pol an Masse)
Stromaufnahme bei Vollaussteuerung:	5,5 A
Temperaturbereich:	— 30 °C bis + 60 °C
Drehmoment für Befestigungsmutter:	25 ± 2 cm kp
Bohrungsdurchmesser im Kühlblech:	max. 6,5 mm
Wärmewiderstand zwischen Sperrschicht und Gewindestutzen:	1,35 grd/W

L 1 = 1,5 Wdg., 1,5 CuL, Innen-Ø 6 mm, Länge 4 mm, Zuleitung 2 x 5 mm
L 2 = 7 Wdg., 0,5 CuL, Innen-Ø 3 mm, Zuleitung 2 x 5 mm (eng gewickelt)
L 3 + L 4 = FXC-Drossel Valvo 4312 020 36640
L 5 = Bifilarwicklung 1,0 CuL *lt.* Musterzeichnung *Bild 4*

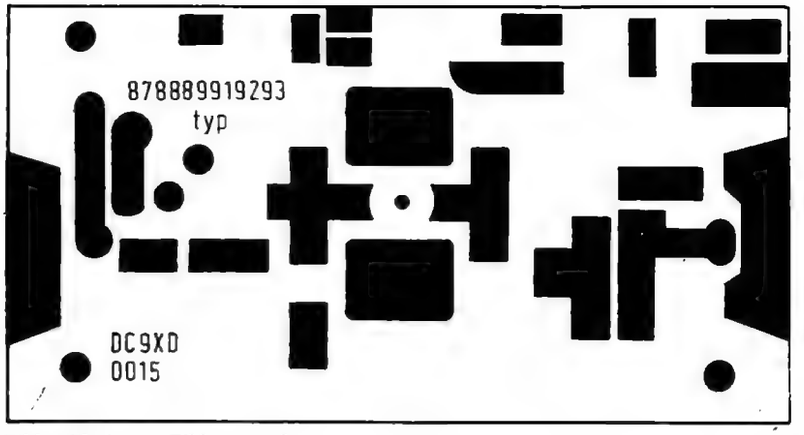


Bild 5. Platine zu Bild 1, 2 und 3

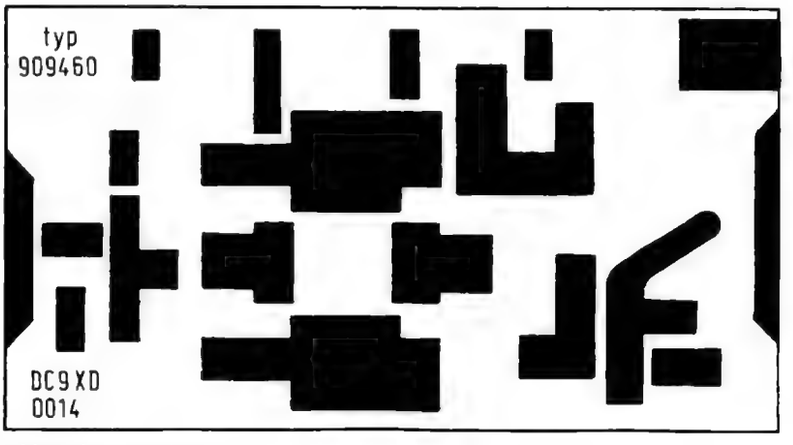


Bild 7. Platine zu Bild 4

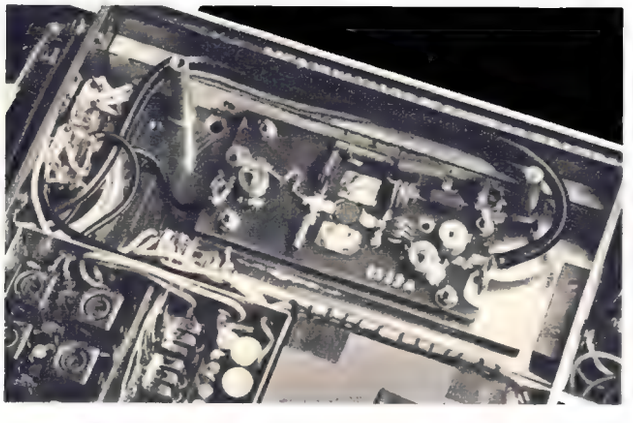


Bild 8. Endstufe mit BLY 90 nach Bild 4 und 7

◀ Bild 6. Endstufe mit BLY 88 A nach Bild 2 und 5

wird zusätzlich empfohlen, ebenso Al-Unterlagscheiben zwischen Transistorbefestigungsmuttern und Kühlkörper. Letzteres dürfte die Wärmeabfuhr noch geringfügig verbessern. Kühlkörperangaben sind den einzelnen Vorschlägen und auch den Tabellen zu entnehmen. Die Kühlkörper sollen – wenn möglich – senkrecht zur Fräsrichtung montiert werden oder so, daß die Wärme auf dem kürzesten Weg abgegeben wird.

(Fortsetzung folgt)

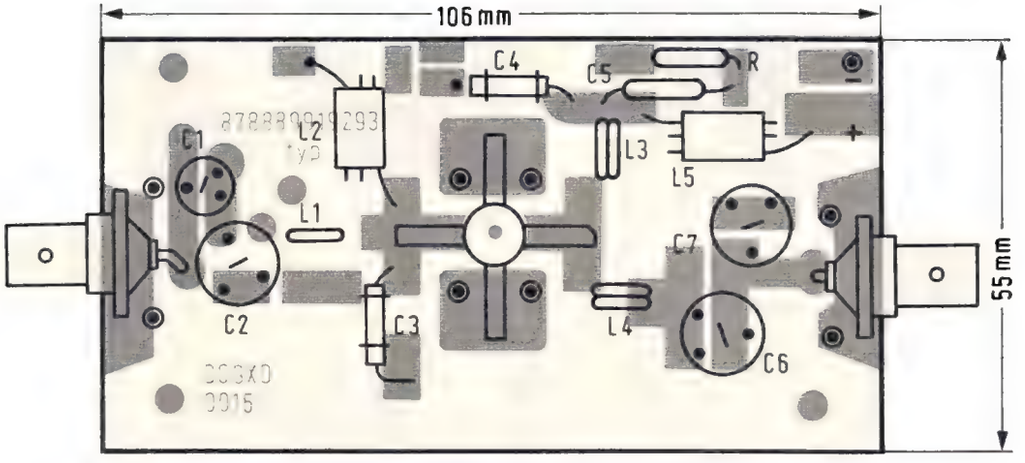


Bild 9. Bestückungsplan zu Bild 1 und 2

● = ◉ = Masse durchkontaktiert mit Hohlnieten

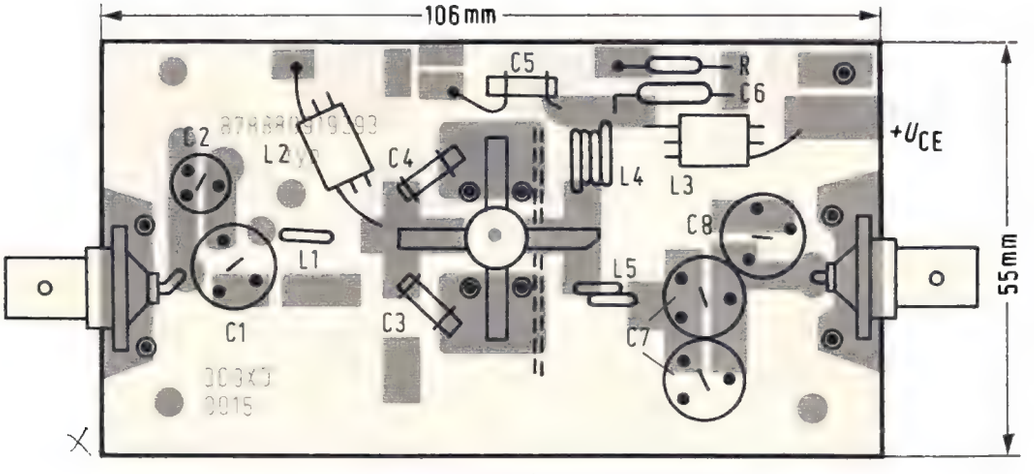


Bild 10. Bestückungsplan zu Bild 3

Abschirmwand 15 mm hoch

● = ◉ = Masse durchkontaktiert mit Hohlnieten

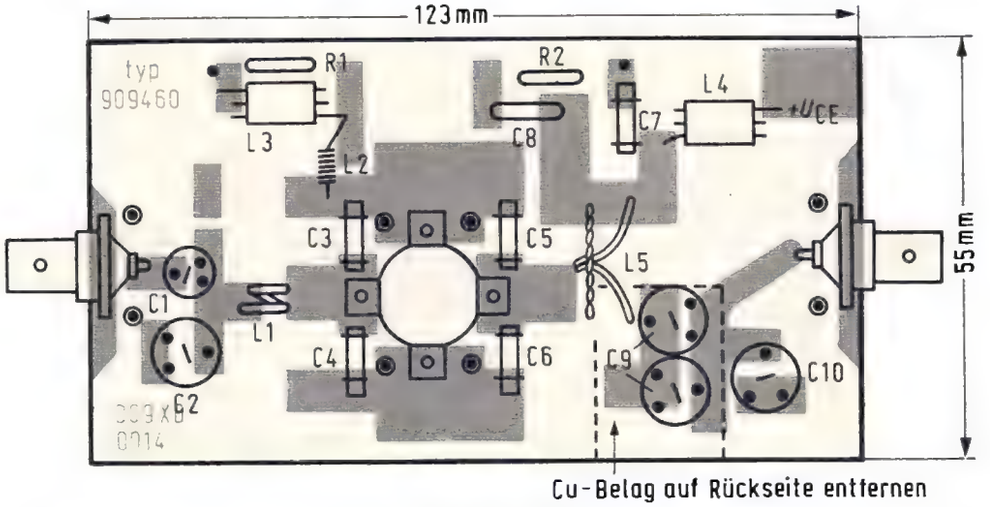


Bild 11. Bestückungsplan zu Bild 4

Cu-Belag auf Rückseite entfernen

● = ◉ = Masse durchkontaktiert mit Hohlnieten

Ing. (grad.) Michael Arnoldt

Voreinstellbarer Frequenzzähler für VHF-Empfänger

Der nachstehend beschriebene Zähler arbeitet im Frequenzbereich 3...220 MHz. Beschreibung und Platine sind so ausgelegt, daß der Zähler wahlweise die gemessene Frequenz direkt bzw. um einen positiven oder negativen Betrag versetzt anzeigt. Er eignet sich daher vor allem zur Anzeige der Empfangsfrequenz von Superhetempfängern mit beliebigen Zwischenfrequenzen.

Eingangsverstärker und Eingangsteiler

Als Eingangsverstärker *(Bild 1)* arbeitet ein Transistor BFY 90, der die Voreinstellung des Arbeitspunkts durch P 1 (10 kΩ) erfährt. Die Betriebsspannung beträgt 10 V. Über 10 nF wird die Eingangsteiler-IS SP 600 B angesteuert. Die IS SP 600 B ist ein 1:4-Teiler in ECL-Technik. Sie weist je zwei gegenphasig arbeitende Eingänge und Ausgänge auf und verarbeitet nach Herstellerangaben bei 25° C eine obere Frequenz von 390 MHz. Voraussetzung ist eine ausreichend große Eingangsspannung, deren Effektivwert mindestens 0,3 V betragen sollte.

Der Ausgang liefert in diesem Fall eine Frequenz von fast 100 MHz. Die obere Frequenzgrenze läßt sich daher nur ausnutzen, wenn der nachfolgende Teiler diese Frequenz noch zu verarbeiten vermag.

Im vorliegenden Gerät wird jeweils nur ein Eingang und Ausgang von IS 1 verwendet. Der unbenutzte Eingang ist durch 100 nF abgeblockt, der unbenutzte Ausgang an +5V gelegt. Die Eingangsvorspannungen erzeugt die Widerstandskombination 2,2 kΩ/56 Ω/3 kΩ. Der Widerstand 56 Ω versieht beide Eingänge mit etwas voneinander abweichendem Potential, um eine evtl. vorhandene Schwingneigung zu vermindern. Der Widerstand 1,2 kΩ führt die Vorspannung an Eingang 1, ohne die Wechselspannung wesentlich zu bedämpfen. Der Widerstand 270 Ω dient als Arbeitswiderstand für einen der Ausgangstransistoren.

Die Ausgangsspannung gelangt über 10 nF an T 2 (BF 224), der die Aufgabe hat, sie auf TTL-Pegel zu verstärken. Die Trimmer P 3 und P 4 erlauben es, unterschiedlich ausgefallene Transistordaten auszugleichen.

G 1 von IS 2 arbeitet als Impulsformer. Die restlichen Gatter dieser IS können verwendet werden, um ein anderes Signal zu messen. Schalter S 1 legt dann Masse an den zweiten Eingang von G 2. G2 wird gesperrt und liefert Dauer-H-Potential am Ausgang. G 3 schaltet das andere Eingangssignal zum Gatter G 4 durch, wenn der rechte Eingang von Masse abgetrennt wurde.

Als erster Dekadenteiler fungiert IS 3 (74 196), deren maximale Zählfrequenz mit 50 MHz garantiert ist. Da die eigentliche Zähler-IS MK 50 395 N nach Herstellerangaben nur eine obere Grenzfrequenz von 300 kHz sicher erreicht, wenn die hier angewendete Programmierung benutzt wird, ist noch ein weiterer Teiler 1:10, nämlich IS 4 (74 90 N) erforderlich. Der nachgeschaltete Verstärker mit T3 (BC 108 B) paßt den TTL-Pegel an die CMOS-IS an.

Die IS MK 50 395 N

Die IS *(Bild 2)* verfügt über eine Vielzahl von Funktionen, die hier nicht alle benutzt werden. Sie enthält einen sechsstelligen Zähler. Das Weiterschalten erfolgt an der positiven Taktflanke (Anschluß 36). Der Zählerbetrieb kann durch Anlegen positiven Potentials an den Zählsperreingang ZS (37) unterbrochen werden. Es besteht die Möglichkeit, wahlweise vor- oder rückwärts zu zählen. Hierzu ist Anschluß V/R (40) mit positiven bzw. negativem Potential zu versehen.

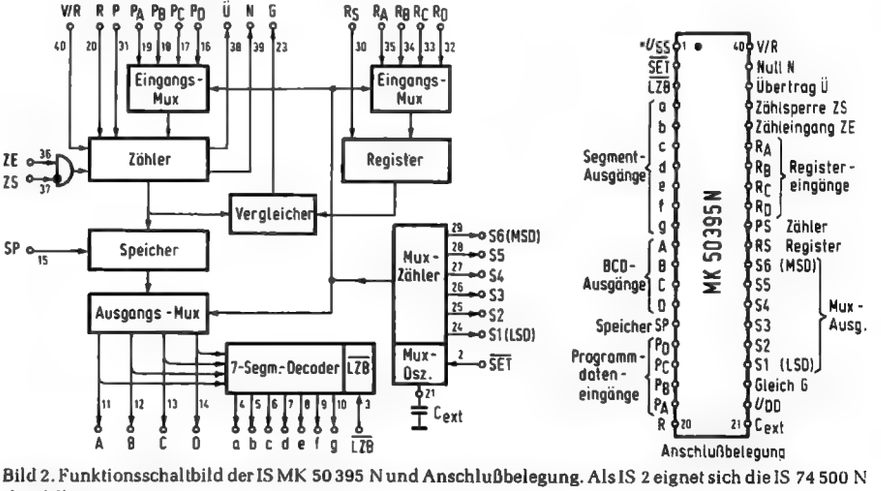


Bild 2. Funktionsschaltbild der IS MK 50 395 N und Anschlußbelegung. Als IS 2 eignet sich die IS 74 500 N ebenfalls gut

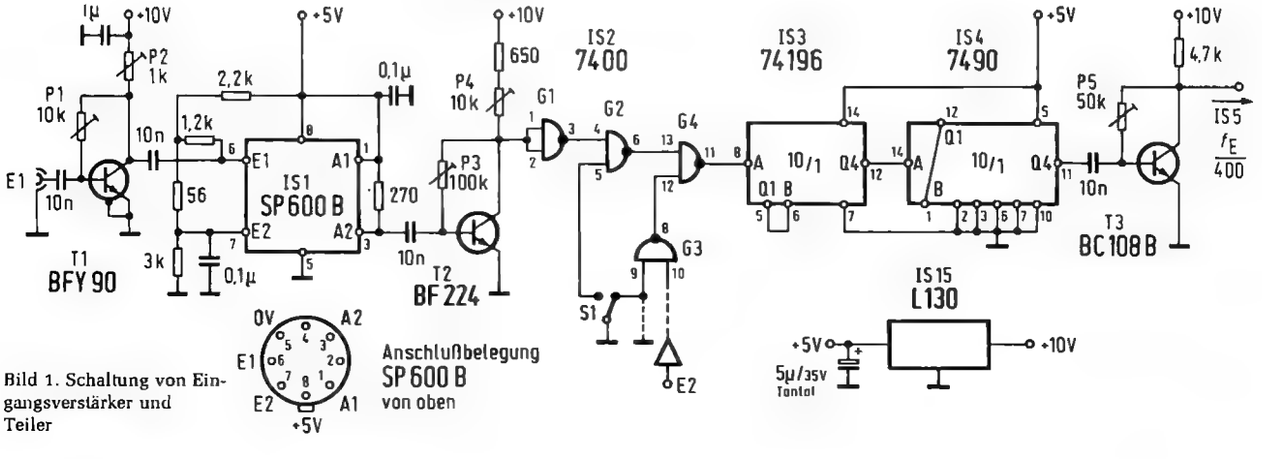


Bild 1. Schaltung von Eingangsverstärker und Teiler

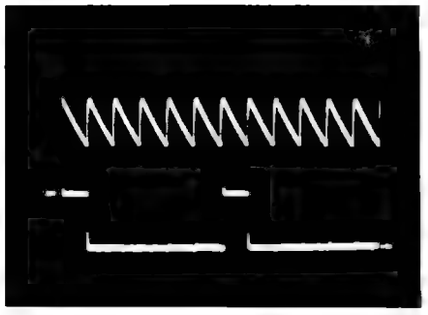


Bild 3. Oben: Mux-Oszillatorspannung 2 V/cm; 50 µs/cm. Unten: zugehörige Spannung eines Mux-Ausgangs 5 V/cm

Der ganze Zähler ist auf einen beliebigen Wert voreinstellbar (programmierbar). Um die Zahl der IS-Anschlüsse nicht noch zu erhöhen, sind nur vier Programmiereingänge P_A...P_D (16-19) herausgeführt, die im Zeitmultiplexbetrieb nacheinander – beginnend mit der höchsten Stelle – den einzelnen Zählstufen zugeschaltet werden. Außerhalb der IS wird die Zuordnung der jeweiligen Information zur richtigen Zählerstelle durch eine Dioden-Matrix zwischen den BCD-codierten Programmiereingängen und den sechs Multiplexer-Ausgängen S1...S6 (24-29) vorgenommen. Dabei bedeutet eine hergestellte Diodenverbindung, daß das jeweils angesteuerte Zähler-Flipflop auf H-Wert geschaltet wird; eine fehlende (offene) Diodenverbindung bewirkt keine Änderung.

H-Potential am Programmiersteuereingang (31) ermöglicht die Übernahme der Voreinstellinformationen in den Zähler. Da zu demselben Zeitpunkt jeweils nur einer der sechs Mux-Ausgänge auf H-Potential liegt *(Bild 3)* und damit die Übernahme nur in die zugehörige Zählerstufe veranlaßt, muß der Steuereingang für mindestens eine volle Mux-Periode, also sechs Einzelschritte auf H-Potential bleiben. Diese Zeitdauer errechnet sich aus der MUX-Frequenz nach:

$$T \geqq 6 \cdot t_{Mux} = 6/f_{Mux}$$

Während des Programmierimpulses ist der Zähleingang gesperrt. Der Hersteller empfiehlt, Kondensatoren von etwa 150 pF von jedem Programmiereingang P_A...P_D nach $+U_{SS}$ zu schalten.

Die Vielseitigkeit des Zählerteils wird erhöht durch einen Null-Ausgang und einen Übertragsausgang. Der Nullausgang N (39) liefert H-Potential für eine Eingangssignal-Periode, wenn der Gesamtzählerstand Null ist. Dieser Ausgang wird jedoch gesperrt, solange der Zähler voreingestellt wird.

Der Übertragsausgang Ü (38) nimmt H an beim Übergang auf den Zählerstand 000 000 beim Aufwärtszählen bzw. beim Übergang auf 999 999 beim Abwärtszählen.

Speicher und Decoder

Beim Anlegen von L an den Speicher-Steuereingang SP (15) übernimmt der sechsstellige Speicher den Zählerinhalt. Ein Ausgangsmultiplexer legt – analog zum Eingangsmultiplexer – die BCD-Information jeder der sechs Speicherstellen nacheinander an die vier BCD-Ausgänge A...D (11-14). Diese Ausgänge eignen sich zum Anschluß an einen CMOS-Decoder. (Obwohl die BCD-Ausgänge hier nicht benutzt werden, sind für andere Anwendungen auf der Platine die IS-Anschlüsse zu Lötstützpunkten geführt).

Zusätzlich ist in der IS ein Sieben-Segment-Decoder enthalten, den der Ausgangsmultiplexer ansteuert. Die Segmentausgänge a...g (4-10) liefern nach Herstellerangaben einen Mindeststrom von je 10 mA, wobei die Ausgangsspannung 3 V unter der positiven Betriebsspannung liegt. H. am Anschluß 3 (LZB) bewirkt die Unterdrückung der vorlaufenden Nullen (leading zero blanking).

Register und Vergleicher

Die IS enthält ein sechsstelliges Register, das, wie der Zähler, Stelle für Stelle über die Register-Dateneingänge R_A...R_D (32-35) und eine entsprechende Diodenmatrix (s.u.) eingestellt wird. Hierzu ist der Register-Steuereingang RS (30) mit H-Potential für mindestens eine Mux-Periode T zu versehen. Das Register wird nicht durch den Rückstellimpuls (20) gelöscht, sondern muß ggf. mit Hilfe der Register-Dateneingänge auf Null gestellt werden. Die Registereingänge sind bei Benutzung ebenfalls mit 150-pF-Kondensatoren nach + U zu versehen.

Ein digitaler Vergleicher (Comparator) vergleicht die Inhalte von Zähler und Register und gibt bei Gleichheit H-Signal für die Dauer einer Schwingung am Zähleingang am Gleich-Ausgang G (23) ab.

Der Multiplexer

Der Multiplexer hat die Aufgabe, einerseits die IS-Anschlüsse zur Programmierung von Zähler bzw. Register auf die Zähler- bzw. Registerstufen zu verzweigen, andererseits die BCD-Ausgänge der Speicher auf die entsprechenden IS-Anschlüsse zusammenzufassen. Ohne die Mux-Einrichtung müßte die IS je 24 statt 4 Programmdateneingänge für Zähler und Register aufweisen, ferner 24 statt 4 BCD-Speicherausgänge sowie 35 stat 7 Segmentausgängen. Dafür könnten die sechs Mux-Ausgänge entfallen, so daß insgesamt 89 zusätzliche Anschlüsse erforderlich wären.

Den Multiplexer steuert der Mux-Oszillator. Zur Festlegung der Mux-Frequenz muß der Oszillator mit einer äußeren Kapazität beschaltet werden (21-22) *(Bild 3)*. Nach Herstellerangaben liegen die erzielbaren Frequenzgrenzen in Anhängigkeit vom Kapazitätswert wie folgt:

820 pF: 1,4 kHz... 4,8 kHz
470 pF: 2,0 kHz... 6,8 kHz
120 pF: 7,0 kHz...20 kHz

Der Mux-Oszillator kann auch durch einen äußeren Oszillator gesteuert werden, dessen Ausgangsspannung dem Anschluß 21 zuzuführen ist. Bei der Wahl der Mux-Frequenz sollte folgendes beachtet werden:

Das menschliche Auge vermag eine Bilderwechselfolge von 25/s noch aufzulösen. Zum Erreichen einer flimmerfreien Anzeige müssen alle Stellen mindestens 25 mal pro s aufleuchten. Daraus ergibt sich eine Mux-Mindestfrequenz von 6 x 25 Hz = 150 Hz.

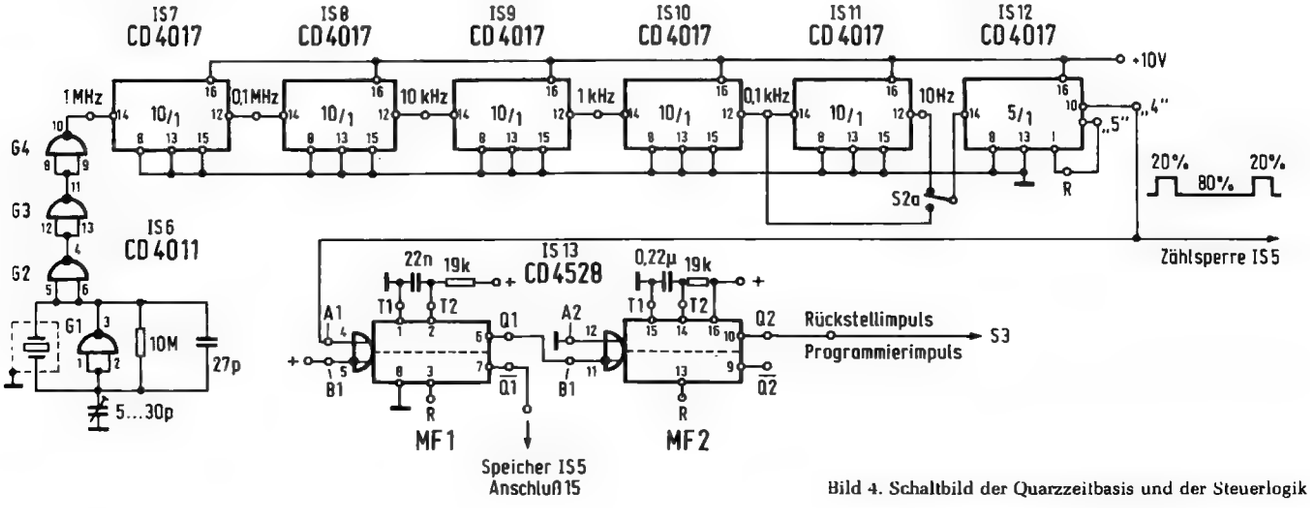
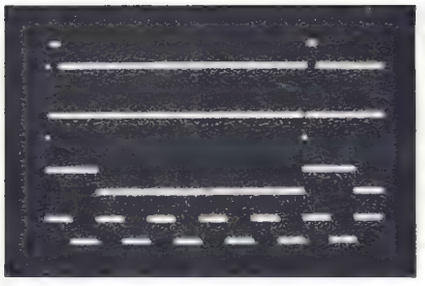


Bild 4. Schaltbild der Quarzzeitbasis und der Steuerlogik



◀ Bild 5. Von oben nach unten: Eingangsspannung von IS 12. Spannung am Ausgang „4" von IS 12; L ≙ Zählen IS 5. Ausgangsspannung $\overline{Q1}$ (IS 13); Speicherimpuls für IS 5. Ausgangsspannung Q2 (IS 13); Rücksetz- bzw. Programmierimpuls für IS 5. Abstand zweier Speicherimpulse = 50 ms

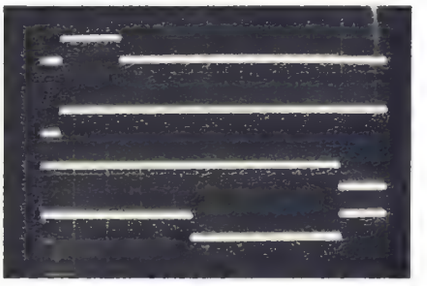


Bild 6. ▶
Gedehnte Darstellung von Bild 5

Zum Einspeichern der Voreinstelldaten in Zähler und Register wird die Zeitdauer von mindestens sechs Muximpulsen benötigt. Diese Zeit geht dem eigentlichen Zählvorgang verloren. Daher sollte die Muxfrequenz möglichst hoch gewählt werden. Die obere Grenze gibt der Hersteller mit 20 kHz an.

Die Quarzzeitbasis

Der Quarzoszillator *(Bild 4)* verwendet die 'S CD 4011 AE. Die Gatter sind als Inverter geschaltet. G1 funktioniert als invertierender Verstärker, dessen Verstärkung etwa 30 beträgt. Die Vorspannungseinstellung erfolgt über den Gegenkopplungswiderstand 10 MΩ. Durch den sehr hohen Eingangswiderstand des Gatters wird eine geringe Belastung des Quarzers erreicht. Der Trimmer 5...30 pF dient zur Frequenzfeineinstellung.

Die Gatter G2, G3, G4 arbeiten als Puffer; G3 und G4 sind allerdings entbehrlich. Das 1-MHz-Signal wird dem Eingang des ersten Dekadenteilers CD 4017 AE zugeführt. IS 7, 8, 9, 10 und 11 teilen die Steuerfrequenz schrittweise auf 100 Hz und 10 Hz herab. Mittels S2a wird zwischen 100 Hz und 10 Hz gewählt.

Wie eingangs erwähnt, verwendet der erste Teiler des Zählers einen 1:4-Teiler (SP 600 B). Da die Frequenzmessung mit einem Zähler grundsätzlich als Vergleich zweier Impulsfolgen vorgenommen wird, genügt es, auch die Zeitbasisfrequenz zusätzlich durch vier zu teilen, um eine korrekte Anzeige zu erhalten.

Zwischen jeweils zwei Zählperioden fällt eine kurze Pause, in der die Speicher- und Rücksetzimpulse erzeugt werden. Beide Aufgaben erfüllt IS 12 (CD 4017 AE) in der angegebenen Beschaltung. Der decodierte Ausgang „5" liegt am Rücksetzeingang R. Bei Erreichen des Zählerstands 5 schaltet dieser Ausgang nach H und setzt den Zähler zurück. Dabei findet eine Teilung durch 5 statt. Die Spannung am Ausgang „4" weist ein Tastverhältnis L:H = 40 ms : 10 ms bzw. 0,4 s : 0,1 s je nach S2a-Stellung auf.

Steuerlogik

Der Zähler von IS 5 arbeitet während der L-Phase, die Zählzeit ist also um den Faktor 4 verlängert, was einer Frequenz-Teilung auf 1/4 entspricht. Der „4"-Ausgang von IS 12 steuert u.a. den Zählsperreingang von IS 5. Während der H-Phase ist der Zähleingang gesperrt. In dieses Intervall fallen der Speicher- und der Rücksetz- bzw. Programmierimpuls für IS 5, die wie folgt gewonnen werden:

Vom „4"-Ausgang gelangt das H-Potential an den A1-Eingang von Monoflop MF 1 (1/2 CD 4528). Mit der positiven Schaltflanke beginnt an dessen Ausgang $\overline{Q1}$ ein L-Impuls, dessen Dauer durch das RC-Glied 19 kΩ/22nF festgelegt ist. Dieser bewirkt die Übertragung der Zählerinhalte (IS5) in die Speicher.

Der Ausgang Q1 von MF 1 gibt währenddessen ein H-Signal ab. Q1 ist mit dem durch negative Flanken triggerbaren B2-Eingang (MF2) verbunden. Am Ende des Speicherimpulses schaltet der Q2-Ausgang nach H und veranlaßt das Rücksetzen bzw. Programmieren von IS 5. Für die Dauer dieses H-Impulses ist die RC-Kombination 19 kΩ/0,22 µF maßgebend *(Bild 5, Bild 6)*.

Die Anzeige

Die Anzeige *(Bild 7)* verwendet 6x DL 707, deren gleichnamigen Segmente untereinander parallel geschaltet sind (Platine 2). Die entsprechenden Segmentausgänge a...g von IS 5 liefern H-Potential, wenn das betreffende Segment angezeigt werden soll. Die Anzeigen DL 707 haben gemeinsame Anoden. Daher müssen die Anoden von den Multiplexerausgängen her angesteuert werden, von denen jeweils nur einer H-Potential aufweist.

Da die Mux-Ausgänge den erforderlichen Anodenstrom nicht liefern können, sind (nichtinvertierende) Emitterfolger BC 108 B über je einen Basiswiderstand 560 Ω zwischengeschaltet. Die Emitter gehen an die Anoden der Anzeigen und zwar so, daß der Emitter von T 8 mit der höchsten Stelle (Most Significant Digit = MSD) und der von T 13 mit der niedrigsten Stelle (Least Significant Digit = LSD) verbunden wird.

Zur Ansteuerung der Segmente bedarf es niedrigen Potentials. Daher sind die Segmenttreiber invertierend ausgeführt (T10...T16, BC 108 B). Die Verbindungen zu der 6stelligen Anzeige lassen sich dank der Mux-Ansteuerung durch nur 7 + 6 Leitun-

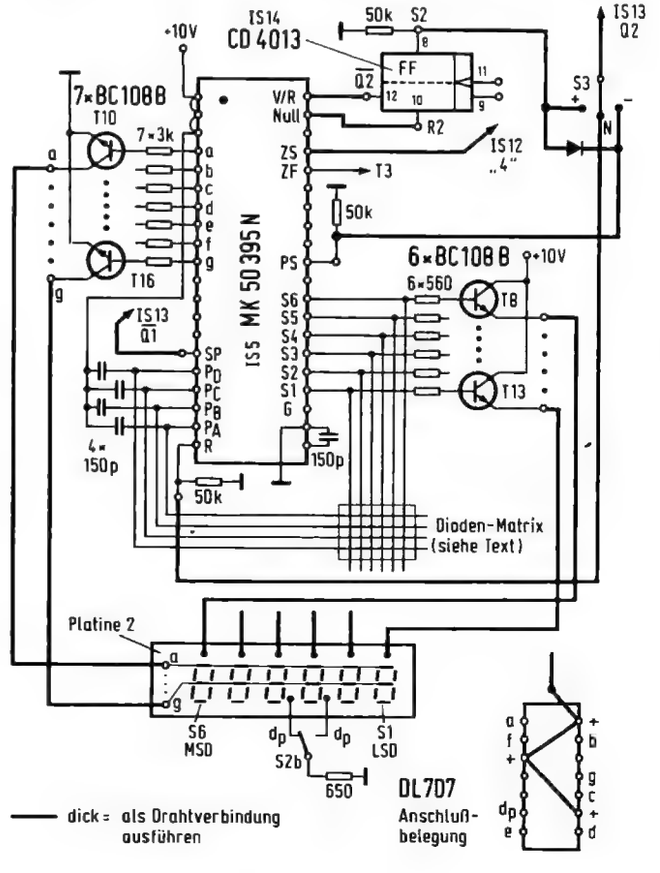
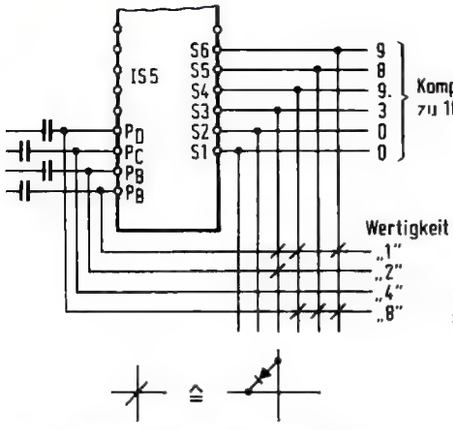
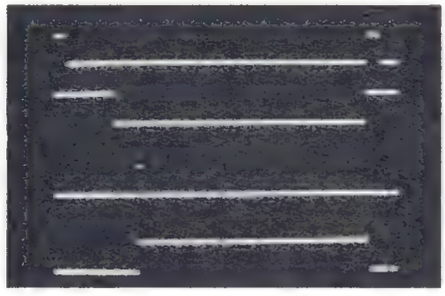


Bild 7. Beschaltung von IS 5



◀ Bild 8. Diodenmatrix zur Programmierung 10,7 MHz

Bild 9. ▶ Impulsdiagramm zur Zählrichtungsumkehr, von oben nach unten: Programmierimpuls, Zählbeginn mit L-Potential, Nullimpuls, Kippen des Flipflop IS 14 und Zählrichtungsumkehr



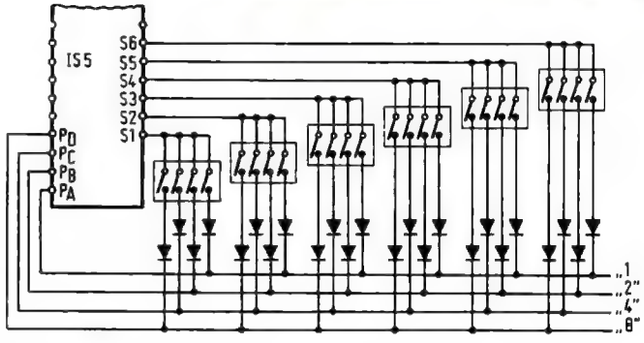


Bild 10. ▶ Schaltung der Diodenmatrix unter Verwendung von Koschaltern

gen realisieren. Diese Eigenschaft erweist sich dann als besonders vorteilhaft, wenn der Zähler in ein vorhandenes Gerät nachträglich eingebaut werden soll, und nur die Anzeigeplatine an der Frontseite unterzubringen ist, während die Zählerplatine tiefer im Gerät Platz findet.

Zur Darstellung der Dezimalpunkte in der vorliegenden Schaltung sind noch zwei zusätzliche Leitungen erforderlich. Die zweite Ebene des Schalters S2 wählt in Übereinstimmung mit der Zeitbasisfrequenz den Dezimalpunkt aus, der die MHz- und die kHz-Stellen voneinander trennt.

Die Voreinstellung (Programmierung)

Wie eingangs erwähnt, kann die Programmierung für drei verschiedene Zwecke unterschiedlich vorgenommen werden.

1. Das Gerät soll bei einer gleichbleibenden Zwischenfrequenz von 10,7 MHz arbeiten. Der Oszillator schwingt oberhalb der Empfangsfrequenz. Sodann ist der Zähler auf einen Wert einzustellen, der um 10,7 MHz unter Null liegt:

000.000 MHz
– 10.7 MHz
989,300 MHz (Kompliment)

Der Zähler braucht in diesem Fall nur vorwärts zu zählen. *Bild 8* zeigt, wie die Dioden in die Platine einzusetzen sind. Die 1. Stelle von links (MSD) soll auf „9" programmiert werden. Für 9 = 8 + 1 ist hier je eine Diode nach C_D („8") und C_A („1") zu schalten. Für die auf „8" zu programmierende 2. Stelle genügt entsprechend eine Verbindung nach C_D. Die „3" an 4. Stelle wird durch je eine Diodenverbindung nach C_A („1") und C_B („2") verwirklicht.

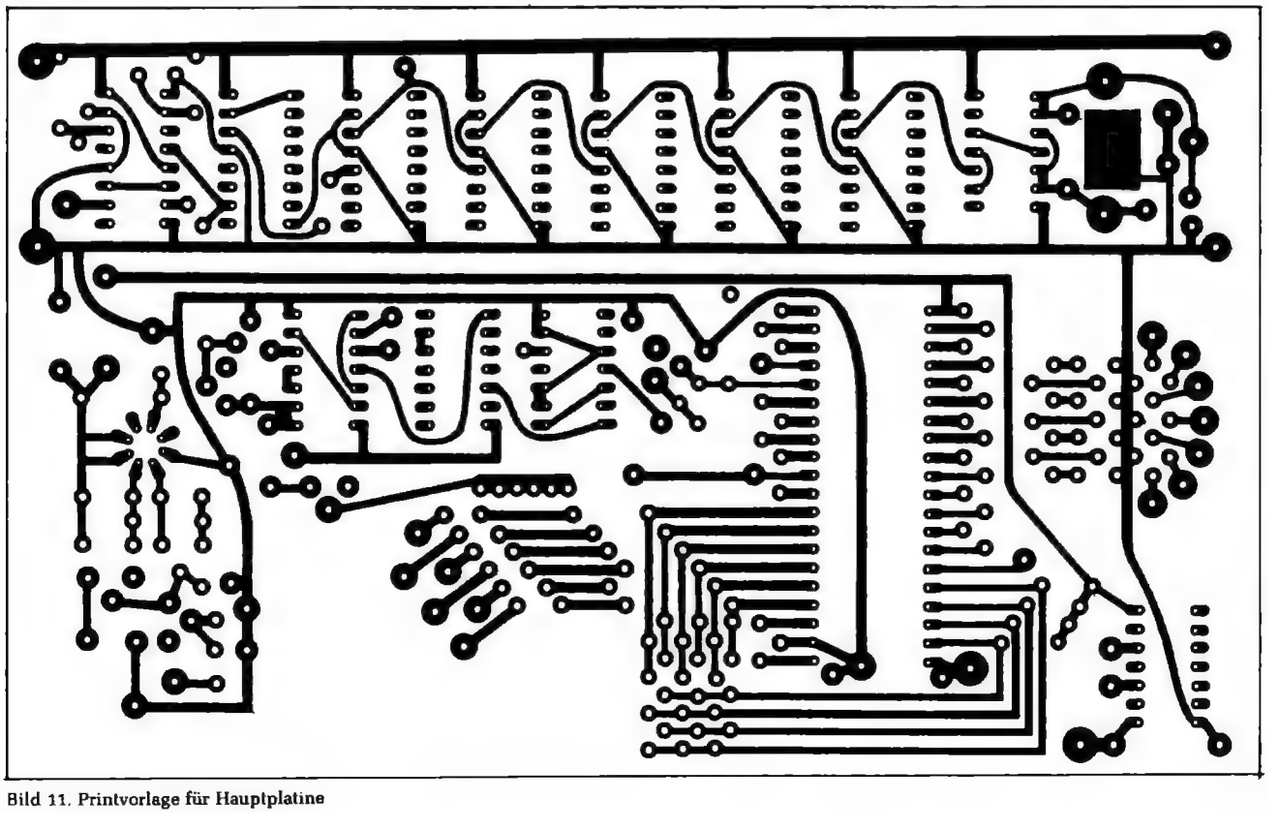


Bild 11. Printvorlage für Hauptplatine

Die vorliegende Matrix funktioniert nur bei einer Auflösung von 1 kHz, d.h. wenn der Dezimalpunkt wie in obigem Kompliment gezeichnet liegt. Bei einer Auflösung von 10 kHz lautet das Komplement 9989,30.

Da der Zähler nur vorwärts betrieben wird, ist der Eingang V/R (40) durch eine Drahtverbindung an +U zu legen. Ferner wird der Zähler nicht auf Null zurückgesetzt, sondern jeweils auf das Komplement voreingestellt. Anschluß R (20) ist daher mit Masse zu verbinden. Der Ausgang Q2 von MF 2 liefert den H-Impuls an den Programmiereingang P (31). Hierfür ist ebenfalls eine Drahtverbindung vorzusehen. IS 14 entfällt. Andere Zwischenfrequenzen sind nach dem gleichen Schema zu programmieren.

2. Der Zähler soll den durch die Dioden programmierten Wert wahlweise positiv oder negativ berücksichtigen. Zudem soll er ohne eine Voreinstellung die zu messende Frequenz „normal" anzeigen.

Normal: Der H-Impuls von Q2 (MF 2) geht über S3 in Mittelstellung an den R-Eingang. Der P-Eingang wird über 50 kΩ auf L-Potential gehalten.

Positiv: Der H-Impuls von Q2 erreicht den P-Eingang und bewirkt vor Beginn jeder Zählung die Voreinstellung auf 10,7 MHz

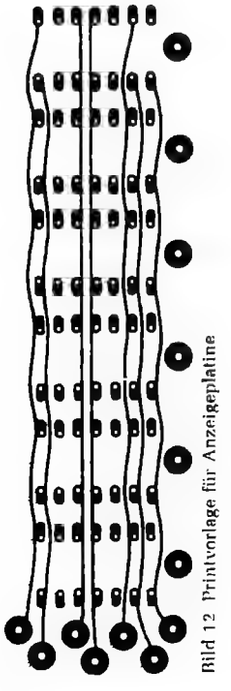


Bild 12. Printvorlage für Anzeigeplatine

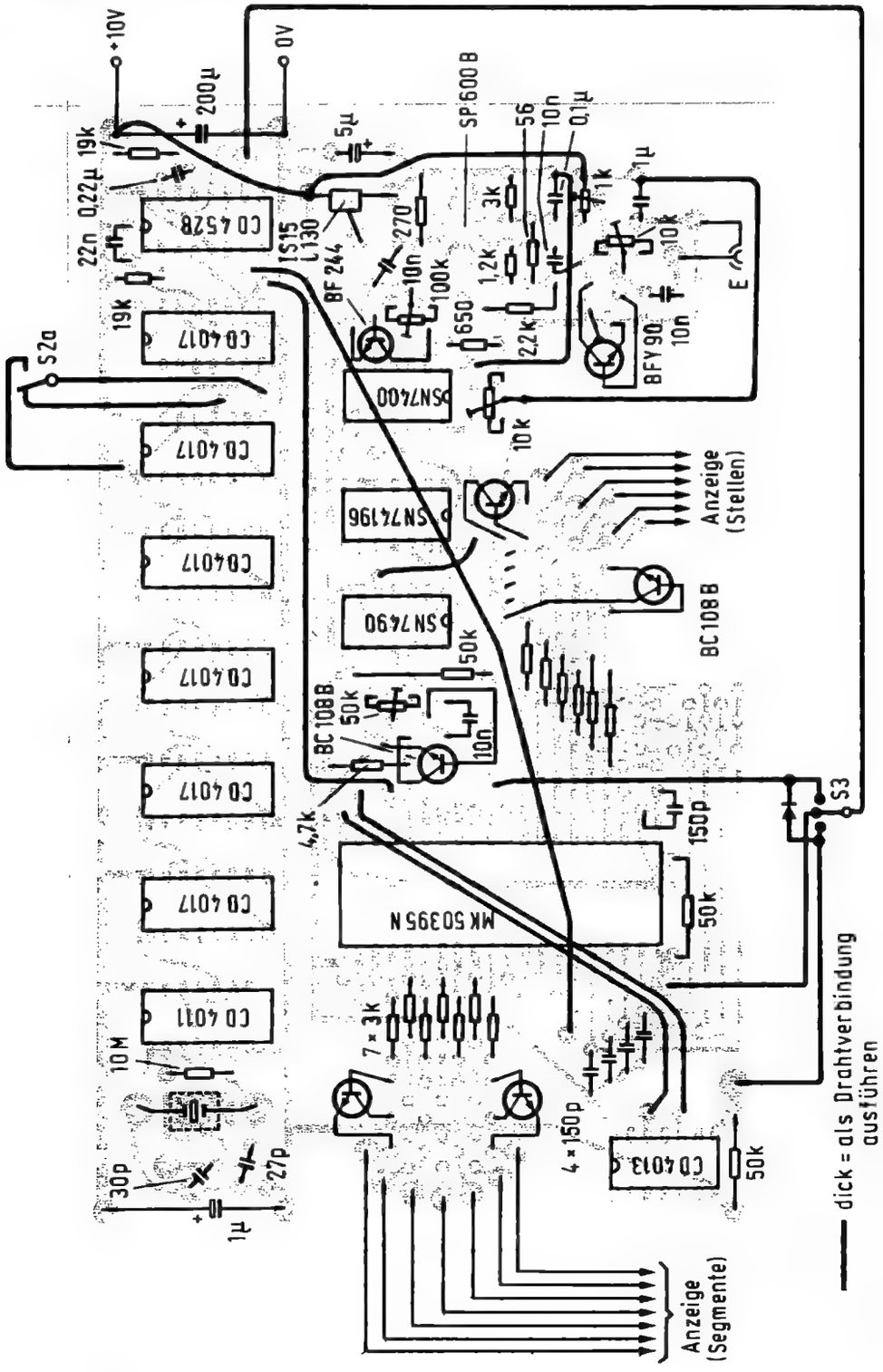


Bild 13. Bestückung der Hauptplatine

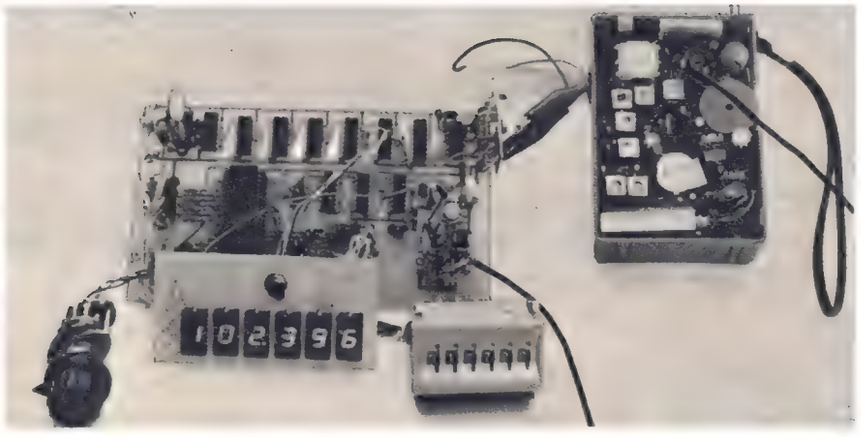


Bild 14. Aufnahme des Mustergeräts

oder andere geschaltete Werte. Die am Zählereingang ZE (36) eintreffenden Impulse lassen IS 5 von diesem Wert aus weiterzählen. Negativ: Für diese Variation benötigt die Schaltung zusätzlich ein Flipflop mit R- und S-Eingang. Als solches arbeitet IS 14, CD 4013 AE. In Stellung „–" bewirkt der Ausgangsimpuls von Q2 das Setzen von IS 14. Dessen Ausgang $\overline{Q2}$ schaltet nach L. Über die zum Anschluß V/R (40) von IS 5 herzustellende Verbindung arbeitet der Zähler rückwärts. Die Diode von Q2 (MF 2) leitet den Impuls weiter an den Programmiereingang P und veranlaßt die Programmierung.

IS 5 zählt zunächst vom Programmwert rückwärts. Beim Übergang auf 000.000 liefert der Null-Ausgang N einen kurzen H-Impuls, dessen Dauer gleich einer Periode der Schwingung am Zählereingang ZE ist.

Über die Verbindung nach R2 (IS 14) setzt der Impuls dieses FF zurück; Q2 = H. IS 5 beginnt vorwärts zu zählen. Der am Ende der Zählphase beim Eintreffen des Speicherimpulses angezeigte Wert, ist die um die Programmierung verminderte Frequenz. *Bild 9* veranschaulicht diesen Vorgang anhand eines Impulsdiagramms. 3. Durch sechs Kodierschalter läßt sich der Zählerteil von IS 5 auf jeden beliebigen Betrag innerhalb der Anzeigekapazität voreinstellen, der wahlweise positiv oder negativ berücksichtigt wird. BCD-Kodierschalter sind am einfachsten einsetzbar. Ihre vier Ausgänge A...D werden mit den entsprechenden IS-5-Eingängen P_A...P_D nach *Bild 10* verbunden.

Die Spannungsversorgung

Der Eingangsverstärker (T 1), die Pufferverstärker (T 2, T 3) sowie IS 5 und die CMOS-IS arbeiten hier mit 10 V. Zur Gewinnung der Betriebsspannung + 5 V für die TTL-IS und den ECL-Eingangsteiler wird ein Spannungsregler L 129 verwendet. Dank der Benutzung von CMOS-IS kommt das vollständige Mustergerät mit einem Strombedarf von 300 mA bei 10 V aus. Mehr als die Hälfte hiervon beanspruchen die Anzeigen.

Der Aufbau

Zum Aufbau des Geräts sind die beiden Platinen *(Bild 11 und Bild 12)* vorgesehen. Sofern der Zähler in der vorliegenden Form bestehen bleiben soll, kann auf die Einbeziehung einer Fassung für IS 5 verzichtet werden.

Mit Ausnahme von T1 und T2 wurden nur Transistoren BC 108 B verwendet. Vergleichbare Transistoren sind ebenfalls geeignet. Jedoch sollte auf die Stromverstärkungsgruppe B geachtet werden, zumindest für T4 bis T9. *Bild 13* zeigt den Bestückungsplan der Hauptplatine, *Bild 14* ist eine Aufnahme des fertigen Geräts. Alle IS, Quarz und Codierschalter liefert die Fa. Neudecker, 1 Berlin 61, Postfach 151.

Der Abgleich

Sofern genügend viele Meßgeräte zur Verfügung stehen, kann jede Stufe für sich abgeglichen werden. Andernfalls verfährt man zweckmäßig wie folgt.

Nach dem Ausbau von Quarzzeitbasis und Zählerteil wird die Spannung des 1-MHz-Quarzoszillators (IS 6, Anschluß 10) an ZE (IS 5) geführt. Die Anzeige muß dann 40 000 bzw. 400 000 betragen, je nach Stellung von S 2. Anschließend werden in Richtung auf den Eingang die Stufen T 3, IS 4, IS 3, IS 2 in Betrieb genommen. Eine am Eingang von T 2 angelegte Spannung von 50 MHz muß noch einwandfrei verarbeitet werden.

Nach dem Aufbau der Stufen mit IS 1 und T 1 sind P 1 und P 2 in mehrmaligem Abgleich so einzustellen, daß der Zähler Frequenzen im Bereich 3...180 MHz ohne Nachstellung verarbeitet.

Der Abgleich der Quarzzeitbasis kann wie folgt vorgenommen werden: An die Antenne eines auf 151 kHz (Deutschlandfunk) abgestimmten Empfängers wird auch das 1-kHz-Signal der Quarzzeitbasis geführt. Beim Abstimmen auf ein Seitenband sind außer dem 1 kHz-Interferenzton und seinen Oberwellen noch langsame Schwebungen zu hören, die durch Drehen am Trimmer 30 pF zum Verschwinden gebracht werden.

Literatur

[1] *Arnoldt, M.*: Empfangsfrequenzanzeigender Zähler in Superhetempfängern, cq DL 6/1975 und 7/1975.

[2] *Arnoldt, M.*: Frequenzzähler mit Zeitmultiplexanzeige, Funk-Technik 20/1975 und 21/1975.

[3] Datenblatt der Fa. Mostek MK 50 395 N.

[4] Applikation der Fa. Plessey SP 600.

[5] Texas Instruments: The TTL Data Book.

[6] RCA: COS/MOS Integrierte Digital-Schaltungen.

[7] Motorola: McMOS Integrated Circuits.

Herbert Stute

Lichtstarter im Filmprojektor für Tonbandgerät

In diesem Bericht soll eine Einrichtung zum Starten des Tonbandgerätes vorgestellt werden, die nach dem Hochlaufen des Filmes auf Sollgeschwindigkeit den Tonbandstart auslöst. Die Einrichtung benutzt am Projektor eine Lichtschranke, hier Lichtstarter genannt.

Über den Aufbau von Einrichtungen zur Gleichlaufsteuerung von Filmprojektoren und Tonbandgeräten nach dem Einheitstonsystem ist schon mehrfach berichtet worden; siehe FUNKSCHAU 1970, H. 22, 23, 24, 1971 H. 3 sowie 1975 H. 1.

Bei dem Einheitstonsystem geht man davon aus, das Tonband mit den auf der vierten Spur aufgebrachten Impulsen zur Steuerung des Filmprojektors einzusetzen. Die Impulse beeinflussen über einen Impuls- und Schaltverstärker das Impulsrelais und das Schaltrelais für den Anlauf und die Gleichlauf-Steuerung des Projektors.

Ein Kontakt im Antrieb des Filmes wird durch die Laufgeschwindigkeit direkt betätigt und beeinflußt den Schaltverstärker als rückwirkende Funktion auf die Gleichlaufgenauigkeit. Der stabile Gleichlauf zwischen Bandgerät und Filmprojektor stellt sich aber frühestens nach dem Hochlaufen des Filmes auf 18 Bilder/s ein. Für die Zeit vom Start bis zur Sollgeschwindigkeit muß man 3...5 s ansetzen. Der Projektor muß aber schon seine Betriebstemperatur haben; also muß vor Beginn der Vorführung ein mindestens sechs- bis achtminütiger Einlauf stattgefunden haben. Diese Vorkehrung gibt aber noch nicht die Gewähr für den richtigen Einsatz des Tones zum Bild.

Das Tonband, in seine Startvorbereitung gebracht, läuft mit geringster und von Start zu Start gleichbleibender Verzögerung an. Dagegen stellt man beim Hochlaufen des Filmes immer erhebliche Verzögerungen fest, die von Start zu Start auch unterschiedlich sind. Die Abweichungen sind nicht mehr vertretbar, wenn man den Gleichlauf

zwischen Bild und Ton anstrebt, wie er mit der Pistenvertonung erreicht werden kann.

Nach dem Gesagten ist es naheliegend, den Start vom Film ausgehend vorzunehmen. Der Gedanke ist nicht neu, in früheren Veröffentlichungen wurde schon davon berichtet. Man ging dabei noch weiter, indem man die Gleichlaufschwankungen des Filmes elektronisch auf den Motor des Tonbandgerätes übertrug, um so zu einer zeitlichen Übereinstimmung der Abläufe in beiden Geräten zu kommen.

Der Lichtstarter besteht aus einem oberen Trägerteil als Halterung für den Fototransistor und einem Lampenträger mit Fassung, dieser bildet den unteren Abschluß. Zur sicheren Führung des Filmes bekommen beide Teile Gleitbahnen, die mit Freiarbeitungen versehen sind, um Beschädigungen an der Oberfläche des Filmes zu vermeiden. An einem gemeinsamen Trägerwinkel werden die Teile befestigt und am Projektor unmittelbar vor den Filmeinlauf angebracht. Ist eine Schraubbefestigung des Trägerwinkels am Projektor nicht möglich, dann ist eine Verklebung mittels Uhu-Plus vorzunehmen.

Der eingeführte Vorspannfilm blendet das Licht der Glühlampe sicher ab. Durch eine optimale Einregulierung des Lampenlichtes zum Fotostrom wird eine große Betriebssicherheit erreicht. Die Gewähr dafür gibt die Dunkel-Hell-Steuerung in Verbindung mit dem Relais in der zweiten Transistorstufe.

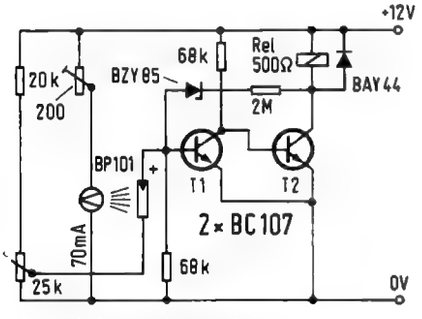


Bild 1. Schaltverstärker mit Relais

Der Schaltverstärker (*Bild 1*) wird in der zweiten Transistorstufe schon bei der Dunkelsteuerung durch den Vorspann-Film, in Funktion gebracht; an der Basis des Transistors 2 liegt eine positive Spannung. Der Transistor wird durchgesteuert, das Relais zieht an. Über einen Arbeitskontakt ist der Haltemagnet im Tonbandgerät in vorbereiteter Startstellung gehalten.

Die Z-Diode mit dem Widerstand 2 MΩ von der Basis des Transistors zum Kollektor des Transistors 2 stabilisieren die Funktion des Verstärkers. Der Fototransistor BP 101 wird als F-Diode betrieben. Bei der Montage der Glühlampe und der F-Diode in die Halterungen soll der Abstand beider Bauelemente bei 6 mm liegen.

Der Betriebsstrom wird an der Glühlampe mit 70 mA eingestellt, die Glühwendel leuchtet nur dunkelrot. Die verwendete Glassockellampe hat die Betriebsdaten 6 V, 170 mA.

Die Spannung für den Fototransistor wird am Potentiometer für die Abfall-Empfindlichkeit des Relais eingeregelt. Die Empfindlichkeit sollte nicht in den Bereich gebracht werden, wo gelegentliche Fremdlichteinwirkung schon ein Durchschalten auslöst.

Wird nun im Lichtstarter der Fototransistor, nachdem der weiße Vorspannfilm vorbeigelaufen ist, belichtet, schaltet T 1 durch. Die Basis von T 2 erhält negatives Potential, das Relais wird stromlos, der Relaisanker schaltet um und unterbricht den Arbeitskontakt zum Haltemagnet im Bandgerät. Das Gerät läuft an. Gleichzeitig unterbricht ein zweiter Arbeitskontakt die Stromzufuhr zur Wicklung des Relais. Die Maßnahme dient zur Sicherstellung der stromlosen Relaisstellung. Bei der Vorführung von Filmen könnten sonst Nachtaufnahmen eine Dunkelsteuerung auslösen und einen zeitlich begrenzten Stopp des Tonbandgerätes verursachen.

Der Umschaltkontakt legt in dem vorgenannten Vorgang die Betriebsspannung an einen Ruhekontakt. Daran liegt über einem Widerstand von 700 Ω eine Leuchtdiode, die zur Anzeige des Betriebszustandes dient. Parallel zu dem Wechselkontakt und dem Arbeitskontakt liegt ein Tastenkontakt zum Auslösen der Grundstellung. *Bild 2* zeigt die erforderlichen Anschlüsse.

Durch die geänderte Funktion steht beim Einschalten des Projektors und Anlaufen des Filmes noch kein Impuls vom Tonband zur Verfügung. Für das anzustrebende kurzzeitige Hochlaufen ist volle Spannung am Projektor-Motor erforderlich. Also muß vorübergehend der Motorwiderstand überbrückt werden. Dazu dient ein freier Ruhekontakt des Relais.

Von den beiden Kontaktanschlüssen führen zwei Leitungen zum Impulsrelais und sind hier mit dem Kontaktpaar für den Motorwiderstand verbunden. Das Schaltrelais hat jetzt nur noch in der Phase des Anlaufes seine Funktion zu erfüllen. Das Relais

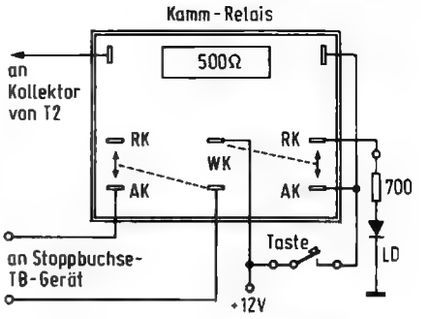


Bild 2. Beschaltung der Relaisanschlüsse

spricht nach den ersten Impulsen an und öffnet den Kurzschlußkreis zum Motorwiderstand. Das Impulsrelais nimmt seine ihm zugeordnete Funktion auf.

Bei einer Länge des Vorspannbandes von 80 cm, wie die Umkehranstalt sie dem entwickelten Film auf der Filmrolle mitgibt, steht genügend Zeit für das Hochlaufen des Projektors zur Verfügung. Die Abblendung gelingt damit einwandfrei. Andere Filmqualitäten in grüner oder roter Einfärbung, ebenso Schwarzfilm scheiden als Vorspann aus, da die zu geringe Dichte keine Dunkelsteuerung zuläßt.

Ist der Vorspann in den Projektor eingeführt, wird der Tastenknopf gedrückt und dabei das Kammrelais zum Ansprechen gebracht, die Leuchtdiode erlischt. Ist die Verbindung zum Tonbandgerät hergestellt, kann der Startmagnet die Bandandrückrolle von der Tonachse abheben. Das Tonband wird auf Übereinstimmung mit der Startmarke gebracht.

Bei der Vertonung wird das erste Bild im Anschluß an den Vorspannfilm mit der Startmarke am Band mit „eins" bezeichnet. Hat man im Filmbetrachtungsgerät eine Kontakteinrichtung mit digitalem Zähler angebracht, so kommt man zu Zeiteinheiten (18 Bilder/s), die der Szenenfolge entsprechen und es gestatten, ohne Projektor mit dem Bandgerät die Vertonung einwandfrei vorzunehmen.

Klaus Kuhlmay

Ein akustischer Leistungsschalter

Wer wünscht sich das nicht: Man pfeift und das Licht geht an. Ein ferngesteuerter Schalter also, wie in jedem automatischen Garagentor. Seinen Überraschungseffekt bezieht er für den Laien aber in der Art des Fernsteuersignals, nämlich „hörbare" Nf – Schallwellen.

Die vorliegende Schaltung ist nach *Bild 1* aufgebaut. Als Empfänger dient ein dynamisches Mikrofon mit Mikrofonverstärker. Dieser Verstärker fordert unbedingt ein (wenn auch einfaches) geregeltes Netzteil. Der verstärkte Ton wird über ein Filter und einen nachfolgenden Gleichrichter derart bearbeitet, daß bei definiertem Empfang eine Schmitt-Trigger Schaltung anspricht.

Die positive Signalflanke des Triggerausganges wird so umgeformt und verstärkt, daß sie einem Leistungsschalter zum Ansprechen bringt. Hier stellt sich jetzt die Frage: Halbleiterschalter oder Relais. Dem Nachteil der fehlenden galvanischen Trennung von Steuer- und Leistungskreis bei einem Thyristor oder Triac stehen handfeste Vorteile gegenüber. Ein Halbleiter ist kein

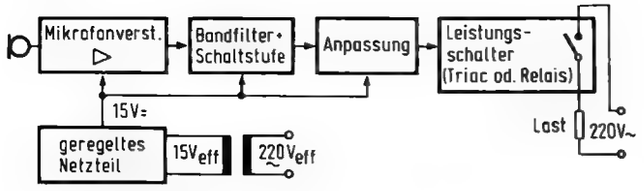


Bild 1. Blockschaltung des akustischen Leistungsschalters

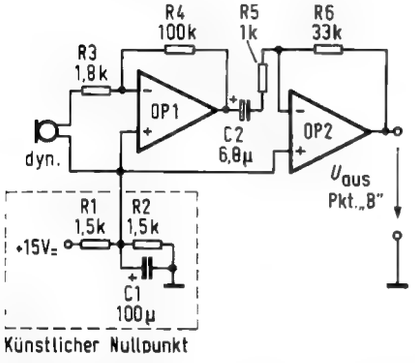


Bild 2. Schaltung des Mikrofonvorverstärkers

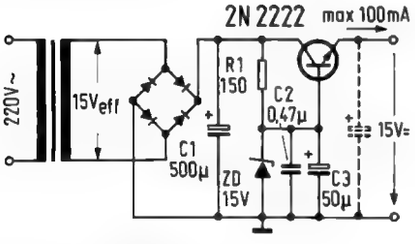


Bild 3. Das geregelte Netzteil

elektromechanisches Bauteil, er ist also verschleißsicher. Zudem ist er erheblich schneller und braucht im allgemeinen eine geringere Steuerleistung. Die Wahl fiel auf einen Triac.

Der Mikrofonverstärker

Der Mikrofonverstärker (*Bild 2*) wurde mit einem Zweifach – Operationsverstärker SN 72L022 von Texas Instruments aufgebaut. Es geht aber auch mit jedem anderen. Beide Verstärker arbeiten als Umkehrverstärker, sie sind stark gegengekoppelt. Eine Gleichspannungsdrift an den Eingängen kann die Verstärker daher nicht in die Ausgangsbegrenzung fahren. Die Gesamtspannungsverstärkung beträgt ≈ 65 dB, der Eingangswiderstand entspricht R3.

Da R3 relativ niederohmig ist, muß mit einem dynamischen Mikrofon angesteuert werden. Um ein symetrisches Netzteil zu sparen, arbeiten die Verstärker und das Mikrofon auf einen künstlichen Nullpunkt. Durch R1 und R2 wird dieser auf die halbe Versorgungsspannung gelegt (also 7,5 V). Eine Brummspannung an dieser Stelle würde sich sehr unangenehm bemerkbar machen; sie steuert an den Verstärkereingängen. Bei OP2 ist das belanglos, für OP1 jedoch überlagert sich die Störung mit dem

Bild 5. ▶ Ansteuerschaltung mit Leistungstriac

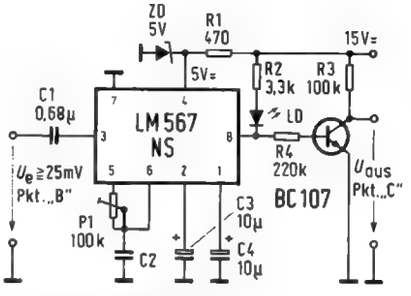


Bild 4. Die Schaltung des Filters

geringen Mikrofonsignal. Schlußfolgerung: Die Versorgungsspannung muß geregelt sein. Ein verbleibender Brumm wird durch R1, C1 gedämpft. Bei C1 = 100 µF und R1 = 1,5 kΩ gibt das eine Dämpfung von etwa 39 dB.

Das geregelte Netzteil

Das Netzteill zeigt *Bild 3*. Als Trafo wurde eine Printplattenausführung gewählt. Die verwendete Type leistet etwa 1,3 VA. Die Graetzbrücke läßt sich mit Allzweck-Siliziumdioden aufbauen. Eine Überbelastung durch den Ladestrom von C1 ist nicht zu befürchten, da der Trafowiderstand recht hoch ist. Die Folgeschaltung kann man als Zenerdioden-Stabilisierung mit nachgeschaltetem Emitterfolger sehen. Der Innenwiderstand der Schaltung beträgt $r_{BE}/ß$. Ein Regeltransistor mit hoher Stromverstärkung ist daher günstig.

Die Ausgangsspannung stellt sich auf $U_a = U_z - U_{BE}$ ein. Unsere Schaltung gibt ≈ 14,3...15 V ab bei einem Innenwiderstand von 10 Ω. Am Regeltransistor fallen bei einer Stromentnahme von 80 mA ungefähr 300 mW als Verlustleistung an. Wenn man dies bedenkt und auf eine große Stromverstärkung achtet, hat man unter den Transistortypen die freie Auswahl.

Das Filter

Wie diese Stufe auszusehen hat, wurde im allgemeinen Teil angedeutet. Es gibt jedoch Bausteine in integrierter Form, die es unnötig machen, überhaupt noch Gedanken auf die diskrete Auslegung einer solchen Schaltung zu verwenden. *Bild 4* zeigt eine IS von National Semiconducter (LM 567 NS). Mit P1 und C2 wird die Resonanzfrequenz eingestellt ($f_o = \frac{1}{P1 \cdot C2}$), die Bandbreite mit C3 ($B = \sqrt{\frac{u_e}{f_o \cdot C\,3}}$). C4 bestimmt weitgehend die Einschwingdauer und hat daher störunterdrückende Wirkung. Die Schaltung besitzt einen „Open Collector" Ausgang, der im Resonanzfall auf Masse geschaltet wird. De. maximale Schaltstrom beträgt 100 mA.

Ein Nf-Signal, das verstärkt die Resonanzfrequenz der integrierten Schaltung findet, schaltet also dessen Ausgang (Pin 8) auf Masse. Dies wird durch die Leuchtdiode LD angezeigt. Beim Abgleich durch das Potentiometer P1 ist die Anzeige der Resonanz durch die Leuchtdiode eine enorme Hilfe. Die nachfolgende Transistorstufe dient als Inverter (d.h. positive Schaltflanke bei Resonanzeintritt).

Die Triac-Ansteuerschaltung

Die positive Schaltflanke an Punkt C (*Bild 4*) wird auf ein als Binärumsetzer geschaltetes D-Flipflop gegeben (*Bild 5*). Jeder Resonanzeintritt wird mit einem Wechsel des logischen Zustandes am Ausgang von FF2 belohnt. Damit ein Prellsignal an „C" keinen unbestimmten Zustand hinterläßt, wird es durch ein Monoflop (FF1) entstört. Durch den Ausgang von FF2 wird ein UND-Gatte. gesteuert. Der zweite Eingang wird von einem Rechteckgenerator belegt, dessen Frequenz ≈ 1 kHz beträgt. Ist das UND-Gatter durchgeschaltet (EIN-Zustand), so werden die 1 kHz-Pulse an C3, R3 und R4 differenziert. Die negativen Pulsnadeln begrenzt die Diode D, die positiven teilen R3 und R4 auf die nötige Schaltspannung von T1. Schaltet T1, wobei $U_{R4} > U_{BE} + U_{GT}$ (U_{GT}: beim Triac die Gate-Triggerspannung) sein muß, so wird C4 über die Gate-Katoden-Strecke des Triacs und R5 entladen. Der Triac wird also aus der in C4 gespeicherten Ladung gezündet. Die Zündleistung wird im 1-kHz-Takt verbraucht. Durch geschickte Dimensionierung von C4 steuert man den Triac leistungsarm. Er benötigt im durchgeschalteten Zustand mit der besprochenen Ansteuerung im Mittel rund 4 mA Triggerstrom.

Bei ausreichender Kühlung lassen sich mit dem verwendeten Triactyp BTW 14 400 Leistungen bis 3 kW schalten. C5 und L sind zur Entstörung des Netzes unbedingt notwendig .

Peter Stolzenberg – DC 9 XD

UKW- und UHF-Endstufen für Amateursender

2. Teil

Im zweiten Teil dieses Beitrages werden Schaltung und Aufbau einer zweistufigen 150-Watt-UKW-Endstufe beschrieben. Der Treiber und die im Parallelbetrieb arbeitende Leistungsstufe sind mit Strip-Line-Transistoren BLY 90 bestückt.

Schaltung der 150-Watt-UKW-Endstufe

Bei der Endstufe nach *Bild 12* handelt es sich um einen zweistufigen Hf-Leistungsverstärker, bei dem sowohl der Treiber als auch die Endstufe (Parallelbetrieb) mit den gleichen Strip-Line-Leistungstransistoren BLY 90 bestückt sind. Als Ein- und Ausgangsimpendanzen sind in dieser Schaltung ebenfalls 50 Ω vorgesehen. Das am Eingang anstehende Signal wird mit C 1 und C 2 in Verbindung mit L 1 auf die Eingangsimpendanz des Transistors T 1 heruntertransformiert. Im übertragenen Sinne findet dies auch bei T 2 und T 3 mit L 4 und L 5 bzw. C 11 bis C 14 in festabgestimmter breitbandiger Form statt, wobei durch die Aufteilung der Kapazitäten C 11, C 12, C 13 und C 14 eine durch niedrige Verluste günstigere Stromverteilung gewährleistet ist. Die entsprechenden Basisarbeitspunkte ergeben sich aus L 2, L 6 und L 7 in Verbindung mit R 1, R 5 und R 6 zusammenhänglich mit den FXC (Ferroxcubedrosseln) wechselstrommäßig bei gleichstrommäßigem Kurzschluß. Das wirkt sich günstig auf die Unterdrückung unerwünschter Nebenwellenausstrahlung aus. Die Widerstände R 3 und R 4 sind zur besseren Symmetrie und Verhinderung wilder Schwingungen vorgesehen. Die Induktivitäten L 3, L 8 und L 9 sowie die Kapazitäten C 5, C 6, C 15, C 16, C 17 und C 18 transformieren vom Ausgangswiderstand der Transistoren breitbandig, verlustniedrig und stromverteilungsgünstig wieder hoch bei nachfolgender Selektion durch C 9 und C 10. Die Kapazitäten C 23 und C 24 sowie deren Selbstinduktivitäten L 10 und L 11 (die demnach als Spulenform nicht auftreten) passen das verstärkte Signal an ein weiteres Transformationsglied C 25, C 26 und C 27 in Verbindung mit L 12 auf den Außenwiderstand von 50 Ω an, der sich durch entsprechenden Abgleich ergibt.

Der Kondensator C 25 wird zur besseren Stromverteilung benötigt. Auf die Hf-mäßige Speisespannungsentkopplung braucht hier wohl nicht näher eingegangen zu werden. Daß der Ausgang frei von Gleichspannungspotential ist, weist die Schaltung ebenfalls aus.

Tabelle 7. Technische Daten zu Bild 12

Gesamtstromaufnahme bei Vollaussteuerung:	16 bis 18 A
Frequenzbereich:	144 bis 146 MHz
Ein- und Ausgang:	50 Ω
Betriebsspannungsbereich:	12 bis 15 V (Minus-Pol an Masse)
Temperaturbereich:	— 30 °C bis + 60 °C
Drehmoment für Befestigungsmuttern:	25 ± 2 cm kp
Bohrungsdurchmesser im Kühlblech:	max. 6,5 mm
Wärmewiderstand jedes einzelnen Transistors zwischen Sperrschicht und Gewindestutzen:	1,35 grd/W
Wärmewiderstand ges.:	0,2 bis 0,3 grd/W

Kühlkörper: 3 x 1,3 grd/W (SK ⌀8 – 14.296.43) auf 3-mm-Al-Platte montieren oder Sonderanfertigung Einzelkühlkörper entsprechend mechanischer Größe der Grund- bzw. Gesamtauflagefläche. Wärmewiderstand max. 0,14 grd/W, Werkstoff Aluminium schwarz eloxiert, Kühlkörper KS 285, Länge 200 mm, Austerlitz, Nürnberg

L 1	= 1,5 Wdg., 1,5 CuL, Innen-⌀ 6 mm, Länge 4 mm, Zuleitg. 2 x 5 mm
L 2, L 6 + L 7	= 7 Wdg. eng gewick., 0,5 CuL, Innen-⌀ 3 mm, Zuleitung 2 x 5 mm
L 3, L 8 + L 9	= Bifilarwicklung gem. Zeichng. Bild 13, 1,0 CuL
L 4 + L 5	= 0,5 Wdg., 1,5 CuL, Innen-⌀ 10 mm, Zuleitg. 2 x 10 mm
L 12	= 2 Wdg., 1,5 CuL, Innen-⌀ 6 mm, Zuleitung 2 x 5 mm
(L 10 + L 11	= *brauchen nicht gewickelt zu werden!* Selbstinduktivitäten von C 23 und C 24!)

Bild 13. Abmessungen der Induktivitäten L 3, L 8 und L 9 in Bild 12

Bild 12. ▶ Endstufenschaltung mit 3× BLY 90

Vorschlag E mit 3× BLY 90

Bei dieser leistungsstärksten Endstufe nach *Bild 12* bis *15* und *Tabelle 7* ist der verwendete Kühlkörper bzw. die Wärmeverteilung auf diesem ein wichtiger Faktor. Hier und auch in den vorgenannten Schaltungen spielen gute Masseverbindungen (mit Massebändern vornehmen) in Verbindung mit ausreichenden Speisekabelquerschnitten eine wichtige Rolle.

Mechanischer Aufbau der 150-Watt-UKW-Endstufe

Bei dieser Endstufe ist aus Abschirmgründen der Einbau in ein geschlossenes Gehäuse erforderlich, das eine ausreichende Größe aufweisen sollte. Der Einzelkühlkörper *(Bild 16)* bzw. die drei Kühlkörper SK ⌀8 sollen auf ein entsprechend großes Al-Blech von 2,5 bis 3 mm Dicke (schwarz eloxiert) mit mechanisch günstiger Plazierung zu den Transistoren montiert werden. Wärmeableitpaste ist auch zwischen Al-Blech

und den drei Kühlkörpern zu verwenden. Die Gesamtmontageplatte einschließlich der Kühlkörper ist als eine Gehäuseseite zu betrachten, an welche eine vorgefertigte Haube angeschraubt werden kann, die das Ganze nach außen hin abschließt. Die erforderlichen Koaxialrelais (Schuricht oder Spinner) sind im Gehäuse unterzubringen. Auf eine gute Masseverbindung ist hier auf jeden Fall zu achten, die durch Anbringen zusätzlicher Massebänder erheblich verbessert wird. Massebänder können aus dem Abschirmgeflecht eines Restes Koaxialkabel selbst hergestellt werden.

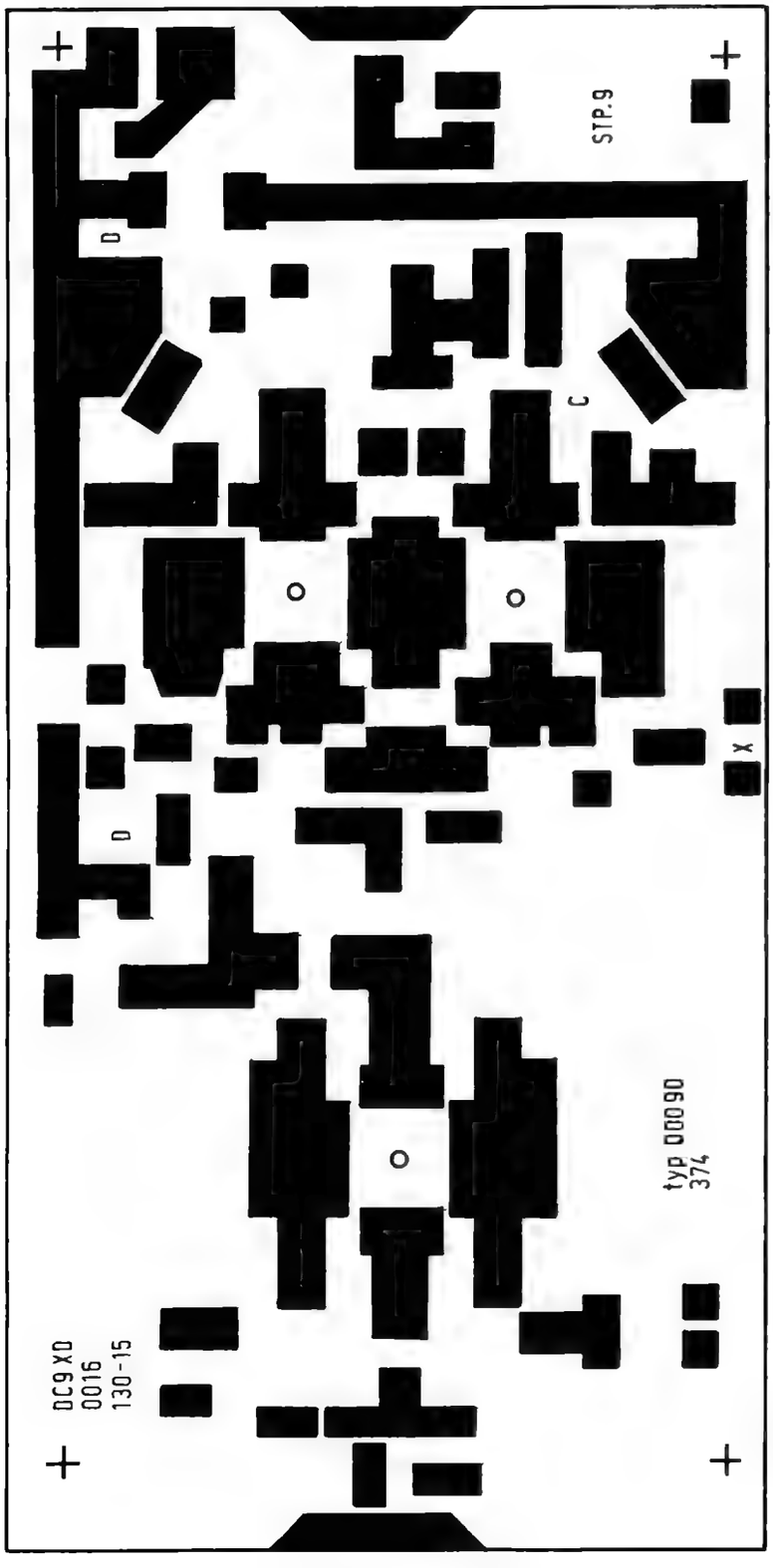


Bild 14. Platine zu Bild 12

Abgleich

Er ist bei den genannten Endstufen A bis E im Prinzip gleich. Vor Anlegen der Speisespannung aus einem leistungsfähigen Netzteil oder Akkumulator sollte nochmals die Bestückung, besonders der Transistoren, überprüft werden. Alle Trimmer sind in Mittenstellung zu bringen, und es ist entweder ein Belastungswattmeter oder Durchgangswattmeter (Götting, Röddensen) in Verbindung mit einem ausreichenden Abschlußwiderstand oder einer Antenne

Tabelle 8. Bauteile, die zu den Platinenmaßen passen

		Schuricht-Best.-Nr aus Katalog
Kondensatoren		
2,5 bis 20 pF	Folientrimmer Valvo 808 00006	(9.503.1)
4 bis 60 pF	Folientrimmer Valvo 808 01001	(9.503.2)
100 pF	Keram. Rohrkondensator	(9.240)
47 pF	Keram. Rohrkondensator	(9.236.2)
56 pF	Keram. Rohrkondensator	(9.236.2)
120 pF	Keram. Rohrkondensator	(9.265)
27 pF	Keram. Scheibenkondensator	(9.221)
150 nF	Kunstfolien-Kondensator	(8.962.12)
100 nF	Kunstfolien-Kondensator	(8.962.10)
100 µF	Elektrolytkondensator, 20 V	(7.862.4)
Widerstände		
10 Ω	Kohleschicht, ±5 %, ¼ W	(9.700)
4,7 Ω	Kohleschicht, ±5 %, ¼ W	(9.700)
6,8 Ω	Kohleschicht, ±5 %, ¼ W	(9.700)
Hf-Drosseln		
FXC-Drossel	Valvo 4312 020 36640	(9.520.02)
Kühlkörper zu		
Bild 1	(BLY 87 A) 4,6 grd/W Typ SK Ø7	(14.296.32)
Bild 2	(BLY 88 A) 4,6 grd/W Typ SK Ø7	(14.296.32)
Bild 3	(BLY 89 A) 1,3 grd/W Typ SK Ø8	(14.296.43)
Bild 4	(BLY 90) 1,3 grd/W Typ SK Ø8	(14.296.43)
Bild 12	(3 x BLY 90) 0,14 . . . 0,28 grd/W Typ KS 285-200-E/gefräst Fa. Austerlitz, Nürnberg	
Wärmeableitpaste		(14.296.50)

Kühlkörper KS 285-200-E/gefräst:
Fa. Austerlitz, 85 Nürnberg, Postfach 606

Koaxialrelais (außer Ausgangsrelais bei Bild 12):
Fa. Magnetic Devices Ltd., England, Newmarket/Suffolk, Exning Road, Typ 951/12 V

Ausgangsrelais zu Bild 12:
Fabrikat Spinner (Vertrieb: Schuricht), Typ BN 81 87 42 (12 V Spulenspannung) mit N-Buchsen (auch mit C-Buchsen erhältlich).

Alle Bauteile Fa. Schuricht, Elektronik-Bauteile Großhandlung, Richtweg 30, 2800 Bremen 1.
Die Platinen sind in geringer Anzahl beim Verfasser erhältlich.

anzuschließen. Der Abgleich erfolgt der Reihenfolge nach von der Eingangs- zur Ausgangsseite hin bei Ansteuerung der jeweiligen Schaltung mit entsprechend vorgewählter Frequenz und Leistung. Die Stromaufnahme wird im weiteren Verlauf auf ein Maximum ansteigen, wobei auch die größte Ausgangsleistung in etwa anliegt. Anschließend empfiehlt sich vorsichtshalber die Überprüfung des verstärkten Signals auf Ober- und Nebenwellen, obwohl die Schaltungen nebenwellenfrei sind und ein Selbstschwingen nicht zu befürchten ist.

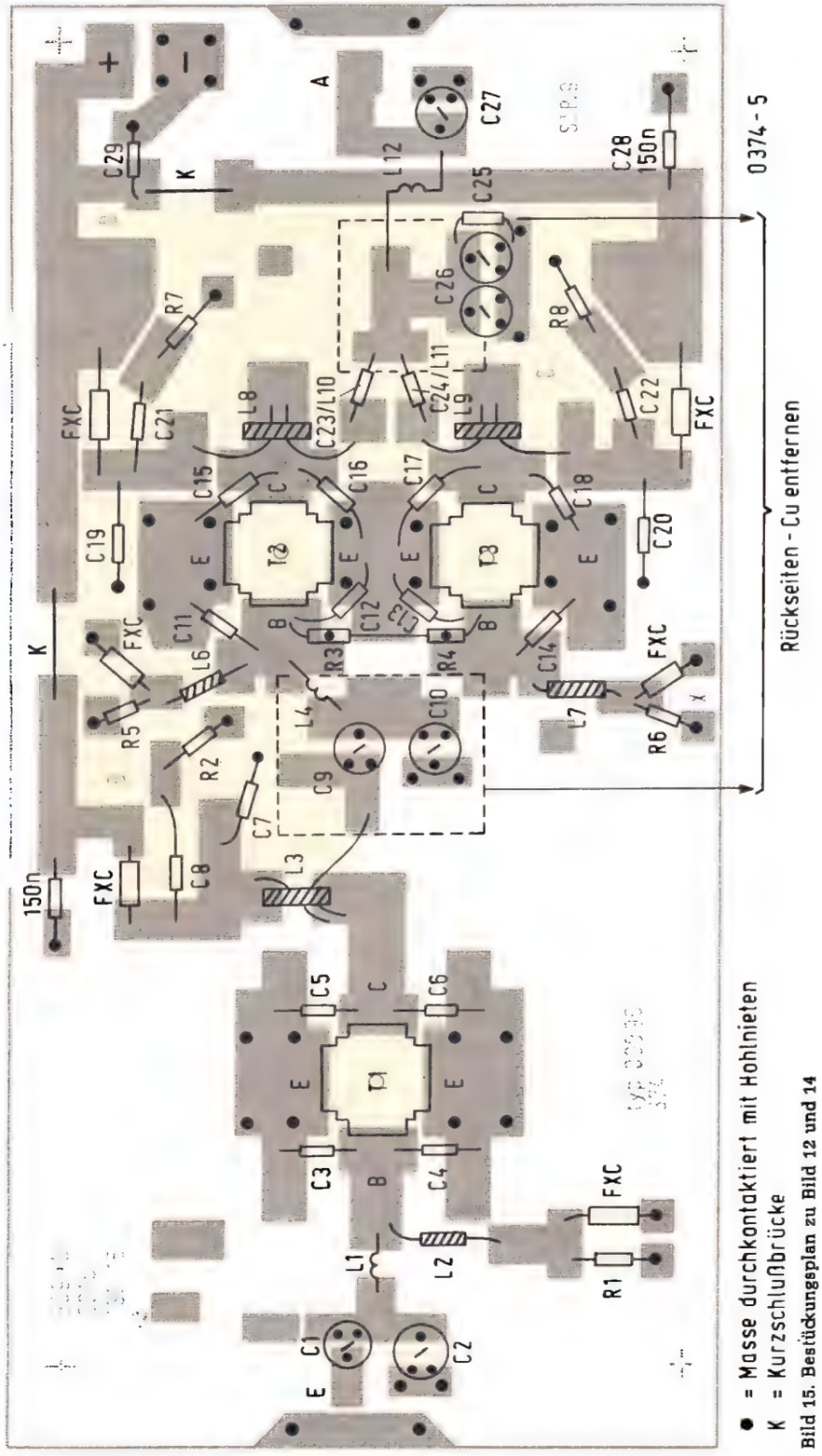


Bild 15. Bestückungsplan zu Bild 12 und 14

Bauteile zu den UKW-Endstufen

Alle verwendeten kleinen Kapazitäten sind keramische Rohrkondensatoren bis auf den Scheibenkondensator C 25 in der 150-Watt-Endstufe. Die größeren Kapazitäten sind Kunstfolienkondensatoren *(Tabelle 8)*. Bei den variablen Kapazitäten handelt es sich durchweg um Folientrimmer von Valvo. Die in Frage kommenden Widerstände sind Kohleschichtausführungen mit ± 5 % Toleranz. Alle verwendeten Strip-Line-Leistungstransistoren werden von Valvo gefertigt. Aus Gründen der Einfachheit des Nachbaus und der Materialbeschaffung wurden neben den Bauteilen auch die Lieferanten in Tabelle 8 mit angegeben, womit dem Nachbauer gleiches Material zur Verfügung steht, was eine wesentliche Erleichterung bedeuten dürfte. *(Schluß folgt)*

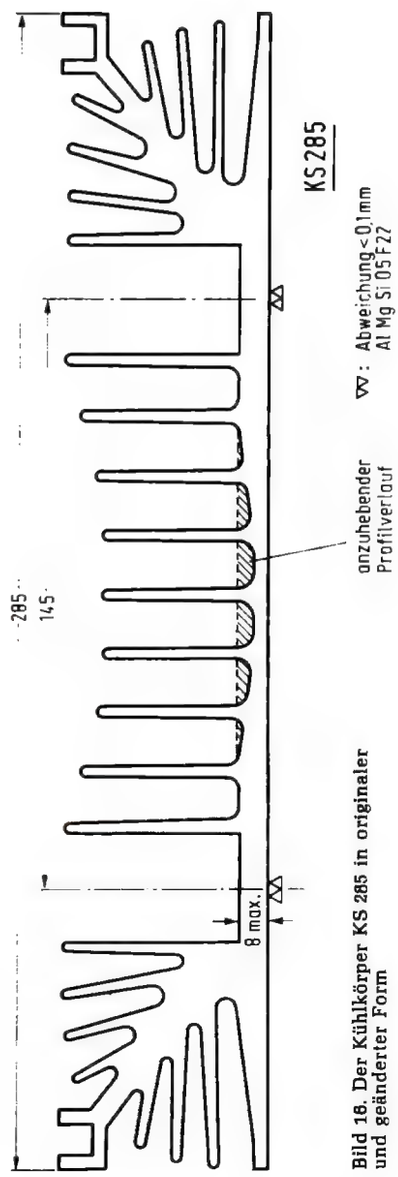


Bild 16. Der Kühlkörper KS 285 in originaler und geänderter Form

Automatische Landung mit DLS auf gekrümmter Flugbahn

Anläßlich der Deutschen Luftfahrtschau '76 in Hannover-Langenhagen berichtete SEL in einer Pressekonferenz über Erfahrungen mit dem *D*ME-gestützten *L*ande-System DLS [1], dem deutschen Vorschlag für eine im kommenden Jahrzehnt weltweit einzuführende Fluglandehilfe. Automatisch abgelaufene Landungen einer Do 28 Skyservant mit dem Flugbahnführungsgerät GCU 70 des Bodenseewerks auf dem Flugplatz Braunschweig, wo die DLS-Musteranlage steht und von der Deutschen Forschungs- und Versuchsanstalt für Luft- und Raumfahrt (DFVLR) vermessen wird [2], belegen die Genauigkeit der Kursweisung durch DLS.

Das Landessystem DLS benutzt die in den meisten Flugzeugen eingebaute und auf allen größeren Flugplätzen vorhandene Entfernungsmeßeinrichtung DME (distance measuring equipment). Bei ihr sendet das Bordgerät Abfrageimpulse aus und erhält von der DME-Bodenstation Antwortimpulse. Die Impuls-Laufzeit ist ein Maß für den Abstand zwischen Flugzeug und Bodenstation. Aufgabe der DLS-Bodenstationen ist es, zusätzlich den horizontalen (Azimut) und vertikalen (Elevation) Einfallswinkel der DME-Abfrageimpulse zu messen, um diese Werte den Antwortimpulsen anzufügen. Zur Decodierung an Bord genügen einfache digitale Schaltungen. Dieses Prinzip sichert nicht nur die Kompatibilität des DLS mit dem international gebräuchlichen und noch bis 1985 zugelassenen Instrumenten-Landessystem ILS, sondern gestatten es auch, beide Systeme in der Übergangszeit nebeneinander zu verwenden, bis wenigstens alle größeren Flugplätze sowie die Linien- und Chartermaschinen über DLS-Einrichtungen verfügen.

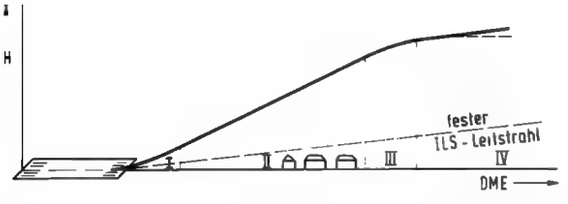


Bild 1. Schematische Darstellung eines gekrümmten Steilanflugprofils; gestrichelt eingezeichnet ist der geradlinige, fest vorgegebene ILS-Leitstrahl

Außer technischen sprechen auch wirtschaftliche Argumente für den deutschen Vorschlag. So sind DLS- gegenüber ILS-Bodenstationen billiger, wenn man neben Anlagekosten die Installation, Infrastrukturarbeiten und den Betriebsaufwand berücksichtigt. An Bord der Flugzeuge verlangt DLS ergänzend zum vorhandenen DME-Gerät nur einen einfachen und preiswerten Zusatz, dessen Funktion zudem in der endgültigen Ausführung zwei oder drei integrierte Schaltungen übernehmen können, die sogar im DME-Gerät Platz finden. Dagegen erzwingen Systemvorschläge anderer Länder die Ausrüstung der Flugzeuge mit einem weiteren kompletten Gerätesatz, was nicht nur eine Kosten-, sondern auch eine Gewichts- und Raumfrage für die ohnehin schon überladenen Cockpits ist. Bei der späteren Bestückung neuer Flugzeuge bringt die Kombination DME/DLS sogar Ersparnisse um die Hälfte gegenüber der Kombination DME/ILS/VOR.

Da die drei an Bord verfügbaren Werte Azimut, Elevation und Entfernung den räumlichen Standort des Flugzeuges eindeutig und genau bezeichnen, ist der Pilot nicht mehr auf den festen ILS-Leitstrahl mit seinem flachen Erhebungswinkel von 2,5...3° angewiesen. Vielmehr kann er sowohl im Azimut als auch in der Elevation „gekrümmten Landeprofilen" folgen. *Bild 1* zeigt ein gekrümmtes Steilanflugprofil. Das Flugzeug geht aus größerer Höhe im Abschnitt IV wie beim ILS auf eine geradlinige und um 2...2,5° geneigte Sollbahn über. Im Abschnitt III vergrößert sich die Neigung der Sollbahn mit einer sanften Krümmung, die jegliches Überschwingen vermeidet, auf den für das jeweilige Flugzeug zulässigen Wert. Den Hauptteil des Anfluges bildet der Abschnitt II, wo die Sollbahn wiederum geradlinig, aber steiler als beim ILS ist. Der Bahnwinkel kann je nach Flugzeugtyp und dessen dynamischen Eigenschaften zwischen 4° und 7° liegen. Um die höhere Sinkgeschwindigkeit des Flugzeugs in Bodennähe auf ein sicheres Maß abzubauen, wird im Abschnitt I der Bahnwinkel ebenfalls durch eine sanfte Krümmung vermindert. Ein derartiges Steilanflugprofil trägt erheblich zur Lärmminderung bei. Die vom Flugbahnführungsgerät für diesen Kurs benötigten Signale basieren auf der Leitstrahlgeometrie des Landesystems. Eventuelle Differenzen zwischen Ist- und Sollhöhe können dem Piloten am Kreuzzeiger-Instrument angezeigt und dem Autopiloten als Regelabweichung zugeleitet werden.

Auf ähnliche Weise ist es möglich, horizontal zunächst schräg oder seitlich parallel zur Landebahn anzufliegen und erst in der letzten Phase auf die endgültige Landerichtung einzuschwenken (*Bild 2*). Durch Umfliegen von Ortschaften läßt sich die Lärmbelästigung noch weiter herabsetzen. Gekrümmte Azimutbahnen erlauben es außerdem, anfliegende Flugzeuge seitlich gestaffelt zu führen, aber auch, sie auf parallele Landebahnen aufzuzweigen.

Nach den vom DLS gelieferten Raumkoordinaten kann das im Bodenseewerk entwickelte Flugbahnführungsgerät GCU 70 zusammen mit dem Flugregelsystem FRG 70 beliebig gekrümmte, am Bediengerät vorzuwählende Bahnprofile steuern. In zahlreichen Testflügen blieb dem Piloten nur noch die Aufgabe, alle Instrumente und Steuermanöver zu beobachten, um einzugreifen, wenn sich das als notwendig erweisen sollte. Die Teilnehmer der SEL-Pressekonferenz hatten am nächsten Tag Gelegenheit, einen automatischen Landeanflug mitzumachen und sich dabei zu überzeugen, daß der Pilot bis zum weichen Aufsetzen der Maschine buchstäblich die Hände in den Schoß legte. Das Flugregelsystem konnte bis zum Ausrollen des Flugzeugs eingekuppelt bleiben.

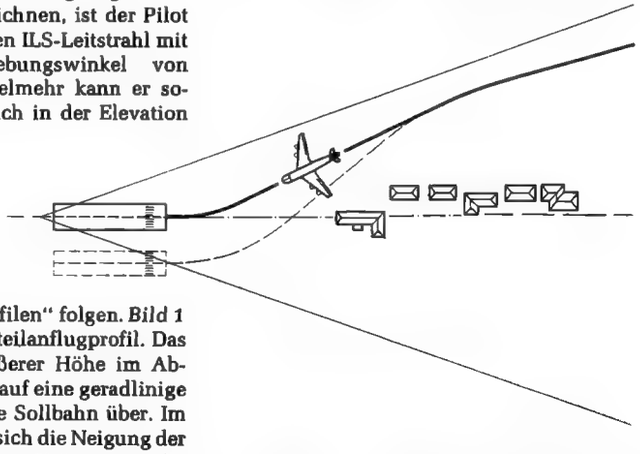


Bild 2. Beispiel einer gekrümmten Azimuthbahn mit angedeuteter Abzweigung auf eine parallel verlaufende Zusatz-Landebahn

eka

Literatur

[1] Böhm, M.: DLS – ein neues Mikrowellen-Lande-System. FUNKSCHAU 1975, H. 10, S. 44...46, und H. 11, S. 59...60.

[2] Flug-Landesystem DLS in hartem Test. FUNKSCHAU 1976, H. 2, S. 59...60.

Ekkehard Scholz, Erich Geiger

Integrierte Hi-Fi-Endstufe mit aktiver Klangregelung

Mit dem Erscheinen der Leistungsverstärker-Serie ESM 432 N – 532 N – 632 N von Thomson-CSF (Sescosem), ergeben sich neue Aspekte bezüglich der Konzipierung von kompakten Hi-Fi-Verstärkern mit aktiver Klangregelung. Bei diesen integrierten Leistungsverstärkern handelt es sich um absolut symmetrisch konzipierte Verstärker, die sowohl mit symmetrischer als auch asymmetrischer Betriebsspannung betrieben werden können.

Mit diesen pinkompatiblen integrierten Schaltungen lassen sich Verstärker mit einer IS ohne weitere aktive Bauelemente aufbauen. Da auch keine Ruhestromeinstellung erforderlich ist, eignen sie sich besonders für len Praktiker, der über keine großen Meßmittel verfügt.

Die Verstärker besitzen eine Schutzschaltung gegen Überstrom (Begrenzung auf $I_{o\,max} = 7\ A_{ss}$) und Übertemperatur ($T_{VJ\,max} = 150°\,C$ mit $P_{o\,max\,mögl} = 500$ mW). Die Differenzeingänge haben elektrisch gleiche Werte. Berücksichtigt man den Phasenspielraum des Verstärkers, können Gegenkoppelschaltungen beliebiger Art vorgenommen werden. Dies kann ein absolut linearer Gegenkoppelkreis oder, wie für die aktive Klangregelung hier noch näher erläutert wird, ein frequenzabhängiges Netzwerk sein.

Schaltungsbeschreibung

Bevor auf die endgültige Schaltung eingegangen werden soll, seien kurz die zur Realisierung verwendeten Grundschaltungen erläutert. *Bild 1* zeigt die Grundschaltung eines Elektrometerverstärkers mit der Verstärkungsbeziehung:

$$A_U = 1 + \frac{R_1}{R_2} = \frac{U_o}{U_E}$$

$$U_p = \frac{U_B}{2\,A_U}$$

Bild 2 zeigt die Grundschaltung eines Umkehrverstärkers mit der Verstärkungsbeziehung:

$$A_U = -\frac{R_1'}{R_2'} = \frac{U_o}{U_1}$$

$$U_p = \frac{U_B}{2} = U_{OB}$$

Aufgrund der hohen Offenschleifenverstärkung stellt der Verstärker stets soviel Ausgangsspannung zur Verfügung, daß die Ströme über R_2' und R_1', die gegenphasig sind, sich aufheben, und somit die Differenzspannung zwischen + und – Eingang gegen Null geht. Für $R_2' = R_1'$ wird somit die Verstärkung = – 1, was bedeutet, daß eine Phasendrehung von 180° zwischen U_E und E_O stattfindet. Für $R_1' < R_2'$ wird die Verstärkung < – 1, d. h. der Verstärker kann auch als Abschwächer arbeiten.

Bild 3 zeigt die Prinzipschaltung eines theoretisch idealen regelbaren Verstärkers,

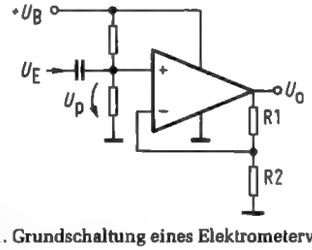


Bild 1. Grundschaltung eines Elektrometerverstärkers

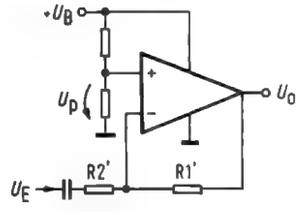


Bild 2. Grundschaltung eines Umkehrverstärkers

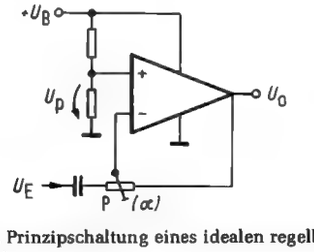


Bild 3. Prinzipschaltung eines idealen regelbaren Verstärkers

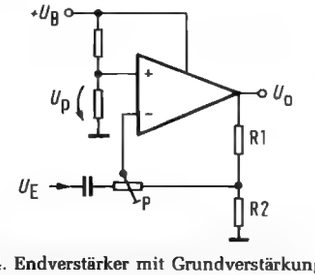


Bild 4. Endverstärker mit Grundverstärkung und zusätzlichem variablen Verstärkungsbereich

der eine Verstärkung, entsprechend der Potentiometerstellung von theoret.: $A_U = 0...\infty$ hat.

mit $R_2' = \alpha \cdot P$
und $R_1' = (1 - \alpha) \cdot P$

wird $A_U = \frac{1-\alpha}{\alpha} = (\frac{1}{\alpha} - 1)$

mit $\alpha = 0...1$ entsprechend Potentiometerstellung.

Für Potentiometermittelstellung ($\alpha = 0{,}5$) erhält man wieder $A_U = 1$. Diese Schaltung ist also geeignet, eine gewünschte Eingangsspannung einstellbar veränderlich zu verstärken oder abzuschwächen. Ein Hi-Fi-Endverstärker muß aber auch eine gewisse Grundverstärkung A_{UO} haben, von der ausgehend ein begrenzter frequenzabhängiger Verstärkungsvariationsbereich eingestellt werden kann.

Hierfür wurden nun die beiden Schaltungsprinzipien miteinander gekoppelt, und man erhält nach *Bild 4* die Prinzipschaltung eines Endverstärkers mit Grundverstärkung und zusätzlichem variablem Verstärkungsbereich mit der Verstärkungsbeziehung:

$$A_U \approx \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) \cdot \left(\frac{1}{\alpha} - 1\right) \quad \text{nur gültig für } P >> R_2$$

$$U_p = \frac{U_B}{2\left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right)}$$

Um nun den Verstärkungsvariationsbereich frequenzabhängig zu machen, wird das Potentiometer P gesplittet und durch zwei parallelliegende Potentiometer ersetzt, die entsprechend der Signalfrequenz wirksam werden oder ihre Wirksamkeit verlieren.

Man erhält das Gegenkoppelnetzwerk nach *Bild 5*. Der Gegenkoppelzweig für die hohen Frequenzen (f > 1 kHz) bildet einen Hochpaß 1. Ordnung mit der Eckfrequenz von 1 kHz. Dies bedeutet, daß für Frequenzen unterhalb von 1 kHz die Strecke immer hochohmiger wird, somit das über R_{SH} gelieferte Summensignal abnimmt, und der Regler P_H seine Wirksamkeit verliert. Für Frequenzen > 1 kHz wird P_H wirksam und beeinflußt somit die Verstärkung (*Bild 6a*).

Der Gegenkoppelzweig für tiefe Frequenzen wird gebildet durch eine RC-Parallelkombination ($C_T - C_T \,||\, P_T$) mit Hochpaßverhalten (Vorhalteglied 1. Ordnung) mit einer Eckfrequenz von 100 Hz bei Potentiometermittelstellung (*Bild 6 b*).

Dies bedeutet, daß das Potentiometer P_T unterhalb von 100 Hz die Verstärkung voll, und durch die Parallelschaltung der Kapazitäten C_T bis f = 1 kHz stetig abnehmend be-

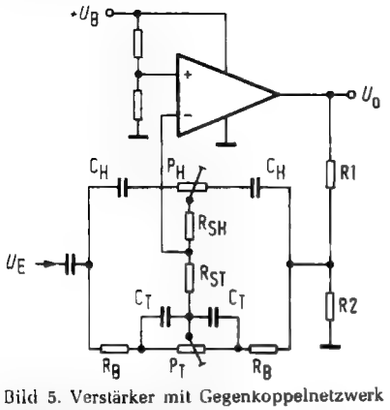


Bild 5. Verstärker mit Gegenkoppelnetzwerk für hohe und tiefe Frequenzen

einflußt. Für Frequenzen = 1 kHz wird P_T praktisch unwirksam und die beiden Kapazitäten fixieren für den frequenzabhängigen Verstärkungsvariationsbereich ein $A_u = 1$.

Zusammen mit der Tatsache, daß P_H erst für $f > 1$ kHz wirksam wird, ist die Verstärkungsänderung im Frequenzbereich von 1 kHz ungefähr Null und der Verstärker besitzt die Grundverstärkung von

$$A_{u0} = 1 + \frac{R_1}{R_2}$$

Wie aus den Grundbeziehungen des Umkehrverstärkers ersichtlich wurde, kann die

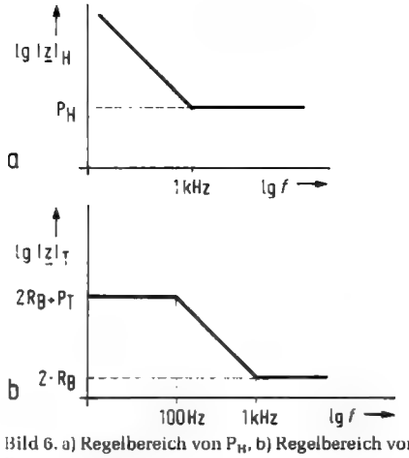


Bild 6. a) Regelbereich von P_H, b) Regelbereich von P_T

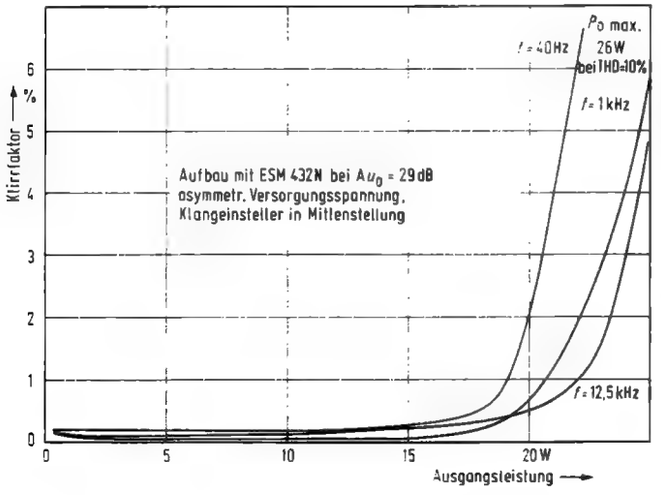
Verstärkung sowohl gegen 0 als auch gegen ∞ gehen. Um dies zu vermeiden, wurden in die Tiefenregelstrecke die Begrenzungswiderstände R_B eingeführt, was einer Variationsbereichseinschränkung des Potentiometers P_T gleichkommt. Die Begrenzung für die Verstärkungsänderung im hohen Frequenzbereich ($f \gg 1$ kHz) ergibt sich durch eine Herabteilung des Verstärkerdifferenzsignales über die Summenwiderstände R_{SH}/R_{ST}.

U_P muß gut gefiltert sein. Gleichzeitig darf aber nicht, durch ein zu langsames Hochlaufen der Spannung U_P, der Verstärker zu lange außerhalb des normalen Symmetriebereiches arbeiten. Deshalb wurde eine geschaltete Zeitkonstante mittels der zusätzlichen Diode zusammen mit der Siebkapazität C_S für U_P verwirklicht. U_P läuft somit nahezu parallel zur Betriebsspannung hoch, bleibt jedoch gut gefiltert, da an C_S nahezu eine Spitzengleichrichtung erfolgt.

Es bleibt noch anzumerken, daß der Signalquellenwiderstand zusammen mit dem Widerstand der Koppelkapazität $C_K < 0.01 \cdot P_{(T,H)}$ sein muß, um eine Rückwirkung auf die berechneten Verstärkungswerte zu vermeiden. *Bild 7* zeigt das Klirrgradverhalten in Abhängigkeit von der Ausgangsleistung und der Signalfrequenz mit dem jeweils max. möglichen Verstärkungswert als Parameter. *Bild 8* den Regelbereich der Klangregler.

Mit dieser Schaltungsanordnung ist es erstmals gelungen, einen Hi-Fi-Endverstärker mit *aktivem* Klangregelnetzwerk zu verwirklichen, wodurch ein weiterer Schritt zur Zusammenfassung und Integrierung der Gesamtverstärkerfunktionen vollzogen wurde. Außer räumlichen und ökonomischen Vorteilen erhält man zusätzlich noch elektrische Vorteile, welche in einer

a) hohen Übersteuerungsfestigkeit, sowie
b) in einem sehr niedrigen Gesamtklirrgrad und
c) in einem stets günstigen S/N-Verhältnis liegen, da stets vom Verstärker frequenzabhängig nur die wirklich gewünschte und erforderliche Verstärkung vollzogen wird (aktive Klangregelung).



◄ Bild 7. Klirrverhalten bei verschiedenen Frequenzen

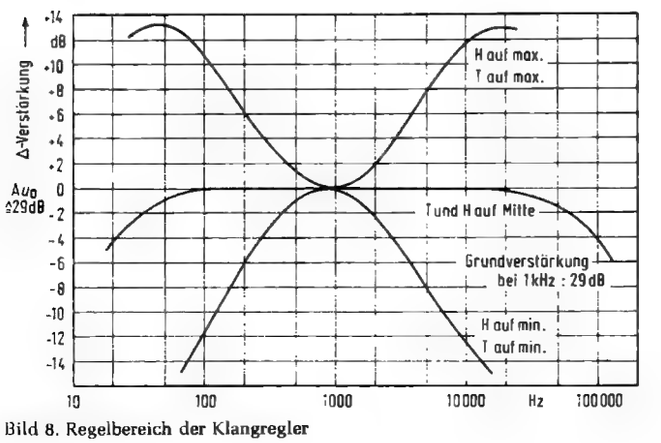


Bild 8. Regelbereich der Klangregler

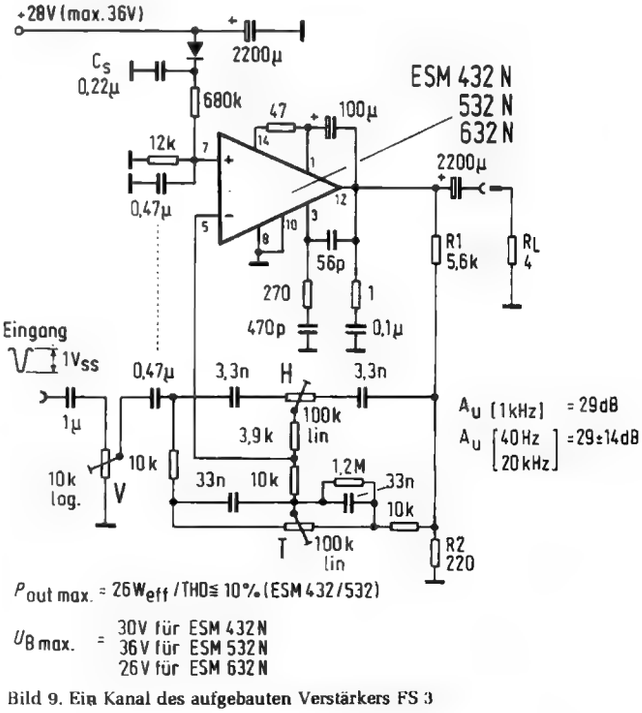


Bild 9. Ein Kanal des aufgebauten Verstärkers FS 3

Praktischer Aufbau

Da die Schaltung nach *Bild 9* außer der Verstärker-IS kein aktives Bauelement enthält, eignet sie sich sehr gut zum Selbstbau eines preiswerten Hi-Fi-Stereoverstärkers. Da auch keinerlei Ruhestromeinstellungen notwendig sind, ist auch für den Elektronik-Neuling ein sicherer Nachbau möglich. Es wurde deshalb die Platine FS 3 entwikkelt, auf der alle Bauteile einschließlich der Potentiometer für Lautstärke-, Höhen- und Tiefeneinstellung vorgesehen sind (*Bild 10* und *11*). Für die Stereo-Ausführung werden Tandem-Potentiometer verwendet, damit für beide Kanäle Gleichlauf erreicht wird. Es ist auch möglich, nur einen Kanal zu bestükken. In diesem Fall genügen natürlich einfache Potentiometer (*Bild 12*).

Beim Bestücken der Platine werden zweckmäßig erst die Widerstände ohne Abstand auf der Platine verlötet, dann die Kondensatoren und anschließend die Elkos. Die fertig bestückte Platine zeigt (*Bild 13*).

Beim Einsetzen der IS ist zu beachten, daß zur Wärmeabführung ein Kühlblech plan aufzuschrauben ist. Zur Befestigung des Bleches sind zwei Gewindebohrungen M 3 an der IS vorhanden, wie in Bild 12 und 13 zu erkennen ist. Es hat sich als ausreichend erwiesen, wenn ein Aluminiumblech von 1

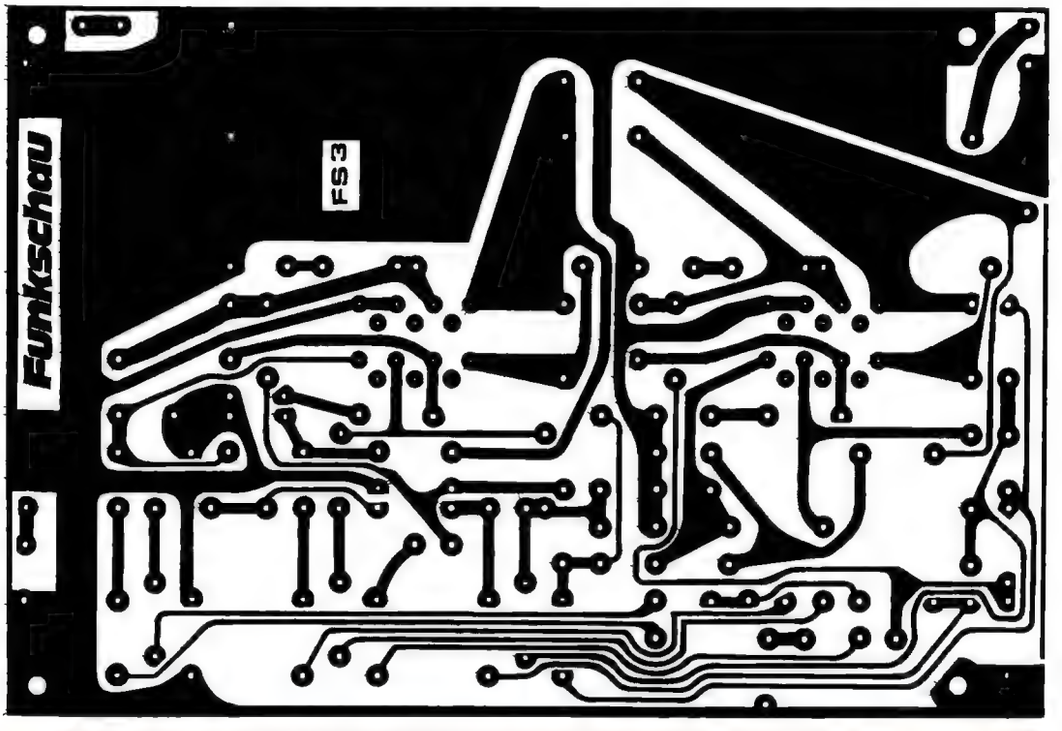


Bild 10. Platine FS 3 des Stereoverstärkers

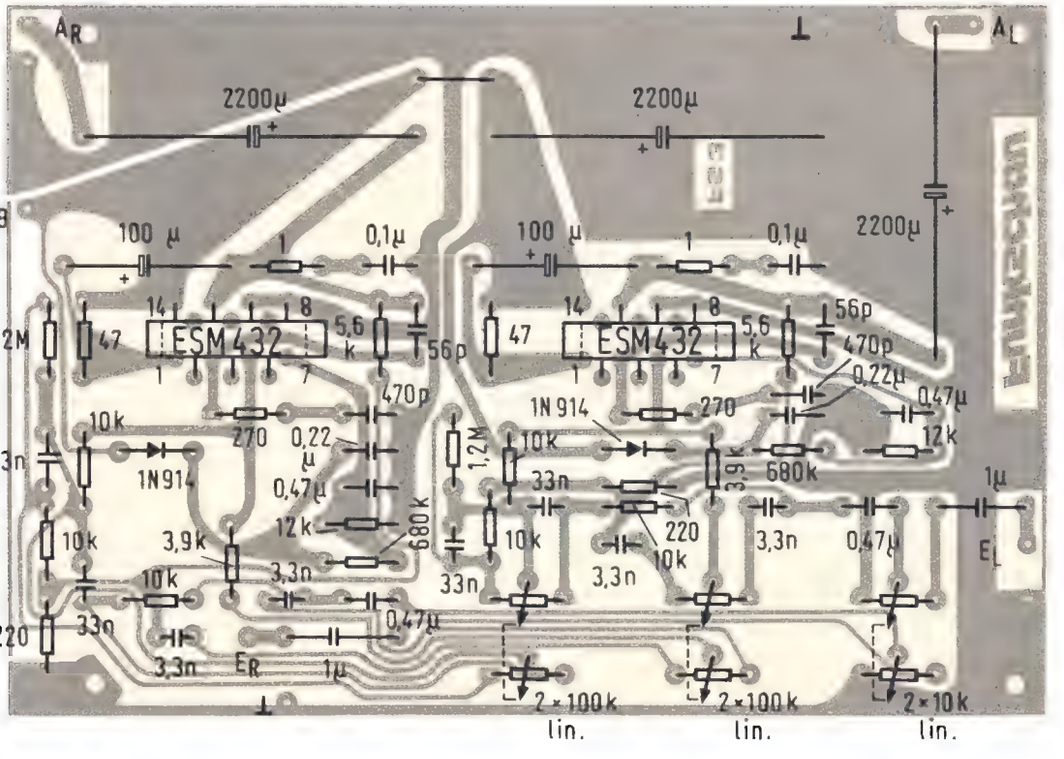


Bild 11. Bestückungsplan des Stereoverstärkers

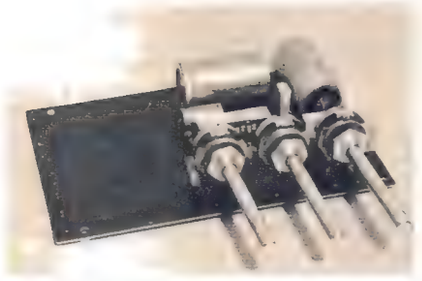


Bild 12. Auf der Platine FS 3 läßt sich ein Monoverstärker...

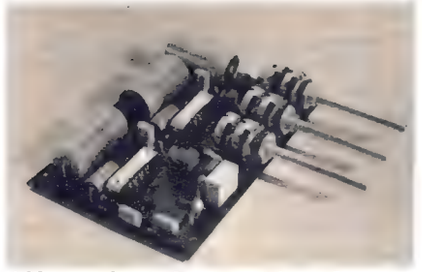


Bild 13. ...oder ein Stereoverstärker aufbauen

Bild 17. Frontansicht des fertigen Gerätes (Aufnahme: Knauft)

mm Stärke nach *Bild 14* abgewinkelt und mit der Rückwand verschraubt wird.

Das Kühlblech ist vor dem Einlöten der IS zu biegen und zu bohren. Dann werden die IS auf die Platine gesteckt und an einem nicht benutzten Anschluß zum Fixieren angelötet (Pin 2,4,6,9,11 oder 13). Die Metalloberfläche der IS wird mit Wärmeleitpaste bestrichen und dann das fertige Kühlblech aufgeschraubt. Damit ist sichergestellt, daß das Blech plan anliegt und eine gute Wärmeabfuhr möglich ist. Erst dann werden die restlichen Anschlüsse der IS mit der Platine verlötet. Zur einfacheren Montage der Platine und Herstellung der Anschlüsse kann danach das Kühlblech wieder entfernt werden, denn eine plane Auflage ist jetzt sichergestellt.

Nachdem die Platine komplett bestückt ist, ist der Verstärker praktisch betriebsbereit, wenn ein geeignetes Netzteil zur Verfügung steht, dem bei 30 V Gleichspannung etwa 4,5 A entnommen werden können. *Bild 15* zeigt dafür einen Schaltungsvorschlag. Der Transformator sollte großzügig dimensioniert werden, wenn die Leistung des Nf-Verstärkers ausgenutzt werden soll. Geeignet ist der Typ NT 4, der zwei Sekundärwicklungen hat, die bei Parallelschaltung mit 4,4 A belastet werden können (Vertrieb: Radio Rim).

Auch beim Netzteil ist auf gute Kühlung des Längstransistors und der Z-Dioden zu achten. Die Referenzspannung zur Basisansteuerung wurde auf zwei Z-Dioden verteilt, damit die zulässige Verlustleistung nicht überschritten wird und eine zweite Versorgungsspannung für weitere Platinen zur Verfügung steht.

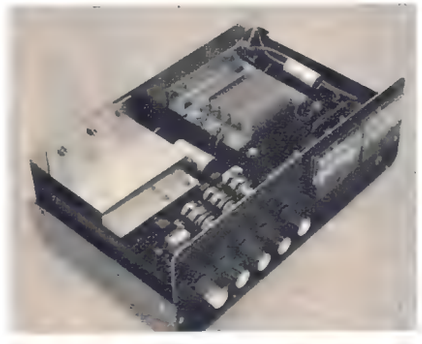


Bild 14. Die Anordnung des Kühlblechs beim Mustergerät

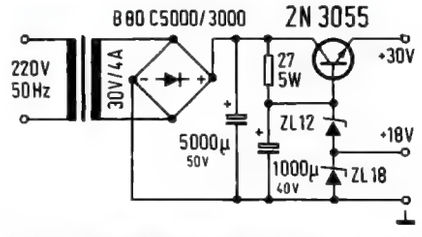


Bild 15. Netzteilvorschlag für die Stereoausführung

Beim Musteraufbau wurde der Transistor elektrisch isoliert auf der Rückwand des Gehäuses angebracht, die Z-Dioden auf passende Kühlkörper (z. B. KL-15-4) geschraubt und mit Stabilit-Expreß ebenfalls elektrisch isoliert, auf den Gehäuseboden geklebt. Das Mustergerät ist in ein Zeissler-Aluminiumgehäuse der Serie 2008 eingebaut. Darin bringt man außer der Verstärkerplatine FS 3 und dem Netzteil noch einen Aussteuerungsverstärker (Platine ELO 17), zwei Mikrofonverstärker (Platine ELO 18) und einen Entzerrerverstärker (z. B. KSB 16) bequem unter (*Bild 16*).

Mikrofon-, Aussteuerungs- und Entzererverstärker werden mit kurzen Abstandsbolzen auf dem Boden befestigt. Darüber findet die Stereo-Verstärkerplatine mit dem Kühlblech Platz. Sie wird so angeordnet, daß die Achsen der Potentiometer durch die Bohrungen in der Frontplatte nach vorne ragen, um die Bedienungsknöpfe anbringen zu können. So ist noch genügend Platz, um links von den drei Potentiometern den zweipoligen Stufenschalter und den Balanceeinsteller unterbringen zu können. Die rechte Seite der Frontplatte ist dann noch frei für die Aussteuerungsanzeige der beiden Kanäle. Als Anzeigeinstrumente eignen sich alle Drehspulinstrumente für 100 µA...1 mA. Der Innenwiderstand kann zwischen 150 Ω und 2000 Ω liegen. Weiter sind auf der Frontplatte noch der Netzschalter mit einer Kontrollampe und der Mono-Schalter untergebracht (*Bild 17*).

Den Aufbau des Mustergerätes zeigt die Blockschaltung in *Bild 18*. Der Einfachheit halber ist nur ein Kanal dargestellt. Da zur

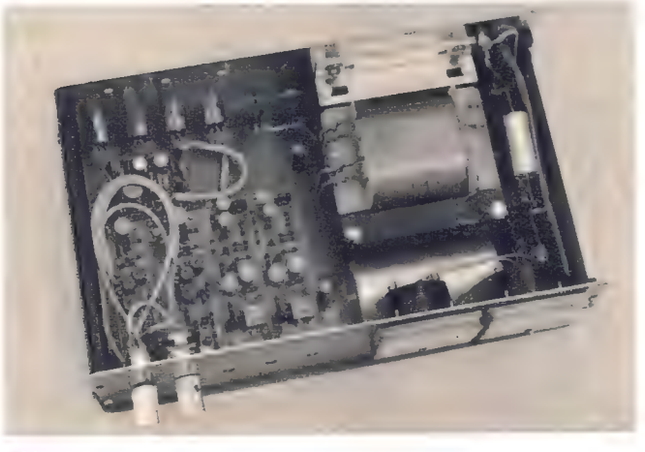


Bild 16. Die Vorverstärker

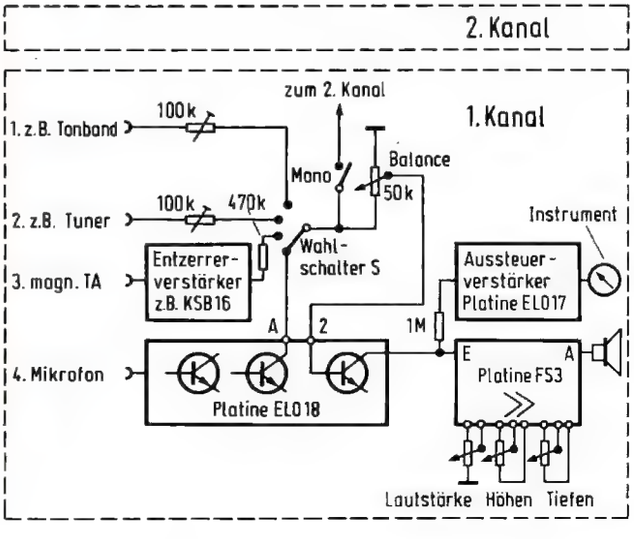


Bild 18. ▶
Blockschaltung als Vorschlag für einen kompletten Hi-Fi-Stereoverstärker

Ansteuerung des Verstärkers eine Signalspannung von 1 V erforderlich ist, dient die dritte Stufe des Mikrofonverstärkers für alle Eingänge als Zwischenverstärker. Werden die Eingänge 1 und 2 für Tuner und Tonband benutzt, können die 100-kΩ-Trimmer entfallen. Sie sind für den Anschluß hochohmiger Signalquellen gedacht.

Als Balance-Einsteller dient ebenfalls ein Tandempotentiometer, wobei zu beachten ist, daß beide Widerstände gegenläufig angeschlossen werden müssen. Wenn der eine Mittenabgriff an der vollen Signalspannung liegt, muß der andere an Masse liegen. Der Monoschalter ist bei Stereobetrieb geöffnet, bei Mono schließt er beide Signalspannungen kurz.

Die Versorgungsspannung für die Platine ELO 18 und für die IS ESM 432 N beträgt 30 V, um eine genügend hohe Verstärkung zu erreichen. Die Daten und Spannungen der anderen verwendbaren IS sind in der *Tabelle* . angeführt.

Der Unterschied zwischen ESM 432 N, ESM 532 N und ESM 632 N ist nur durch die max. Betriebsspannung gegeben. Die IS ESM 532 N liefert trotz höherer Betriebsspannung keine größere Ausgangsleistung, da bei einem Lastwiderstand von 4 Ω an 28 V die interne Strombegrenzung einsetzt. Diese IS ist daher besonders für den Betrieb mit weichem, also unstabilisiertem Netzteil geeignet.

Die IS ESM 632 N mit $U_{B\,max}$ = 26 V stellt eine preiswerte Alternative für den Hoby-Elektroniker dar, dem eine max. Ausgangsleistung von 18 W ausreicht.

Für alle signalführenden Verbindungen sind abgeschirmte Leitungen zu verwenden, wobei die Abschirmung jeweils nur an einer Seite auf Masse gelegt wird, um Brummschleifen zu vermeiden. Außerdem hat sich gezeigt, daß zur Brummunterdrückung die Gehäuse der Potentiometer leitend mit Masse verbunden werden müssen. *Tabelle 2* nennt die im Stereoverstärker verwendeten Bauteile.

Die zusätzlich zu dem Leistungsverstärker verwendeten Platinen wurden in den Heften der Schwesterzeitschrift ELO 2/75 und 1...3/76 ausführlich beschrieben. Die Platine FS 3 ist Anfang September lieferbar.

Tabelle 2. Stückliste für den integrierten Nf-Leistungsverstärker

1 Platine FS 3
2 ESM 432 N
2 Dioden 1N914, 1N4148, BAY 61 o.ä.
1 Tandempotentiometer 10 kΩ log.
2 Tandempotentiometer 100 kΩ lin.

Kondensatoren:	Widerstände 1/10 W:
2 56 pF	2 220 Ω
2 470 pF	2 270 Ω
4 3,3 nF	2 3,9 kΩ
4 33 nF	2 5,6 kΩ
2 0,1 µF	6 10 kΩ
2 0,22 µF	2 12 kΩ
4 0,47 µF	2 680 kΩ
2 1µF	2 1,2 MΩ
Elkos:	Widerstände 1/2 W:
2 100 µF/40 V	2 1 Ω
3 2200 µF/40 V	2 47 Ω

Tabelle 1. Kenndaten der Verstärker

	ESM 632	ESM 432	ESM 532
Betriebsspannung U_B	9...26 V	9...30 V	9...36 V
max. Ausgangsleistung $P_{o\,(eff)}$ mit R_L = 4 Ω, THD ≦ 10 %)	18 W (U_B = 24 V)	26 W (U_B = 28 V)	26 W (U_B = 28 V)
max. Sinusausgangsleistung $P_{o\,(sinus)}$ mit R_L = 4 Ω; THD ≦ 0,5 %, f = 1 kHz)	14 W	20 W	20 W
Leistungsbandbreite bei $P_{o(sinus)}$ = 10 W und A_u = 30 dB, THD ≦ 1 %	B_P = 20 Hz...30 kHz		
Intermodulation a) statisch nach DIN 45503 Bl. 4	IMD ≦ 0,2 %		
b) transient nach 53. AES Rep. (mit 30 kHz Eingangsfilter)	TID ≦ 0,5 %		
Klirrgrad $P_{o(sinus)}$ = 15 W, f = 1 kHz)	THD ≦ 0,1 % typ.		
Ruhestrom: I_{OR}	10 mA typ.		
Eingangsstrom: $I_{(7,5)}$	20 nA typ.		
Ausgangsstrom: $I_{o\,max\,(12)}$	7 A_{ss} typ.		
Minimaler Lastwiderstand: $R_{L\,min}$	2 Ω		

Ernst Gramberg

Integrierte Spannungsregler mit variabler Ausgangsspannung

Stabilisierte Netzgeräte mit integrierten Drei-Punkt-Spannungsreglern zeichnen sich durch Preiswürdigkeit und einfachen Aufbau aus. Darüberhinaus sind gute Brummunterdrückung, Strombegrenzung und Kurzschlußfestigkeit weitere angenehme Zutaten. Die Ausgangsspannung ist allerdings fest vorgegeben und hängt von der verwendeten IS ab.

Soll die Ausgangsspannung dennoch variabel sein, so muß das Potential des Bezugspunktes mit einer Hilfsgleichspannung verschoben werden. Die Auswirkungen dieser Maßnahme sollen im folgenden untersucht werden (*Bild 1*).

1. Beträgt U_{30} = 0 V, das bedeutet Punkt 3 ist direkt mit Masse verbunden, so ist U_{aus} gleich der fest vorgegebenen Spannung U_{23}.
2. Ist U_{30} positiv, so erhöht sich U_{aus} um den Betrag der Spannung U_{30}. $U_{aus} = U_{23} + U_{30}$.
3. Ist U_{30} negativ, so vermindert sich U_{aus} um den Betrag der Spannung U_{30}. Sind im Extremfall U_{30} und U_{23} entgegengesetzt gleich groß, so ist U_{aus} = 0 V. $U_{aus} = U_{23} - U_{30}$.

Im Fall 2 und 3 sieht man, daß die Stabilität der Ausgangsspannung von der Stabilität der Spannung U_{30} abhängt. Für Fall 2 wird eine bekannte Schaltung angegeben, mit der die Ausgangsspannung des Reglers von seinem vorgegebenen Wert aus erhöht werden kann. Die Erhöhung der Ausgangsspannung hängt vom Verhältnis R_1/R_2 ab (*Bild 2*). Für Fall 3 ist eine zusätzliche negative Spannungsquelle erforderlich (*Bild 3*).

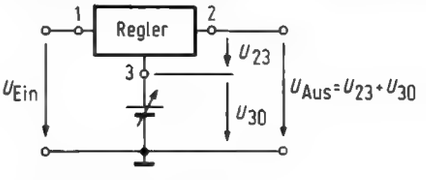
Um die Stabilität der Ausgangsspannung zu erhalten, wird die Hilfsspannung ebenfalls mit einem Regler geringer Leistung konstant gehalten.

Unter Verwendung der oben angegebenen Bauelemente wurden folgende Werte gemessen:

U_{aus} = 0...15 V
U_{aus} = 15 V I_{max} = 1,8 A
U_{aus} = 10 V I_{max} = 1,2 A
U_{aus} = 5 V I_{max} = 0,7 A

Es soll nicht verschwiegen werden, daß die beschriebenen Maßnahmen die Stabilität der Ausgangsspannung geringfügig verschlechtern, jedoch dürfte dies für viele Anwendungsfälle ohne Bedeutung sein. Selbstverständlich läßt sich die Schaltung von Bild 3 auch für andere Reglerspannungen sinngemäß abgewandelt verwenden.

Literatur:
FUNKSCHAU H. 4/73, S. 119-121



▲ Bild 1. Grundschaltung

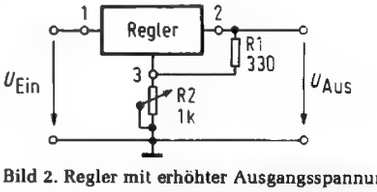


Bild 2. Regler mit erhöhter Ausgangsspannung

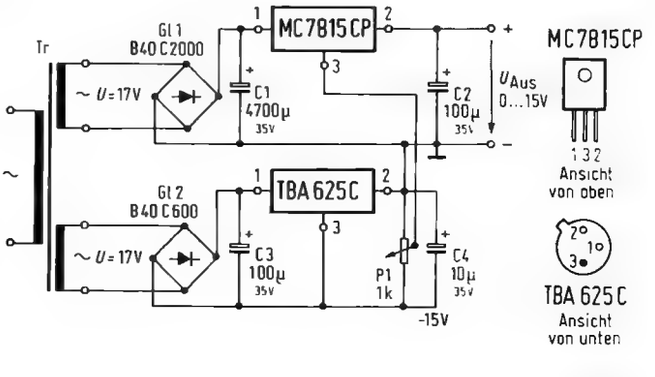


Bild 3. ▶ Regler mit verminderter Ausgangsspannung

Jürgen Pfennig

Digital-Thermometer

1. Teil

Digitale Meßinstrumente haben den unbestreitbaren Vorteil der besseren Ablesbarkeit gegenüber analogen Instrumenten. Dies ist bei einem digital anzeigenden Thermometer besonders auffällig, da sich die übliche Quecksilbersäule recht schwer ablesen läßt.

Ein Nachteil digitaler Meßgeräte ist allerdings der in den meisten Fällen benötigte Schaltungsaufwand. Er ist sehr eng an die Genauigkeitsanforderungen für das Meßgerät gebunden. Durch eine sorgfältige Schaltungsauslegung entstand das nachfolgend beschriebene Digitalthermometer, dessen Betriebsdaten allen Anforderungen an ein Haushaltsthermometer bei relativ geringem Schaltungsaufwand gerecht werden.

Das Gerät ist sehr klein aufgebaut und kann daher innerhalb eines Wohnraumes unauffällig an günstiger Stelle angebracht werden. Da es ohne Mehraufwand möglich ist, einen zweiten Meßfühler anzuschließen, kann die Schaltung beispielsweise zur Messung von Innen- und Außentemperaturen benutzt werden. In unserer Klimazone werden die Temperaturen –10°C und +40°C nur selten überschritten. Diese Temperaturen bilden daher sehr sinnvolle Grenzen für den Meßbereich.

Beschreibung der Meßschaltung

Zur Gewinnung des Temperaturmeßwertes wird die Temperaturabhängigkeit der Durchlaßspannung von Siliziumdioden herangezogen. Der über einen sehr großen Bereich lineare Temperaturkoeffizient beträgt typisch –2mV/°C. Durch die Serienschaltung von sechs Dioden wird ein Temperaturaufnehmer mit sehr guten Linearitätseigenschaften bei großer Empfindlichkeit realisiert. Die mittels der Dioden gewonnene temperaturabhängige Spannung muß nun von einem A/D-Wandler in digital zu verarbeitende Impulse umgesetzt werden.

Da sich die Celsiusskala über positive und negative Temperaturwerte erstreckt, muß der A/D-Wandler eine Umrechnung der nur in einer Richtung anwachsenden Meßfunktion in die dem Betrage nach in zwei Richtungen wachsende Celsiusskala besorgen und zusätzlich noch ein Steuersignal für die Vorzeichenanzeige liefern.

Eine der wichtigsten Forderungen bei der Entwicklung des A/D-Wandlers war die der äußersten Einfachheit. So besteht die fertige Schaltung des Wandlers auch nur aus zwei integrierten Monoflops von Typ 74121 N und einigen Gattern. Die A/D-Wandlung erfolgt über die Änderung der Zykluszeit eines der Monoflops. Die Zykluszeit des SN 74121 N ist im Normalfall durch die Gleichung $t = R \cdot C \cdot 0{,}69$ bestimmt (*Bild 1*). Dies gilt aber nur, solange R an der Betriebsspannung der IS, Vcc, liegt; also gilt: $U_1 = U_2$. Wird nun beispielsweise U_2 durch die temperaturabhängige Meßspannung verändert, so überträgt sich diese Änderung auf die Zykluszeit des Monoflops.

Um nun verfolgen zu können, wie die Änderung der Zykluszeit in einen Anzeigewert umgewandelt wird, betrachten wir uns die Gesamtschaltung. Die beschriebene A/D-Wandlung wird von IS 2 vorgenommen. Bei fallender Temperatur der Meßdioden sinkt seine Zykluszeit, bei steigender Temperatur verlängert sie sich. Somit sind Temperatur und Zykluszeit einander proportional.

Die Anzeige wird aus dem Vergleich der Zykluszeiten der beiden Monoflops IS 1 und IS 2 abgeleitet. Die Schaltung ist so abzugleichen, daß beide Monoflops bei einer Meßtemperatur von 0 °Celsius die gleiche Zykluszeit haben. Die Gatter N 1 und N 2 steuern einen Oszillator derart (*Bild 2*), daß dieser immer dann Impulse abgibt, wenn beide Monoflops unterschiedliche Schaltzustände einnehmen. Die Wirkungsweise dieser Schaltung läßt sich leicht aus dem Impulsdiagramm (*Bild 3*) ersehen. Die Funktionsweise der aus den Bauteilen Trigger Tr 2, R 5, P 1 und C 5 bestehenden Oszillatorschaltung dürfte bekannt sein, so daß auf eine Beschreibung verzichtet werden kann.

Die etwas eigenwillige Steuerung des Oszillators über N 1 und N 2 ermöglicht auf einfache Art und Weise, daß die Zählfrequenz mit der Meßzeit synchronisiert ist und daß der erste Impuls des Oszillators die gleiche Länge wie alle nachfolgenden Impulse hat. Die Synchronisierung verhindert das von Digitalzählern her bekannte Schwanken der Anzeige um ein Digit. Die gleiche Länge aller Impulse muß sichergestellt werden, da

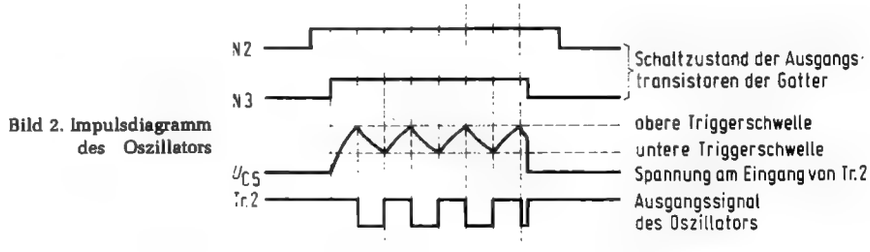


Bild 2. Impulsdiagramm des Oszillators

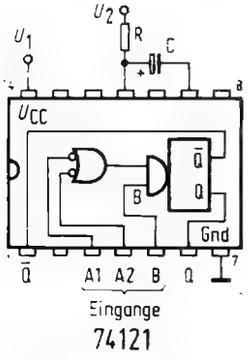


Bild 1. Beschaltung des Monoflops

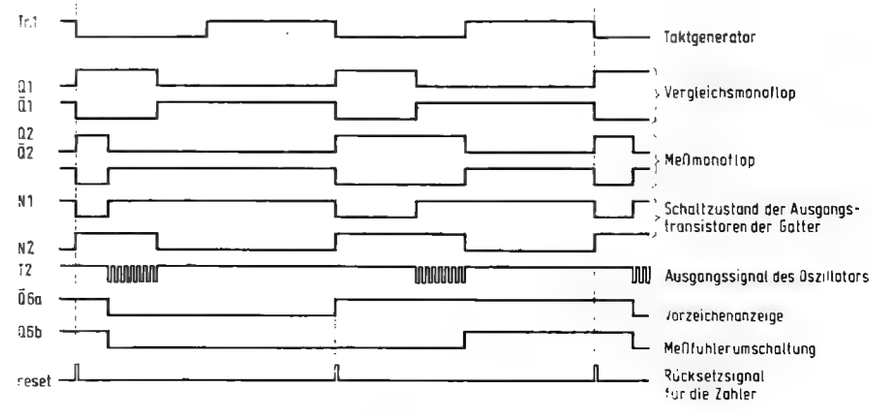


Bild 3. ▶ Impulsdiagramm Der Thermometersteuerung

bei der Messung von kleinen Temperaturen um 0 °C sonst ein leicht verfälschter Wert angezeigt würde.

Da die Impulse des Oszillators direkt zum Zähler gelangen, ist der Zählerstand abhängig von der Differenz der Zykluszeiten von IS 1 und IS 2 und somit dem Betrag nach proportional der Meßtemperatur in °C. Mit dem Trimmer P 1 kann die Frequenz des Oszillators so verstellt werden, daß der Zählerstand genau die gemessene Temperatur in °C angibt.

Die Messung wird von einem Impulsgenerator eingeleitet, der aus dem Gatter Tr 1 und einem zusätzlichen als Impedanzwandler geschalteten Transistor besteht. T 1 vergrößert den Eingangswiderstand des Gatters und ermöglicht somit die Verwendung eines Kondensators kleiner Kapazität für C 1. C 1 hat dementsprechend geringe Abmessungen und spart somit Platz auf der Platine.

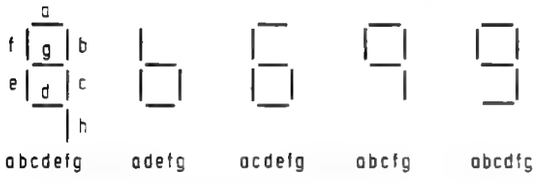


Bild 4. Die Anzeigesegmente

Die Impulse von Tr 1 triggern bei jeder Nullflanke die Monoflops IS 1 und IS 2 und setzen über C 2 und N 3 den Zähler auf Null zurück. C 2 begrenzt die Dauer des Reset-Impulses auf einige Mikrosekunden. Der Widerstand R 4 ist notwendig, um C 2 sicher zu entladen.

Zähler und Anzeige

Die Anzeige des Zählers erfolgt dreistellig, davon zwei Stellen vor dem Komma. Die Messung und Anzeige der Temperatur erfolgen mit einer Auflösung von 0,5 °C. D. h., die Kommastelle zeigt nur die Ziffern Null und Fünf an. Zusammen mit der Zehnerstelle, die ebenfalls nur die Ziffern 1...3 anzeigt, ergibt sich die Möglichkeit, Zähler und Dekoder sehr zu vereinfachen. Ein Pufferspeicher ist nicht nötig, da die Zykluszeit der den Zähler steuernden Monoflops nur eine Millisekunde dauert. Die Anzeige erfolgt mit Sieben-Segment-Minitrons.

Wegen der geringen Zahl der Anzeigenschritte werden für den Zähler nur zwei IS gebraucht. Dies sind IS 3 und IS 4, wobei IS 4 eine Doppelfunktion übernimmt. Der A-Teiler von IS 4 zählt die 0,5-Grad-Schritte, während die restlichen Teiler die Zehnerschritte der ersten Stelle zählen. Der Ausgang des A-Teilers ist mit dem A-Eingang des Zehnerzählers 7490 verbunden. Der Ausgang des Zehnerzählers ist mit dem B-Eingang von IS 4 verbunden, die nun in ihrer zweiten Funktion das Zählen der Zehnerschritte besorgt.

Die Dekodierung der Einerstelle erfolgt durch einen Dekoder-Treiber vom Typ 7447. Diese IS hat allerdings den Schönheitsfehler, bei Anzeige der Ziffern 6 und 9 schlecht lesbare Zeichen zu erzeugen (*Bild 4*). Abhilfe schaffen hier zwei Inverter, die bei Anzeige einer 6 das Segment A und bei Anzeige einer 9 das Segment D zusätzlich aufleuchten lassen. I 3 und I 4 sind Gatter eines Sechsfach-

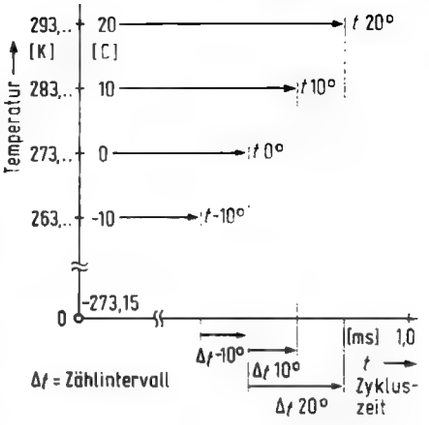


Bild 5. Zykluszeiten von IS 2 bei verschiedenen Temperaturen

Inverters vom Typ 7405. Sie bilden zusammen mit den Ausgängen des Dekoders Wired-Or-Gatter. Die Wirkungsweise dieser Schaltung läßt sich anhand der Wahrheitstafel (*Tabelle 1*) leicht erkennen.

Zur Steuerung der Kommastelle sind nur zwei Inverter nötig. Sie decodieren das Steuersignal zur Anzeige der Ziffern 0 und 5. Anhand der Tabelle ist zu erkennen, daß die Segmente A, C, D und F sowohl bei der Anzeige einer 0 als auch bei der Anzeige einer 5 aufleuchten. Da nur diese beiden Ziffern angezeigt werden sollen, können diese Glühfäden ständig an der Betriebsspannung liegen. Bei Anzeige einer Null leuchten nur noch die Segmente B und E, bei Anzeige einer Fünf das Segment G zusätzlich auf.

Die Logik zur Anzeige der Zehnerschritte läßt sich ebenfalls anhand der Tabelle erkennen. Die Logik, bestehend aus N 4, I 1, I 2 und D 1...4 dient zur Darstellung der Ziffern 1...3. Die Ziffer Null wird nicht angezeigt. Durch die Unterdrückung der Null ist die Zehnerstelle zwischen 0 °C und 9,5 °C frei und kann somit zur Anzeige des Minuszeichens verwendet werden.

Das Steuersignal für das Minuszeichen gelangt über D 4 zum Segment G. Um die Schaltung zu vereinfachen, wurden die Und-Gatter zur Ansteuerung der Segmente B und G mit diskreten Dioden realisiert. Um Helligkeitsunterschiede zwischen den leuchtenden Segmenten zu vermeiden, sollten für D 1...4 wegen der geringeren Durchlaßspannung Germaniumdioden verwendet werden.

Neben dem Dezimalpunkt des zweiten Minitrons, der zur Darstellung des Kommas dient, wird der Dezimalpunkt der Zehntel-Grad-Stelle zur Anzeige der Meßstelle benutzt. Der Dezimalpunkt leuchtet jeweils bei der Anzeige des ersten Meßwertes auf.

Durch die Zusammenfassung der Anzeigenfunktionen ist das Thermometer mit einer sehr kompakten Anzeige ausgestattet

Tabelle 1. Ansteuerung der Minitrons

Dezimal	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	
Binär / Segment	LLLL	LLLH	LLHL	LLHH	LHLL	LHLH	LHHL	LHHH	HLLL	HLLH	
a	L	H	L	L	H	L	H	L	L	L	Ausgangspegel des Dekoders SN 7447 AN
b	L	L	L	L	L	H	H	L	L	L	
c	L	L	H	L	L	L	L	L	L	L	
d	L	H	L	L	H	L	L	H	L	H	
e	L	H	L	H	H	H	L	H	L	H	
f	L	H	H	H	L	L	L	H	L	L	
g	H	H	L	L	L	L	L	H	L	L	
a	H	H	L	L	H	H	L	L	H	H	Ausgangspegel der Inverter
d	H	H	H	H	H	H	H	H	L	L	

worden. Das hat sich am Mustergerät als besonders günstig erwiesen.

Die Vorzeichenanzeige

Zum besseren Verständnis der Wirkungsweise der Vorzeichenanzeige betrachten wir die Funktionsweise des A/D-Wandlers nochmals genauer. In *Bild 5* sind die Zykluszeiten von IS 2 für drei verschiedene Temperaturen des Meßfühlers eingetragen. Die Zykluszeit von IS 2 wächst mit der Temperatur. Die Zykluszeit von IS 1 bleibt konstant. Bei einer Temperatur von 0 °C sind beide Zykluszeiten gleich. Bei höheren Temperaturen ist die Zykluszeit von IS 2 länger und unterhalb von 0 °C kürzer als die des Vergleichsmonoflops IS 1. Dieser Unterschied wird zur Gewinnung des Vorzeichensignals ausgenutzt.

In der ausgeführten Schaltung (*Bild 6*) erscheint das Vorzeichensignal am $\overline{Q}$-Ausgang des a-Flipflops von IS 6. Durch einen oder mehrere Impulse des Generators Tr 2, der mit dem clock-Eingang des Flipflops verbunden ist, wird der Ausgang Q des Flipflops in die Schaltstellung „H" gebracht. Erreicht wird dies durch den nach „L" geschalteten Vorwahleingang K. Dabei schaltet der erste clock-Impuls das Flipflop um, während alle weiteren Impulse ohne Einfluß bleiben. Die Voraussetzung für diesen Schritt ist allerdings, daß der reset-Eingang den Zustand H einnimmt. Dies ist immer dann der Fall, wenn der Zyklus von IS 1 noch nicht beendet ist und IS 2 schon in den Ruhezustand zurückgefallen ist. Wenn nun auch noch IS 1 in den Ruhezustand zurückfällt, gibt Tr 2 aber keine Impulse mehr ab. Der $\overline{Q}$-Ausgang des Flipflops kann also nur dann auf L schalten, wenn IS 2 vor IS 1 in den Ruhezustand zurückkehrt. Und das ist immer dann der Fall, wenn die gemessene Temperatur unter 0 °C liegt.

Die Meßspannungserzeugung

Durch die Innenschaltung der 74121 im A/D-Wandler ist dessen Steuerspannung (U 2 in Bild 1) auf einen Bereich von 4...5 V festgelegt. Dies ist recht günstig, da sich für die Durchlaßspannung der in Serie geschalteten Meßdioden ein Wert von 6 x 0,7 V = 4,2 V ergibt. Daher kann der Spannungsabfall an den Dioden direkt zur Steuerung der IS verwendet werden. In der Schaltung liegen die Temperaturfühler über R 7 bzw. R 10 und R 11 an einer Spannung von etwa 7 V. Die Widerstände R 7 und R 10 bilden mit R 8, R 9 und P 2 Spannungsteiler, mit denen kleine Bauteiltoleranzen bei Widerständen und Dioden gegeneinander ausgeglichen werden können.

Die Umschaltung zwischen den beiden Temperaturfühlern erfolgt mittels T 2 und T 3. Die Ansteuerung der Transistoren erfolgt durch das b-Flipflop von IS 6. Somit leitet jeweils einer der beiden Transistoren und schaltet den zugehörigen Meßfühler katodenseitig auf eine höhere Spannung. Der verbleibende Meßfühler übernimmt nun den gesamten Meßstrom. Das Flipflop erhält am Ende jeder Meßperiode einen Umschaltimpuls von IS 2, der dafür sorgt, daß beide Meßwerte abwechselnd angezeigt werden.

Da die Dioden einen ohmschen Sperrschichtwiderstand von zusammen etwa 20 Ω aufweisen, muß der Meßstrom bei konstanter Meßtemperatur ebenfalls konstant sein. Dies zwingt zu einer sehr guten Stabilisierung der Spannung, an der R 11 liegt. Eine Spannung der erforderlichen Stabilität steht am Referenzspannungsausgang der im Netzteil verwendeten IS 723 zur Verfügung.

(Schluß folgt)

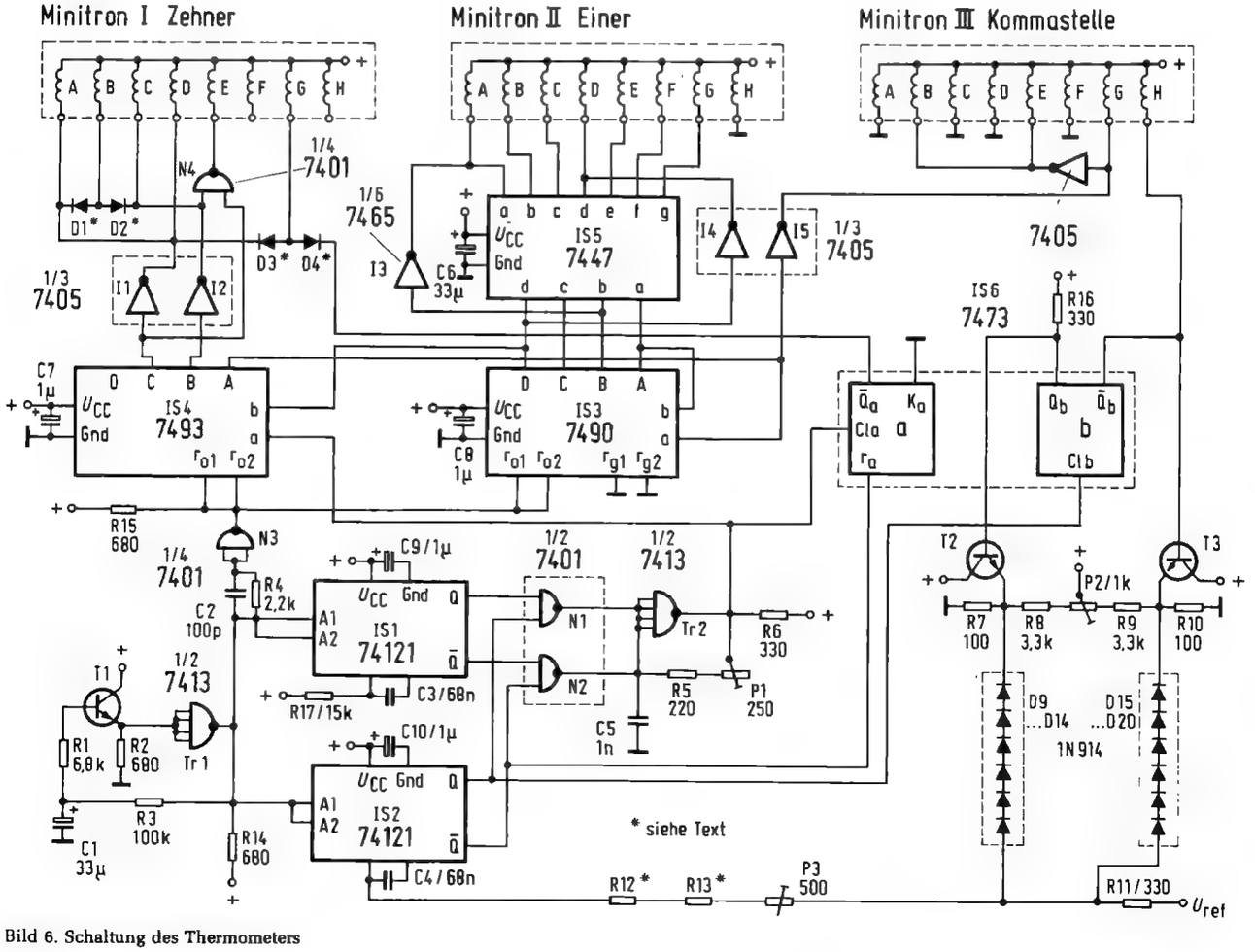


Bild 6. Schaltung des Thermometers

Peter Stolzenberg – DC 9 XD

UKW- und UHF-Endstufen für Amateursender

3. Teil

Im vorliegenden dritten und letzten Teil beschreibt der Autor den Aufbau und die Zusammenschaltung der UHF-Amateurendstufen. Außerdem gibt er Hinweise zur Signalumsetzung von 2 m auf 70 cm.

UHF-Endstufen in Modulbauweise für Amateursender im 70-cm-Band

Funktion und Betrieb

Die günstigen Eigenschaften sind bei der niedrigen mittleren Ansteuerung – jeweils nur 50 mW bei 12 ... 15 V Speisespannung und einer zusätzlichen Oberwellendämpfung von 20 dB (je Modul, f den Träger bezogen) – klar ersichtlich. Durch zusätzliche Selektionsmittel vor dem Eingang bzw. am Ausgang kann die Oberwellendämpfung noch wesentlich erhöht werden. Es besteht auch die Möglichkeit, mit einem 2-m-1-W-Funkgerät (quarzstabil oder variabel) mit Hilfe eines kleinen, aber selektiven Varaktorverdreifachers und zusätzlichen Saugkreisen in Verbindung mit den genannten UHF-Endstufen unter anderem 70-cm-Relaisbetrieb zu machen. Natürlich kann das 70-cm-Signal auch auf andere Art zur Ansteuerung der Endstufen aufbereitet werden.

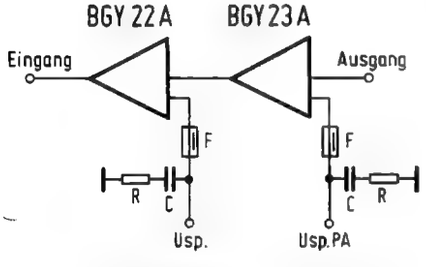


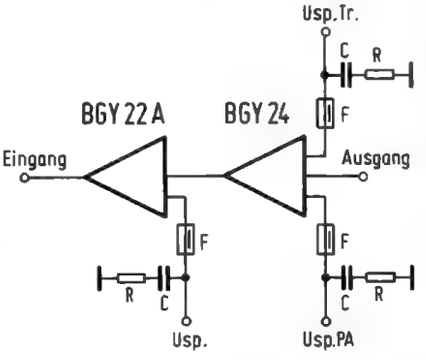
Bild 17. Blockschaltung der 10-W-UHF-Endstufe

Bild 18. ▶
Blockschaltung der 20-W-UHF-Endstufe

Bei den UHF-Endstufen in der vorliegenden Form bedarf es *keiner* Abstimmung. Die Ansteuerleistung sollte von 50 mW nicht wesentlich abweichen.

Schaltung

Wegen der Integration der sonst üblichen diskreten Bauelemente in den einzelnen Moduln sind bis auf die Entkopplungsbauelemente für die Speisespannung keine weiteren erforderlich (*Bild 17* und *18*). Das zu verstärkende 70-cm-Signal gelangt zunächst mit einer mittleren Leistung von 50 mW zum Eingang des Moduls I (BGY 22 A), an dessen Ausgang genügend Leistung zur Verfügung steht, um den Modul II (BGY 23 A oder BGY 24) ausreichend anzusteuern. Die Moduln II geben als Endstufe dann am Ausgang entweder max. 10 W oder 20 W ab, und zwar an 50 Ω. Der Modul BGY 22 A wird in beiden Schaltungsvarianten zur Ansteuerung verwendet. Die technischen Daten der UHF-Endstufen sind in *Tabelle 9* zusammengestellt.



Da die Moduln im B-Betrieb arbeiten, ist hier nur FM- oder CW-Betrieb möglich.

Aufbau und Inbetriebnahme

Die Moduln werden durch die jeweiligen Platinen nach *Bild 19* und *20* von unten her mit zunächst nach oben abgewinkelten Anschlußterminals hindurchgesteckt. Dies setzt voraus, daß die erforderlichen Quadratlöcher mit 16 mm

Tabelle 9. Technische Daten der UHF-Endstufen

BGY 22 A (Valvo)

Usp.	PL	PS
12,5 V	2,5 W	50 mW
(13,5 V)	(3,8 W)	(100 mW)

20 dB Oberwellendämpfung, bezogen auf Träger

BGY 23 A (Valvo)

Usp.	PL	PS
12,5 V	7 W	2,5 W
(13,5 V)	(9 W)	(3 W)

20 dB Oberwellendämpfung, bezogen auf Träger

BGY 24 (Valvo)

Usp.	PL	PS
13,5 V	17 W (21)	2,5 W
(15,5 V max.)	(25 W)	(2,5 W)

20 dB Oberwellendämpfung, bezogen auf Träger
ϑ_K=25 °C
Kühlkörper: 1,3 grd/W (SK Ø8 — 14.296.43)
(Kühlkörper geeignet für beide Schaltvorschläge)

Betriebsspannungsbereich:	12 bis 15 V (Minus-Pol an Masse)
Frequenzbereich:	430 bis 440 MHz
Ein- und Ausgang:	50 Ω
Temperaturbereich:	— 30 °C bis + 60 °C
Gesamtstromaufnahme bei Vollaussteuerung:	BGY 22 A — BGY 23 A = ca. 2,5 A
Gesamtstromaufnahme bei Vollaussteuerung:	BGY 22 A — BGY 24 = ca. 4,5 A

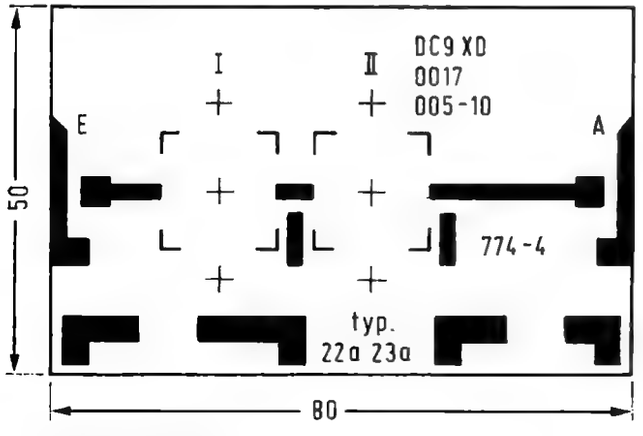


Bild 19. Platine zu Bild 17

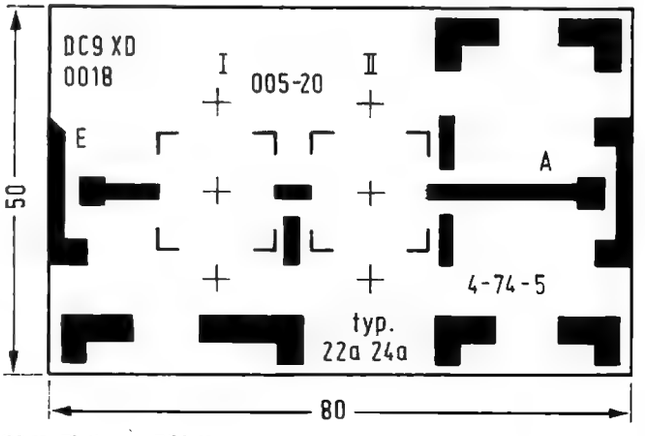


Bild 20. Platine zu Bild 18

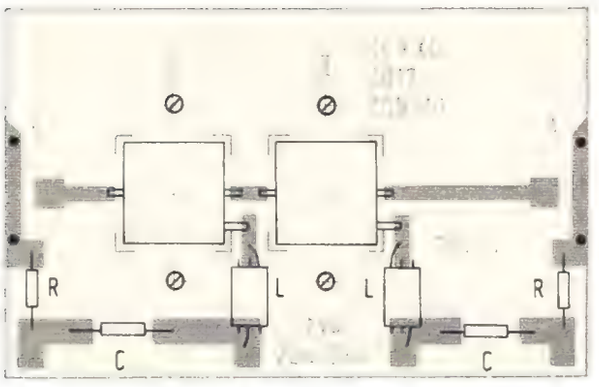


Bild 21. Bestückungsplan zu Bild 17 und 19

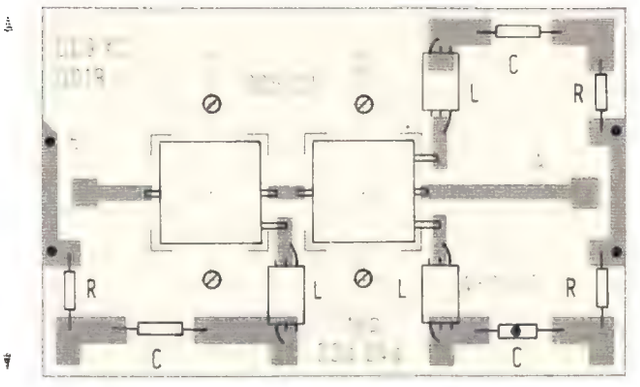


Bild 22. Bestückungsplan zu Bild 18 und 20

Kantenlänge gemacht worden sind. Die Befestigung der Moduln und somit der Platine erfolgt mit M 3-Schrauben direkt auf dem Kühlkörper unter Verwendung von Wärmeableitpaste. Die erforderlichen Bohrungen sind jeweils außerhalb oben und unten als „+" markiert (⌀ 3,5 mm). Anschließend sind die Anschlüsse der Moduln in Richtung Leiterbahnen zurückzubiegen und zu verlöten. Hierbei ist auf mechanisch spannungsfreie Verarbeitung zu achten. Die übrige Bestückung gemäß *Bild 21* und *22* ist unkritisch. Ein entsprechend dichtes Gehäuse ist zu fertigen, das an dem Kühlkörper befestigt werden kann. Bei gleichzeitiger Verwendung eines Varaktorverdreifachers kann dieser ebenfalls mit in das Gehäuse unter Einfügen einer Abschirmwand einbezogen werden, ebenso die erforderlichen Koaxialrelais. Eine Sicherung gegen Überlastung, Falschpolung und Überspannung (ca. 17 V) ist zweckmäßigerweise vorzusehen.

Nach genauer Bestimmung der Ansteuerleistung (30 bis 100 mW) kann die Speisespannung an die Anschlußpunkte, das Steuersignal an den Eingang sowie eine 50-Ω-Last an den Ausgang gelegt werden. Die Ausgangsleistung kann mit einem Abschlußwattmeter (Götting, Röddensen) oder einem Durchgangswattmeter in Verbindung mit der Antenne bzw. einem geeigneten künstlichen Abschlußwiderstand gemessen werden. Eine evtl. erforderliche Reduzierung der Ausgangsleistung kann durch Regelung der Speisespannung des jeweiligen Endstufenmoduls erreicht werden, da die Speisespannungspunkte auf der Platine getrennt – also mit Leiterbahnen *nicht* verbunden – sind. Ein mit diesen Moduln aufgebauter Verstärker von Valvo ist in *Bild 23* dargestellt.

Ein Abgleich in herkömmlicher Weise ist bei den Endstufen nicht erforderlich!

Vorschlag X

Ansteuerung der Moduln BGY 22 A und BGY 23 A durch ein auf 70 cm aufbereitetes Signal gemäß Bild 17.

Vorschlag Y

Hier werden ebenfalls die Moduln BGY 22 A und BGY 24 durch ein auf 70 cm aufbereitetes Signal nach Bild 18 angesteuert.

Tabelle 10. Bauteile der UHF-Endstufen

BGY 22 A — BGY 23 A oder
BGY 22 A — BGY 24

L =	FXC-Drossel Valvo 4312 020 36640	(9.520.02)
R =	10-Ω-Kohleschichtwiderstand	(9.700)
C =	33-nF-Folienkondensator	(8.966.20)

(Anzahl siehe Schaltung)

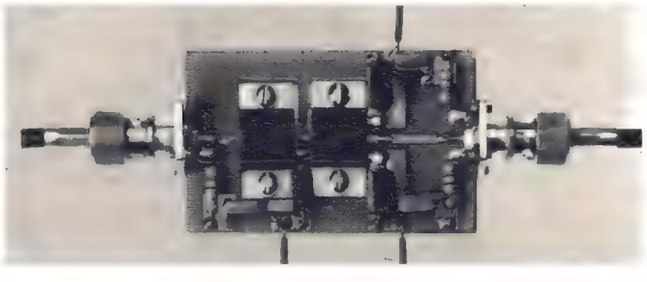


Bild 23. Valvo-Breitband-Modul-Verstärker

Vorschlag Z

Unter Hinweis auf die Vorschläge X und Y findet die Ansteuerung mittels Varaktordiode und 2-m-1-W-Funkgerät statt (Frequenzverdreifachung). Es wird hierbei auf die Nachbaumöglichkeit in RPB 174, Seite 54 und folgende, hingewiesen. Unter Berücksichtigung zusätzlicher sekundärer 2-m-Saugkreise wird das 2-m-Restsignal bei ausreichender Abschirmung und Dichtigkeit des Gehäuses erheblich unterdrückt. Die entsprechend erforderlichen Platinen sind in dem genannten Radiopraktiker-Band im Maßstab 1:1 abgebildet und können – falls erforderlich – mit den beschriebenen UHF-Endstufen auf eine Gesamtplatine gebracht werden (kritisch wegen 2-m-Restsignaldämpfung).

Hilfsmittel

Als erforderliche Empfangskonver' kommen solche in Frage, die den 70-cm-Bereich entweder ins 2-m- oder 10-m-Band umsetzen. Abgesehen von Eigenbaukonvertern (RPB 174, Seite 78 und folgende) können auch die fertigen Empfangskonverter MRK-2 (R) und MRK-10 (R) von Richter & Co., Hannover, empfohlen werden, die ebenfalls in die genannten Bereiche umsetzen.

Bauteile zu den UHF-Endstufen

Die entsprechenden Moduln von Valvo sowie die sonstigen Bauteile sind mit ihren Bestell-Nummern (Schuricht) in *Tabelle 10* angegeben. Dies gewährleistet durch gleiche Materialbeschaffung ein äußerst geringes Nachbaurisiko.

Literatur

Halbleiterbauelemente für die professionelle Hochfrequenztechnik. Valvo-Handbuch.

Electronic application Laboratory report. Philips, Eindhoven.

Reinhard Gößler

Vielseitiger Funktionsgenerator mit Zusatz für FM und C-Messung

Für Prüf- und Meßzwecke beim Experimentieren ist der Funktionsgenerator ein unentbehrliches Hilfsmittel. Die speziell für das Heimlabor entwickelte Schaltung des FUNKSCHAU-Mini-Wobblers berücksichtigt die dabei auftretenden Anforderungen. Der Aufbau ist so ausgelegt, daß neben der Signalerzeugung und der Möglichkeit der Frequenzmodulation auch noch direkt Kapazitäten in einem weiten Bereich gemessen werden können. Auch für dieses Gerät bietet der Versandhandel einen Bausatz an, der in Verbindung mit der nachfolgenden ausführlichen Baubeschreibung einen problemlosen Nachbau ermöglicht.

Gerätebeschreibung

Das Gerät erzeugt sinus-, dreieck- und rechteckförmige Ausgangsspannungen im Bereich von 0,1 Hz bis über 100 kHz. Das Ausgangssignal kann frequenzmoduliert werden, und zwar entweder über einen internen Sägezahngenerator oder über eine extern eingespeiste Wobbelspannung (*Bild 1*). Die jeweils eingestellte Frequenz des Funktionsgenerators oder des Wobbelteils steht an zwei getrennten Ausgangsbuchsen ständig im TTL-Pegel zur Verfügung. Zur Frequenzanzeige kann dazu direkt der bereits früher beschriebene FUNKSCHAU-Mini-Zähler dienen [1]. Da der Aufbau auch für Batteriebetrieb geeignet sein sollte, wurde nur eine einzelne Versorgungsspannung vorgesehen. Die Nullinie des Sinus- und Dreiecksignals verläuft bei der halben Versorgungsspannung, und der TTL-Pegel bezieht sich auf das Nullpotential der Schaltung (Minuspol der Batterie). Die Amplitude der analogen Ausgangsspannungen ist im Bereich von 0...90 % der Versorgungsspannung einstellbar. Durch eine einfache Umschaltung lassen sich auch Kapazitäten messen; wenn der Mini-Zähler zur Anzeige des Meßwertes dient, erfaßt der Anzeigebereich Kapazitäten von 20 nF...1000 µF, doch ist das Meßprinzip auf einen weitaus größeren Bereich von ca. 500 pF...10 000 µF anwendbar. In *Tabelle 1* sind die technischen Daten aufgeführt.

Blockschaltung

Zentraler Baustein des Gerätes ist der Funktionsgenerator ICL 8038 (IS 1), der gleichzeitig die drei Ausgangssignale Sinus, Dreieck und Rechteck liefert (*Bild 2*). Die Einstellung der 6 Frequenzbereiche geschieht über dekadisch gestufte Kondensatoren C 1...C 6, und die Feineinstellung erfolgt über das Potentiometer R 1. Bei der Dimensionierung wurde darauf geachtet, daß sich die einzelnen Bereiche überlappen. Wenn nicht die eben beschriebenen RC-Kombinationen als zeitbestimmende Bauelemente verwendet werden, sondern über den Schalter S 4 ein interner Festwiderstand und ein externer Kondensator zugeschaltet werden, kann die externe Kapazität direkt ermittelt werden. Dazu braucht man nur die Periodendauer der Ausgangsfrequenz zu messen, die proportional zur Kapazität verläuft.

Über die Buchse Bu 2 erfolgt der Anschluß eines Frequenzzählers, so daß man auf eine Frequenzmarkierung bei den Bedienelementen des Wobblers verzichten kann. Die Mittenwerte der einzelnen Bereiche sind in aufsteigender Reihenfolge 1 Hz, 10 Hz, 100 Hz, 1 kHz, 10 kHz, 100 kHz. Zum Abgleich der Kurvenform des Sinussignals dient das Potentiometer R 4.

Der Schalter S 3 legt an den Modulationseingang des Funktionsgenerators entweder eine feste Vorspannung, die in IS 1 selbst erzeugt wird; das ist im normalen Generatorbetrieb ohne Wobbeln der Fall. Oder der Schalter führt der IS 1 eine Modulationsspannung zu, die intern vom Sägezahngenerator IS 3 oder von einer externen Quelle (Bu 6) stammen kann. Über den Schalter S 1.2 gelangt wahlweise das Sinus- oder Dreiecksignal an die Verstärkerstufe mit IS 2. Hier läßt sich die Verstärkung stufenlos von Null bis zum Maximalwert eintellen, ehe sie über die Leistungsendstufe mit den Transistoren T 3 und T 4 an die Buchse Bu 1 gelangt.

Die Erzeugung der Sägezahnspannung übernimmt wiederum eine IS 8038 (IS 3), bei der eine feste Anstiegszeit vorgesehen ist, während die Zeitdauer für die abfallende Flanke über R 3 einstellbar ist. An Buchse Bu 3 steht die Wobbelfrequenz im TTL-Pegel zur Verfügung, um beispielsweise beim Wobbelbetrieb einen Oszillografen zu triggern. Wegen der eben geschilderten Zu-

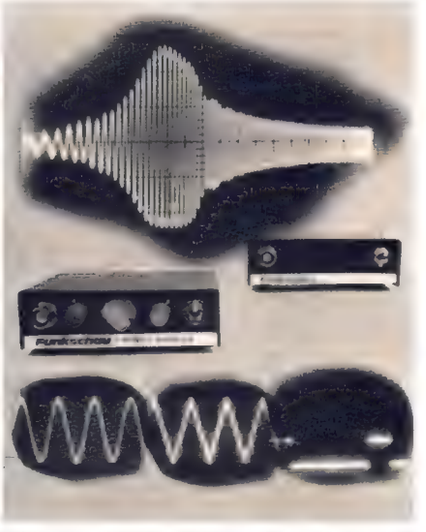


Bild 1. Der FUNKSCHAU-Mini-Wobbler ist ein vielseitiger Funktionsgenerator, bei dem zur Frequenzanzeige der früher beschriebene Mini-Zähler dient

Tabelle 1. Technische Daten bei U_v = 12 V

Frequenzbereich: < 0,1 Hz...> 100 kHz in sechs überlappenden Bereichen, stufenlos einstellbar

Amplitude: Sinus und Dreieck: 0...10 V
Rechteck: TTL-Pegel

Belastbarkeit: ohmsche Last ≧ 1 kΩ; kleinere Lastwiderstände kapazitiv ankoppeln. TTL-Ausgang: Fan-Out 10

Stromaufnahme: Generator 15 mA, mit Wobbelteil 30 mA, bei Kurzschluß 60 mA

Klirrfaktor: 1.5 % bei U_{ss} = 8 V und 10 kHz

Wobbelspannung: interner Sägezahn
feste Anstiegszeit 20 ms
Abfallzeit 20 ms...∞

Wobbelhub: ca. 25 : 1 (mit T 1)
ca. 75 : 1 (mit Diode, siehe Text)

Kapazitätsmessung: 1 nF...10 000 µF (linear)
in Verbindung mit dem FUNKSCHAU-Mini-Zähler: 20 nF...1000 µF

Batteriebetrieb mit 9 V möglich.

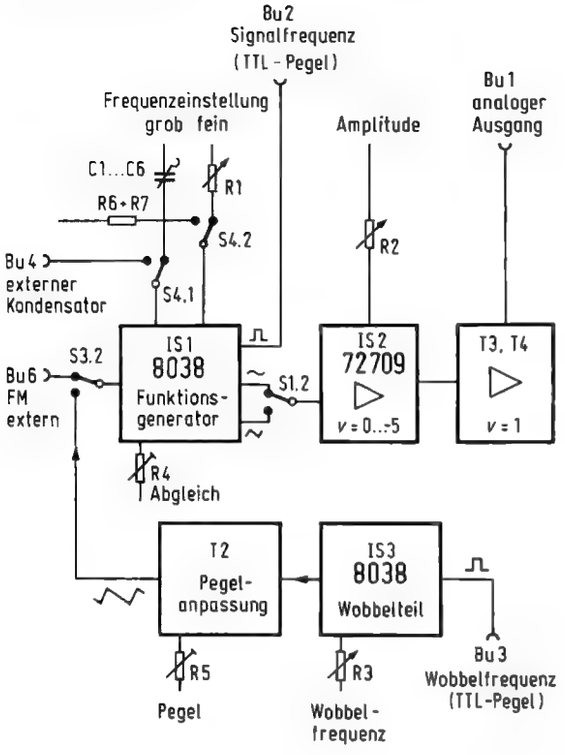


Bild 2. Blockschaltung des Gerätes

sammenhänge besitzt dieser Rechteckausgang ein unsymmetrisches Tastverhältnis. Zur Anpassung der Wobbelspannung an den Modulationseingang des Funktionsgenerators dient Transistor T 2. Mit dem Potentiometer R 5 wird dabei die exakte Einstellung vorgenommen, um die Spitzen des Sägezahns bis an die positive Versorgungsspannung reichen zu lassen; dadurch erreicht man einen größtmöglichen Wobbelhub.

Funktionsgenerator

Das zeitbestimmende Element für den Funktionsgenerator ICL 8038 ist ein Kondensator C vom Anschlußstift 10 gegen Masse, der von einem Konstantstrom aufgeladen bzw. entladen wird. Wenn in einen Kondensator C ein konstanter Strom I fließt, steigt die Ladespannung zeitlinear an:

$$U = \frac{I \cdot t}{C} \qquad (1)$$

Setzt man in die Gleichung (1) beispielsweise die Zahlenwerte 1 µF für C, 10 µA für I und 1 s für t ein, ergibt sich eine Ladespannung von 10 V, nachdem 1 s lang der Strom in den Kondensator geflossen ist:

$$U = \frac{10\ \mu A \cdot 1\ s}{1\ \mu F} = \frac{10 \cdot 10^{-6} A \cdot 1\ s}{1 \cdot 10^{-6}\ F} = 10\ V \qquad (2)$$

Die Ladespannung des Kondensators an der IS 8038 wird zwei internen Komparatoren zugeführt, die den Augenblickswert der Spannung mit zwei fest eingestellten Schwellen vergleichen (*Bild 3*). Überschreitet die Kondensatorspannung U_c beim Aufladen den Wert von $^2/_3$ der Versorgungsspannung U_v, setzt der entsprechende Komparator 1 den Ausgang Q des angeschlossenen Flipflops auf Null. Unterschreitet U_c beim Entladen den Wert von $^1/_3 U_v$, setzt der Komparator 2 den Ausgang Q auf hohes Potential. Das Laden des Kondensators geschieht über die Stromquelle 1, deren Konstantstrom *I* mittels R_A eingestellt wird. Die Stromquelle 2 dient zur Entladung, indem sie einen Strom nach Masse abführt, der größer ist als der Ladestrom; R_B stellt den Konstantstrom der Stromquelle 2 ein.

Die Stromquellen sind in der sogenannten Wilson-Schaltung ausgeführt, bei der der Entladestrom I_2 genau doppelt so groß ist wie I_1, wenn die Widerstände R_A und R_B gleich groß sind. Dadurch entsteht am Kondensator ein dreieckförmiger Spannungsverlauf mit symmetrischen Flanken, der sich zwischen $^1/_3 U_V$ und $^2/_3 U_V$ bewegt; für das Umschalten von Laden auf Entladen und umgekehrt sorgt das Flipflop, dessen Zustand wie beschrieben vom Ladezustand des Kondensators abhängt. Durch diesen Aufbau entstehen bereits die beiden Signalformen Dreieck und Rechteck, die über Treiberstufen den Anschlußstiften 3 bzw. 9 an der IS zugeführt werden. Der Ausgangstreiber für das Rechtecksignal besteht aus einem Transistor mit offenem Kollektor, der einen externen Arbeitswiderstand benötigt.

Sinus-Umsetzung

Allein zur Umsetzung der dreieckförmigen Ausgangsspannung in ein Sinussignal sind auf dem Chip der IS 8038 16 Transistoren und 24 Widerstände vorgesehen. Neun Widerstände liegen von Plus nach Masse in Reihe und bilden damit acht Schwellwerte S 1...S 8; bei einer angenommenen Versorgungsspannung von 10 V liegen diese Schwellen bei den in *Bild 4* eingetragenen Werten. Das Umwandlungsprinzip besteht nun darin, einen pegelabhängigen Spannungsteiler aufzubauen, wie er in *Bild 5* schematisch dargestellt ist. Solange sich die Spannung des eingespeisten Dreiecksignals zwischen den Schwellwerten S 4 und S 5 bewegt (Bild 4), sind alle Schalter S 1...S 8 geöffnet (Bild 5), und am Mittelabgriff des Teilers erscheint ohne Abschwächung das eingespeiste Signal; in diesem Bereich verläuft der Sinus linear. Bei Überschreiten von Schwelle 5 bzw. bei Unterschreiten vor

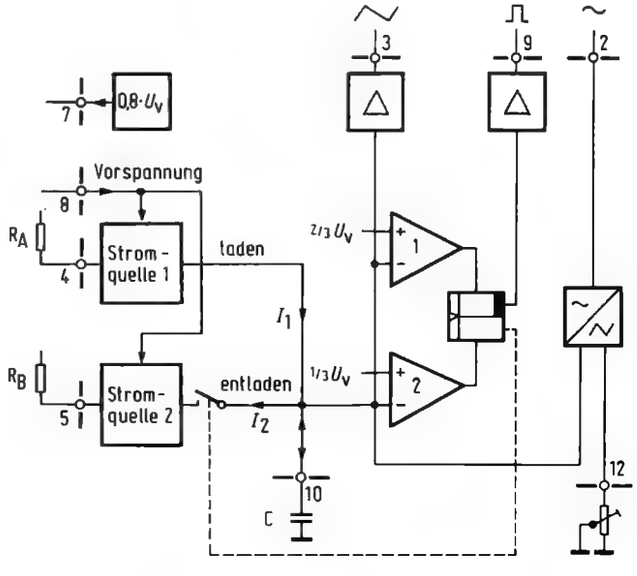


Bild 3. Innenschaltung der IS 8038 mit Angabe der Anschlußstifte

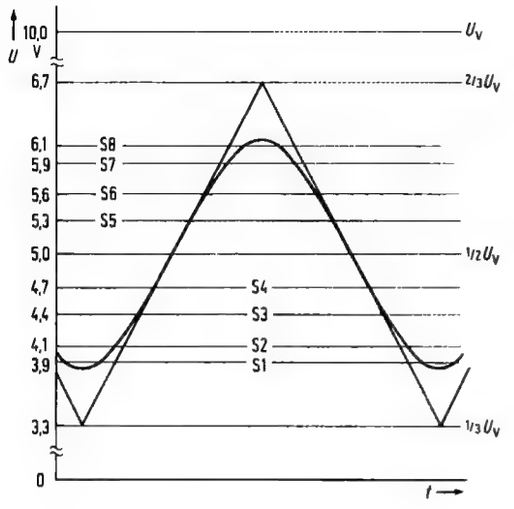


Bild 4. Die Sinusspannung entsteht durch pegelabhängige Spannungsteilung des Dreiecksignals

Schwelle 4 schließen die zugehörigen Schalter und schwächen durch die damit entstehende Teilung die Dreieckspannung am Mittelabgriff des Teilers ab. Je weiter sich das Dreiecksignal seinen Extremwerten nähert, desto kleiner werden die parallelgeschalteten Widerstände, und entsprechend abgeflacht verläuft die Spannung am Mittelabgriff. Da die Schalttransistoren nicht abrupt, sondern mit fließendem Übergang schließen, wird durch diesen Aufbau eine sehr

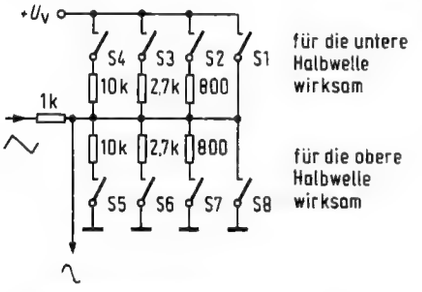


Bild 5. Pegelabhängiger Spannungsteiler, bei dem die Schalttransistoren von einzelnen Schwellen angesteuert werden

gute Annäherung an den idealen Sinusverlauf erreicht.

Ausgangsspannungen

Die Kurvenformen der drei Ausgangsspannungen besitzen aufgrund der bisher geschilderten Zusammenhänge eine eindeutige Zuordnung zueinander. Sinus- und Dreiecksignal verlaufen phasengleich, wie in Bild 4 gezeigt. Während der ansteigenden Flanke dieser beiden Signale ist der Rechteckausgang an der IS 8038 auf hohem Potential. An den Ausgangsbuchsen Bu 1 und Bu 2 des Gerätes ist diese Zuordnung genau umgekehrt, weil die Analogspannungen im Ausgangsverstärker IS 2 invertiert werden. Folglich liegt an Bu 2 so lange Nullpotential, wie die Dreieck- bzw. Sinusspannung an Bu 1 ansteigt; bei deren abfallender Flanke geht das Potential an Bu 2 auf High. Diese eindeutige Zuordnung ist beispielsweise für Triggerzwecke von Bedeutung.

Frequenzbeeinflussung

Wie oben bereits geschildert, hängt die Ausgangsfrequenz von der Größe des Lade- bzw. Entladestroms für den Kondensator ab, der am Stift 10 der IS angeschlossen ist. Für die Einstellung der Konstantströme ist neben den Widerständen R_A und R_B die Vorspannung maßgebend, die den beiden Stromquellen über den Stift 8 zugeführt wird; in *Bild 6* ist eine der beiden internen Stromquellen gezeichnet, die aus dem Transistor T 12 besteht. T 11 liefert den Basisstrom für die beiden Stromquellen. In der IS ist ebenfalls der in Bild 6 gezeichnete Spannungsteiler enthalten, der die Versorgungsspannung im Verhältnis 4 : 5 teilt; der Mittelabgriff dieses Teilers liegt am Stift 7 und kann direkt für die Vorspannungserzeugung der beiden Stromquellen benutzt

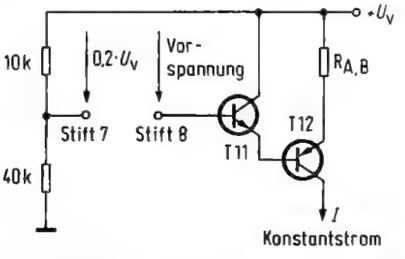


Bild 6. Prinzipschaltung einer der beiden Stromquellen in der IS 8038

werden. Mit dieser festen Vorspannung von 0,2 U_V hängt der Konstantstrom I nur noch vom Emitterwiderstand R_A bzw. R_B ab:

$$I = \frac{0{,}2 \cdot U_v}{R} \qquad (3)$$

Diese Beziehung entsteht dadurch, daß das Potential am Stift 8 genau dem Potential am Emitter 2 entspricht, weil die beiden Basis-Emitter-Spannungen gleich groß sind und sich dadurch aufheben. Wenn man nun anstelle der festen Vorspannung eine variable Spannung an Stift 8 anlegt, variiert man damit direkt die beiden Konstantströme und die Ausgangsfrequenz. Dabei besteht ein linearer Zusammenhang zwischen Steuerspannung und Ausgangsfrequenz, da die Frequenz dem Strom direkt proportional ist. Im Wobbelbetrieb wird dieses Verhalten ausgenutzt, um einen zeitlinearen Frequenzanstieg zu erzeugen. Für die Frequenzeinstellung des Funktionsgenerators läßt sich dieser Vorteil der linearen Steuerkennlinie allerdings nicht ausnutzen, weil dadurch die Verzerrungen des Ausgangssignals von etwa 20 kHz an beträchtlich zunehmen würden. Deshalb dient zur Einstellung der Frequenz neben den Kondensatoren C 1...C 6 der veränderliche Widerstand R 1 im Emitterzweig der Stromquellen (Bild 2). Wie aus Gleichung (3) hervorgeht, ist der Widerstand umgekehrt proportional zum Konstantstrom und damit zur Ausgangsfrequenz; dadurch entsteht ein hyperbolischer Verlauf zwischen der Frequenz und der Potentiometerstellung. Um mit einem einzigen Potentiometer bei der Frequenzeinstellung auszukommen, liegen die Widerstände R_A und R_B gemeinsam im Potentiometer-Zweig (*Bild 8*). Beide Widerstände müssen sehr genau übereinstimmen, damit nicht unterschiedlich lange Lade- und Entladezyklen entstehen; das würde zu erheblichen Verzerrungen des Ausgangssignals führen.

Bild 7. Bedienelemente an der Geräterückseite, deren Bedeutung im Text erläutert ist

Wobbelbetrieb

Beim Wobbelbetrieb über den internen Sägezahngenerator (IS 3) gelangt eine sägezahnförmige Spannung an den Steuereingang 8 von IS 1. Der Sägezahn startet bei Pluspotential und sorgt dafür, daß in diesem Augenblick kein Strom durch die Stromquellen fließt; dementsprechend ist die Ausgangsfrequenz beim Loslaufen des Sägezahns Null. Wenn die Sägezahnspannung, gegen Masse gemessen, absinkt, nimmt die Vorspannung (auf Plus bezogen) im selben Maße zu und die Frequenz steigt an. Die Einstellung von R 5 geschieht dabei zweckmäßig so, daß die untere Spitze des Sägezahns bei 80 % der Versorgungsspannung U_v liegt, wenn man am Stift 8 der IS 1 oszillografiert. Dann überstreicht nämlich der Funktionsgenerator beim Wobbeln linear den Fre-

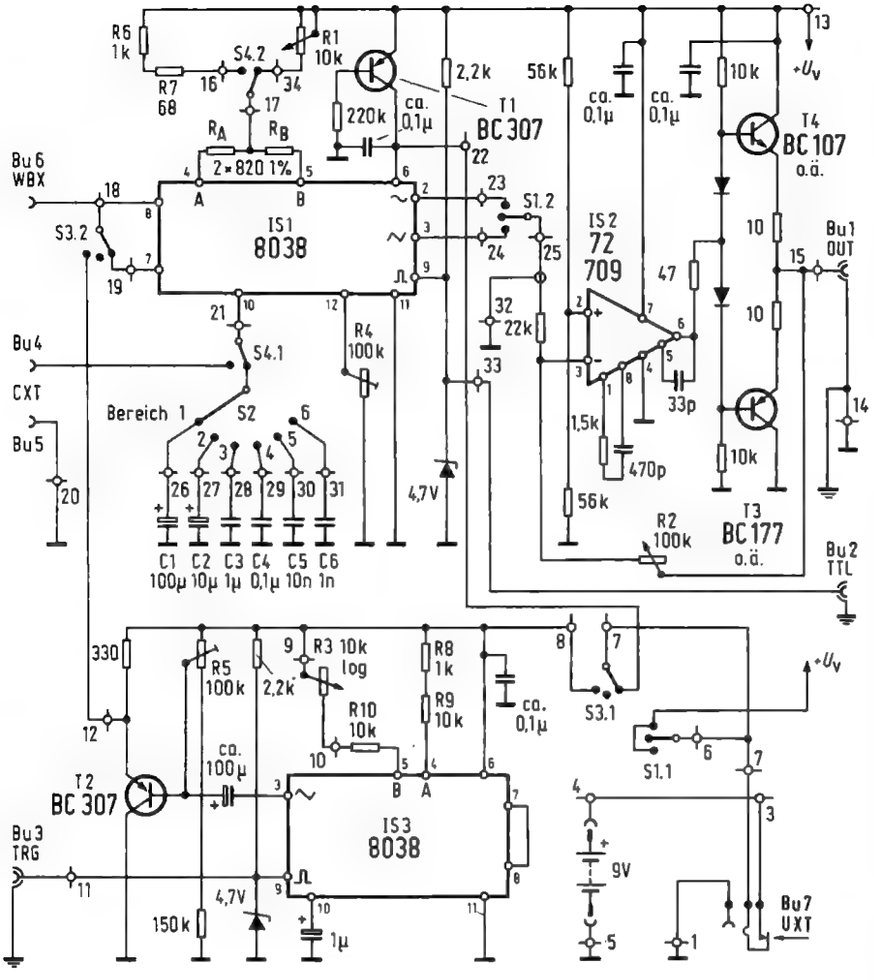


Bild 8. Gesamtschaltung des Funktionsgenerators

quenzbereich von Null bis f_{max}; die Maximalfrequenz f_{max} kann man bei ausgeschaltetem Wobbelteil messen, weil im Ruhezustand eine feste Vorspannung von 0,8 U_v an Stift 8 anliegt. Der Transistor T 12 in IS 1 (Bild 6) sperrt allerdings nicht vollständig, wenn Stift 8 auf Pluspotential liegt; dazu muß erst T 11 in die Sättigung gebracht werden, was nur durch Erhöhen der Basisspannung über das Pluspotential hinaus möglich ist. Das gelingt durch einen Schaltungskniff, indem beim Wobbeln die Versorgungsspannung des Funktionsgenerators geringfügig unter der des Wobbelteils liegt. Dazu ist in der fertigen Schaltung der Transistor T 1 vorgesehen (Bild 8), über den der Versorgungsstrom für IS 1 fließt; die Spannung an IS 1 liegt damit um den Wert der Sättigungsspannung niedriger als die Versorgung von IS 3.

Natürlich könnte statt des Transistors auch eine Diode den Spannungsabfall erzeugen; dann würde aber bei Batteriebetrieb aus 9 V bereits eine unzulässig niedrige Versorgungsspannung an IS 1 liegen, weil die Dioden-Durchlaßspannung wesentlich größer ist als die Sättigungsspannung eines Kleinsignaltransistors. Wer vorrangig vor dem Wobbeln bei Batteriebetrieb auf einen großen Wobbelhub Wert legt, sollte anstelle von T 1 eine Siliziumdiode von Plus nach Stift 6 der IS 1 einlöten (siehe dazu auch Tabelle 1).

Damit beim Wobbeln die Ausgangsfrequenz langsam ansteigt, muß der Entladezyklus in IS 3 möglichst lange dauern. Das ist gerade dann der Fall, wenn der Entladestrom nur noch geringfügig über dem Ladestrom liegt. Wegen der Wilson-Schaltung beider Stromquellen (s.o.) darf dazu R_B nicht ganz doppelt so groß sein wie R_A; gilt nämlich $R_B = 2 \cdot R_A$, wird der Kondensator nicht mehr aufgeladen oder entladen, und die Ausgangsfrequenz würde Null. Aus diesem Grunde sind auf der Platine zwei Widerstände R 8 und R 9 vorgesehen, die unter Berücksichtigung der vorliegenden Toleranzen zusammen größer sein müssen als $^1/_2$ (R 3 + R 10).

Kapazitätsmessung

Unter Verwendung der Gleichungen (1) und (3) ergibt sich bei der vorliegenden Beschaltung ein linearer Zusammenhang zwischen der Kapazität C des Ladekondensators und der Periodendauer t des Ausgangssignals:

$$C = \frac{0{,}15}{R}\, t \qquad (4)$$

Wenn bei der Kapazitätsmessung der FUNKSCHAU-Mini-Zähler zur Anzeige dienen soll, steht in Stellung „Periodendauer-Messung" ein maximaler Meßbereich von 9,999 999 s zur Verfügung, was einer Anzeige von 9 999 999 entspricht. Wenn diesem Wert eine Kapazität von 999 µF zugeordnet sein soll, muß bei der C-Messung ein Festwiderstand R von 1,5 kΩ eingeschaltet sein:

$$R = \frac{0{,}15}{999\ \mu F} \cdot 9{,}99\ s$$

$$R = \frac{0{,}15 \cdot 9{,}99}{999 \cdot 10^{-6}}\ \Omega = 1{,}5\ k\Omega \qquad (5)$$

Durch die gewählte Beschaltung der IS 8038 wird der errechnete Wert aus mehreren Teilwiderständen zusammengesetzt; d' Widerstände R 6 und R 7 bilden zusammen mit R_A und R_B gerade den wirksamen Widerstandswert von 1,5 kΩ. Die hier beschriebene Dimensionierung ist ein Kompromiß hinsichtlich Schaltungsaufwand und Meßbereich; die niedrigstwertige Stelle der Zähler-Anzeige hat hierbei die Wertigkeit von 100 pF, und der Meßbereich erstreckt sich linear von etwa 20 nF...999 µF, entsprechend einer Anzeige von 200...9 990 000. Es ist zu beachten, daß beim Anschluß von Elektrolytkondensatoren deren Minuspol an Masse liegt (Bu 5).

Bedienelemente

Die Bedienelemente sind im Mustergerät so funktionell angeordnet, daß auf eine Beschriftung verzichtet werden konnte. Der Hauptschalter S 1 rechts an der Frontseite (siehe Bild 1) schaltet entweder das Sinus- oder das Dreiecksignal an die Ausgangsbuchse Bu 1 (links); in der Mittelstellung dieses Schalters ist die Versorgungsspannung abgeschaltet. Mit dem zentralen Knebelschalter in der Mitte werden die 6 Frequenzbereiche gewählt; die Feineinstellung erfolgt über den Drehknopf rechts davon, der dieselbe Farbmarkierung besitzt. Über den Drehknopf links läßt sich die Amplitude der Ausgangsspannung einstellen. Auf der Geräterückseite *(Bild 7)* sind insgesamt sechs Buchsen angebracht, die von rechts beginnend folgende Bedeutung besitzen: Frequenz des Funktionsgenerators im TTL-Pegel (Bu 2), Frequenz des Wobbelteils im TTL-Pegel (Bu 3), Anschlüsse für externe Wobbelspannung, Masse und externen Kondensator (Bu 6, Bu 5 und Bu 4) und Zuführung der externen Versorgungsspannung (Bu 7). Mit dem Drehknopf links wird die Wobbelfrequenz eingestellt. Der linke der beiden Schalter (S 4) besitzt zwei Stellungen und schaltet bei der C-Messung den externen Kondensator in den Strompfad von IS 1. Rechts daneben befindet sich S 3, der in der oberen Stellung den internen Wobbelteil aktiviert, und der in der Mittelstellung den

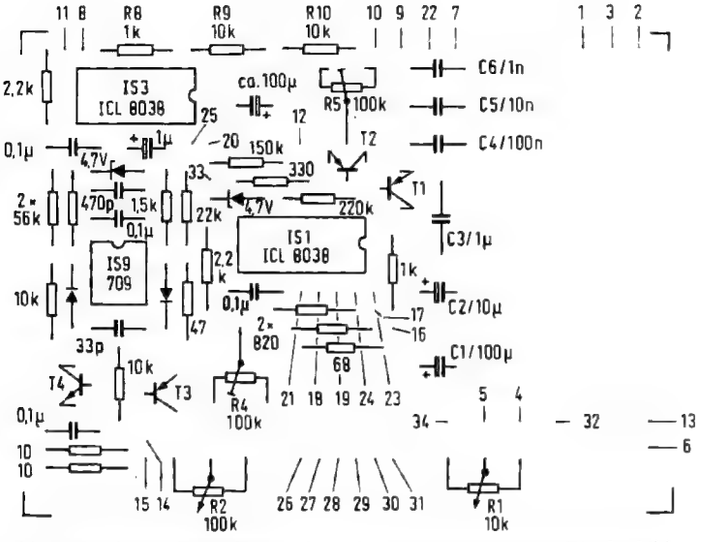


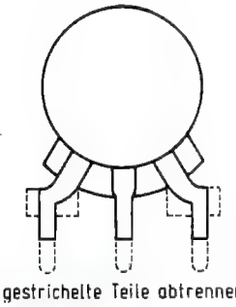
Bild 9. Bestückungsplan. Achtung, Platine besitzt zwei Leiterseiten. Die abgebildete Seite wird bestückt

Wobbelbetrieb über eine externe Spannung ermöglicht; in der unteren Stellung sind die Wobbelzusätze ausgeschaltet.

Gesamtschaltung

Die Details der Gesamtschaltung (Bild 8) sind bis auf den Ausgangsverstärker bereits erläutert worden. Der Operationsverstärker IS 2 ist über die beiden Teilerwiderstände von 56 kΩ „schwimmend" in der Mitte der Versorgungsspannung „aufgehängt": er steuert die Stromtreiber T 3 und T 4 an, die von den Basisdioden ihre Vorspannung erhalten. Der Innenwiderstand dieses Verstärkers beträgt etwa 10 Ω. Lastwiderstände gegen Masse müssen über einen Kondensator abgetrennt werden, wenn sie kleiner als 1 kΩ sind.

Die zulässige Dauer für einen Kurzschluß an Bu 1 hängt von der thermischen Belastbarkeit der Ausgangstransistoren ab; prinzipiell ist diese Endstufe dauerkurzschlußfest.



◄ Bild 10. Modifizierung der Potentiometer-Anschlüsse für ein bündiges Einlöten in die Platine

Bild 12. ►
Aufriß der beiden Gehäuseteile

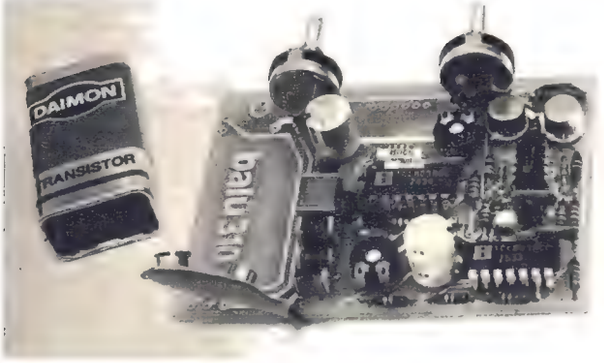
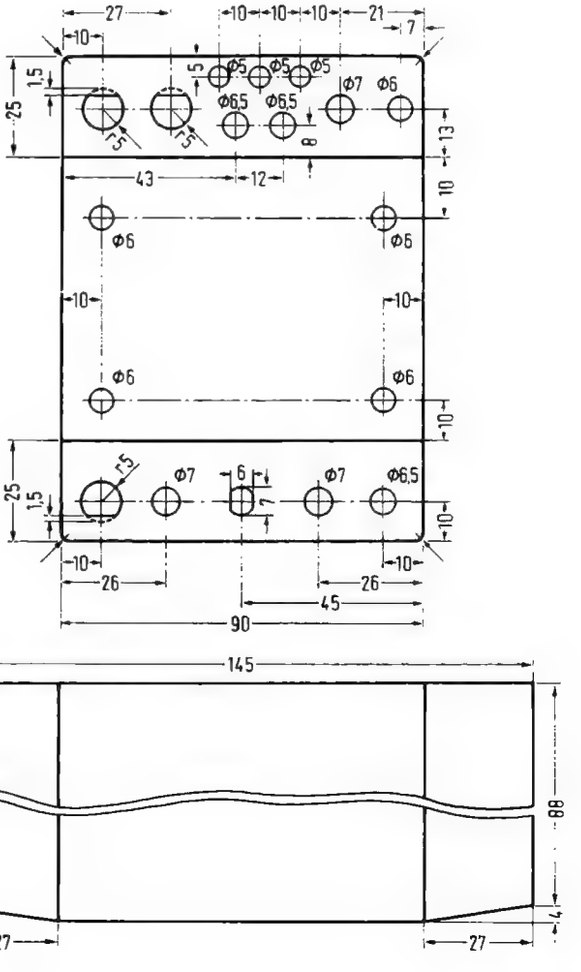


Bild 11. Fertig bestückte Platine

Die zusätzlichen RC-Glieder an IS 2 dienen zur Frequenzkompensation. Es sei noch erwähnt, daß der intern kompensierte Operationsverstärker 741 wegen seiner zu niedrigen Grenzfrequenz hier nicht eingesetzt werden kann; andere Typen kamen aus Kostengründen nicht in Frage. An verschiedenen Punkten der Platine sind Blockkondensatoren von 100 nF vorgesehen, um die einzelnen Stufen voneinander zu entkoppeln. Die Transistoren und Dioden sind Universaltypen und können durch äquivalente Exemplare ersetzt werden.

Nachbau

Zunächst ist die Platine vollständig mit den Bauteilen zu bestücken; den Bestükkungsplan zeigt *Bild 9*. Bevor wir die beiden Potentiometer R 1 und R 2 einlöten, müssen deren Wellen auf 10 mm gekürzt werden. Wenn die fertige Schaltung im Mini-Gehäuse Platz finden soll, müssen außerdem die Lötfahnen dieser Potis „angespitzt" werden, damit sie unmittelbar auf der Platine aufliegen können (*Bild 10*). Wenn diese Arbeiten abgeschlossen sind, soll noch einmal eine sorgfältige Kontrolle erfolgen, um Bestückungsfehler auszuschließen (*Bild 11*). Der Gehäusebau ist bereits bei der FUNK-



SCHAU-Mini-Stoppuhr ausführlich beschrieben [2], so daß hier nur der Aufriß der beiden Gehäuseteile wiedergegeben ist (*Bild* 12). Nun löten wir an alle Anschlußpunkte der Platine ausreichend lange Drähte, lagern die Platine auf den Innenstulpen der Gehäusefüße und montieren alle mechanischen Teile; auf *Bild 13* ist dieser Stand abgebildet, lediglich die Drähte sind wegen der besseren Übersichtlichkeit weggelassen worden. Zur Erleichterung der abschließenden Verdrahtung sind in *Tabelle 2* alle Leitungen zusammengestellt, und *Bild 14* zeigt in einer Übersicht die detaillierte Verdrahtung der drei Kippschalter.

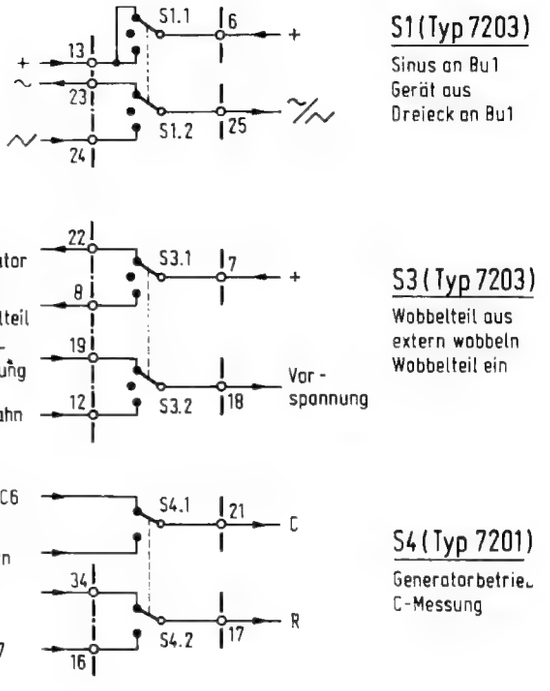


Bild 14. Zusammenstellung der Schalter-Verdrahtung mit Angabe der Platinen-Anschlußpunkte

Inbetriebnahme

Für einen ersten Funktionstest schließt man am besten über einen Kondensator (Elkos mit Minus in Richtung Masse!) einen Lautsprecher an Bu 1 an und prüft bei den Frequenzen im Hörbereich, ob der Generator arbeitet und die Verdrahtung stimmt. Bei eingeschaltetem Wobbelteil muß der Ton im Rhythmus der Wobbelfrequenz aufjaulen. Steht zum Abgleich der Potis R 4 und R 5 kein Oszillograf zur Verfügung, kann man folgenden Behelf anwenden: R 5 fast auf Rechtsanschlag bringen und R 4 im eingelöteten Zustand so einstellen, daß an seinen Anschlüssen 4,9 kΩ gemessen werden. Es ist noch zu beachten, daß der Klirrfaktor bei Batteriebetrieb deutlich ansteigt; das liegt dann an der Versorgungsspannung von ca. 9 V, die für die IS 8038 bereits sehr niedrig ist, und die nur wegen der leichten Beschaffbarkeit der Batterien gewählt wurde. Bei genaueren Messungen sollen extern 12 V eingespeist werden. Damit steht nun ein leistungsfähiges Gerät für die Hobby-Werkstatt zur Verfügung, das wegen seiner Vielseitigkeit bald unentbehrlich wird!

Literatur

[1] Miniaturzähler für Frequenz und Periodendauer. FUNKSCHAU 1976, H. 7, S. 271...276.

[2] Universelle 24-Stunden-Digital- und Stoppuhr. FUNKSCHAU 1976, H. 12/13, S. 543...549

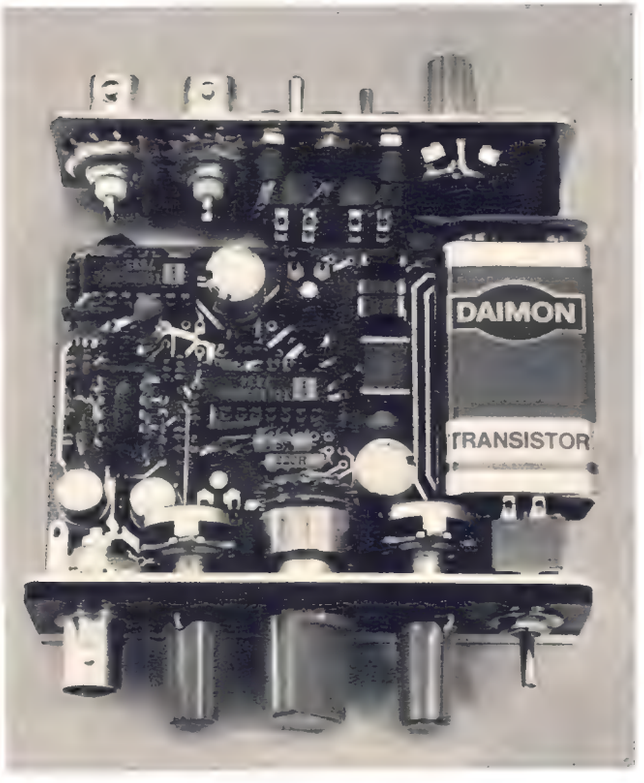


Bild 13. Das Gerät im Rohbau vor der abschließenden Verdrahtung

Tabelle 2. Verdrahtungsplan für die Anschlußpunkte der Platine

Punkt	Ziel	Bezeichnung
1	Bu 7	0 V extern
2	Bu 7	+12 V extern
3	Bu 7	Unterbrechung Batterie-Plus
4	Batt.	Pluspol
5	Batt.	Minuspol
6	S 1.1	Plus-Zuleitung Hauptschalter
7	offen	(Plus)
8	S 3.1	Plus für Wobbelteil
9	R 3	Poti Wobbelfrequenz
10	R 3	Poti Wobbelfrequenz
11	Bu 3	TTL-Ausgang Wobbelteil
12	S 3.2	interne Wobbelspannung (Sägezahn)
13	S 1.1/S 3.1	Plus für Generatorteil und S?
14	Bu 1	Bezugspotential an Gehäuse
15	Bu 1	Ausgangssignal
16	S 4.2	Festwiderstand für C-Messung
17	S 4.2	Zuleitung z. Ladewiderstand
18	S 3.2	externe Wobbelspannung
19	S 3.2	feste Vorspannung (Generatorbetrieb)
20	Bu 5	Bezug für Bu 4 oder Bu 6
21	S 4.1	Zuleitung Ladekondensator
22	S 3.1	Plus ohne Wobbelbetrieb
23	S 1.2	Generatorausgang Sinus
24	S 1.2	Generatorausgang Dreieck
25	S 1.2	Zuleitung Endverstärker
26	C 1	
	.	Ladekondensatoren für die Bereiche 1...6
.	.	
31	C 6	
32	(S 1.2)	Schirm für 25
33	Bu 2	TTL-Ausgang Generatorteil
34	S 4.2	Feineinstellung Frequenz
Bu 6 – Punkt 18		Anschluß für externe Wobbelspannung
Bu 4 – S 4.1		Anschluß für externen Kondensator
S 2 – S 4.1		Ladekondensatoren für die sechs Bereiche

Jürgen Pfennig

Digital-Thermometer 2. Teil

Im vorliegenden zweiten Teil erläutert der Verfasser die Stromversorgung des Digitalthermometers. Anschließend folgt die ausführliche Beschreibung von Aufbau und Abgleich.

Die Stromversorgung

Da TTL-Schaltungen auf Störungen, die über die Betriebsspannung zugeführt werden, äußerst empfindlich reagieren, mußte auf ein gut ausgelegtes Netzteil geachtet erden. Verwendung findet hierbei die IS 723 in Verbindung mit einem Längsregeltransistor. Die Innenschaltung der IS 723 besteht aus einer Referenzspannungsquelle und einem Differenzverstärker. Die Referenzspannung ist gegenüber Temperatur und Eingangsspannungsschwankungen ausgezeichnet stabilisiert. Sie beträgt typisch 7 V und kann, bedingt durch Exemplarschwankungen, zwischen 6,80 V und 7,15 V liegen. Mit den Widerständen R 18 und R 19 wird aus der Referenzspannung eine Spannung von 5 V abgeleitet. Diese Spannung steuert den aus dem internen Differenzverstärker und dem externen Längsregeltransistor zusammengesetzten Spannungsfolger (*Bild 7*).

Die Widerstände R 20 und R 21 sorgen zusammen mit der eingebauten Strombegrenzungsschaltung dafür, daß der Ausgangsstrom des Netzteils 800 mA nicht übersteigen kann. Die Stromaufnahme des Thermometers beträgt normalerweise 500 mA. Damit die Regel-IS ihre Funktion erfüllen kann, darf ihre Betriebsspannung nicht unter 9 V abfallen.

Zur Dimensionierung des Netztransformators ergeben sich als Mindestwerte eine Spannung von 10 V bei voller Last und ein Strom von 600 mA. Die Trafospannung sollte nicht höher als 12,6 V sein, da bei dem hier vorgeschlagenen Aufbau anderenfalls Schwierigkeiten mit der Verlustwärme am Regeltransistor bestehen könnten.

Aufbau und Abgleich

Mit Ausnahme des Siebkondensators und der Netzteildioden wird die Elektronik des Thermometers auf einer Platine (*Bilder 8* und *9*) mit den Abmessungen 8 cm x 10 cm aufgebaut. Auf der Rückseite der Platine wird das aus 1,5 mm starkem Aluminium ausgesägte Kühlblech befestigt. Es besitzt die gleichen Abmessungen wie die Platine und wird mit vier M-3-Schrauben verschraubt. Dabei ist zwischen Kühlblech und Platine ein Abstand von 20 mm zu halten.

Der Transformator nimmt im Vergleich zur Elektronik sehr viel Raum ein und wird daher zusammmen mit dem Siebkondensator und den Gleichrichterdioden in ein getrenntes Gehäuse gesetzt. Der kompakte Elektronikteil findet in einem kleinen Kästchen Platz, das beispielsweise an einer Wand aufgehängt werden kann.

Der Leistungstransistor sollte isoliert montiert werden, da versehentliche Kurzschlüsse mit der Platine verheerende Folgen hätten. Dabei ist allerdings auf einen ausreichenden Wärmekontakt des Transistors mit dem Kühlblech zu achten.

Beim Aufbau der Schaltung sollte mit der Spannungstabilisierung begonnen werden. Die Ausgangsspannung des Reglers kann bis auf 5,5 V gesteigert werden, um die Helligkeit der Minitronanzeige zu erhöhen. Zum Ausgleich von Bauteiltoleranzen ist R 19 eventuell etwas zu verändern, bevor sich die richtige Betriebsspannung ergibt.

Nachdem die Spannungsversorgung auf einwandfreies Funktionieren hin überprüft ist, können alle weiteren Bauteile in beliebiger Reihenfolge eingebaut werden. Die Drahtbrücken auf der Platine müssen vor den IS eingesetzt werden. Als letzte werden die Drahtverbindungen auf der Unterseite der Platine ausgeführt. Um die Montage der Temperaturfühler zu erleichtern, werden die jeweils sechs Dioden auf einer kleinen Platine untergebracht. Die Temperaturfühler werden mit Plastikspray oder ähnlichem isoliert und für den nachfolgenden Abgleich mit Eiswasser auf null Grad Celsius abgekühlt.

Um zunächst einen Grundabgleich vornehmen zu können, wird die Verbindung zum b-Eingang von IS 4 unterbrochen. Die Widerstände R 12 und R 13 werden durch ein 20-kΩ-Potentiometer ersetzt. Nach dem Einschalten wird der Punkt des Minuszeichenwechsels auf der Anzeige mit dem Potentiometer so genau wie möglich eingestellt. Mit P 2 werden dann die Anzeigewerte beider Temperaturfühler auf die gleiche Zahl eingestellt. Nun wird der Widerstand des Hilfspotentiometers durch Abschätzen oder Messen möglichst genau bestimmt. In die Schaltung wird nun der in der Normreihe nächsttiefere Widerstand für R 12 eingesetzt. Die gleiche Prozedur wird mit einem 5-kΩ-Poti anstelle von R 13 wiederholt. Dabei muß der Schleifer von P 3 in der Mitte stehen. Danach wird die vorher unterbrochene Verbindung zu IS 4 wiederhergestellt und ein Feinabgleich mit P 2 und P 3 durchgeführt. Abschließend nimmt man die Temperaturfühler aus dem Eiswasser und erwärmt sie auf Zimmertemperatur. Mit P 1 wird nun die Anzeige auf den Wert der Zimmertemperatur eingestellt. Damit ist der Abgleich vorerst beendet.

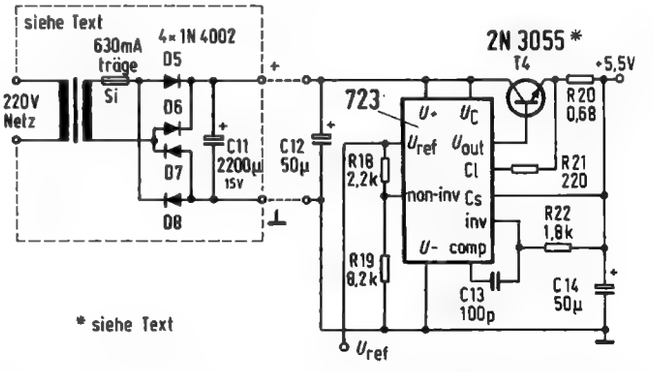


Bild 7. Schaltung der Stromversorgung

Da die Meßdioden der für Halbleiter typischen Alterung unterworfen sind, ist nach einigen Tagen jeweils eine kleine Korrektur an P 3 erforderlich. Nach etwa zwei Wochen sind die Dioden soweit gealtert, daß keine Korrekturen mehr nötig sind. Um gleichmäßige Eigenschaften bei allen Meßdioden zu erhalten, sollten diese aus der gleichen Produktion stammen. Dies ist zweifellos dann der Fall, wenn die Dioden gegurtet eingekauft werden (*Tabelle 2*).

Nach Befolgung der gegebenen Aufbau- und Abgleichhinweise sollte der Aufbau der Schaltung problemlos sein. Eventuelle Fehler lassen sich mit der Schaltungsbeschreibung leicht beheben.

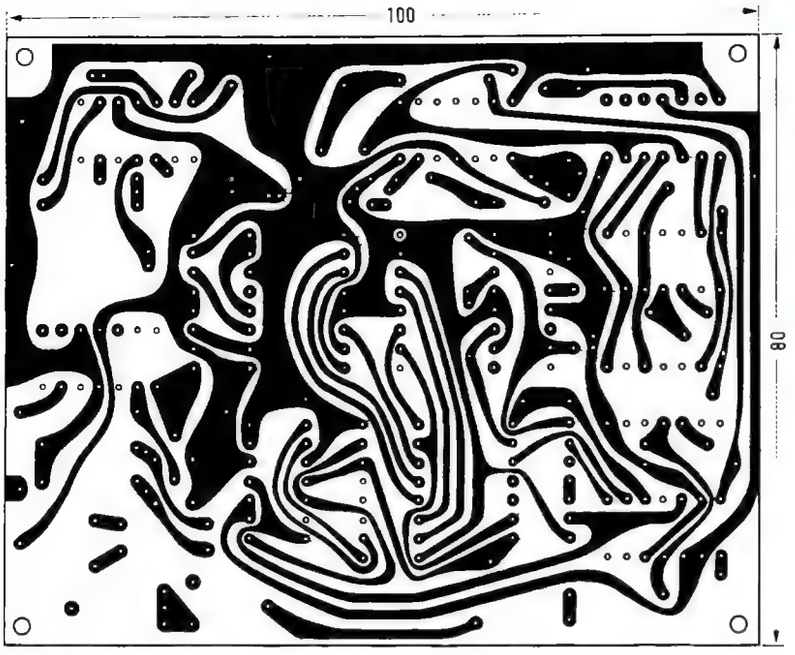


Bild 8. Platine des Thermometers

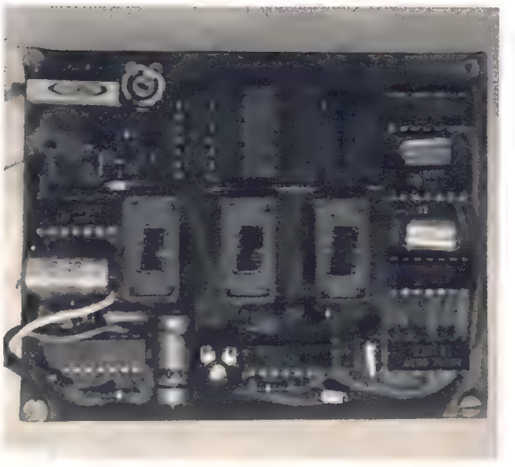
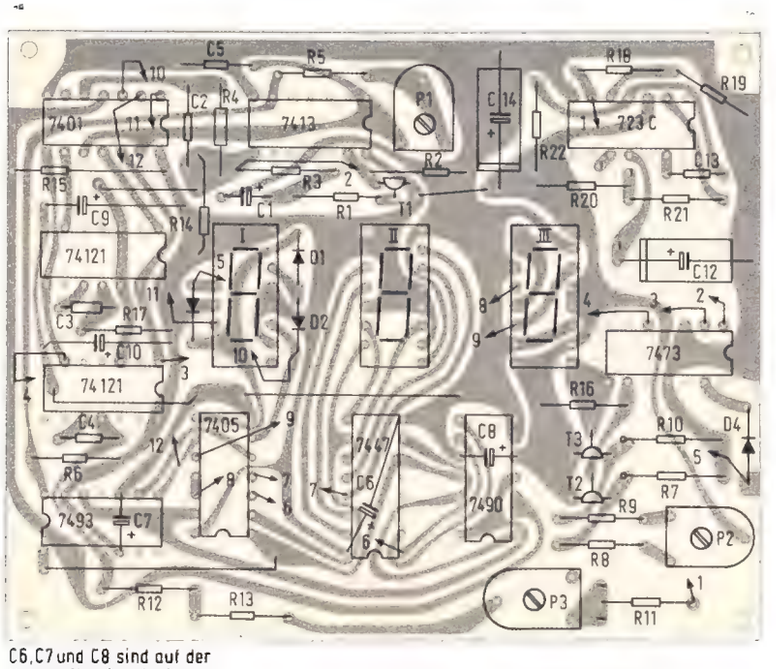


Bild 10. Die fertige Platine



C6, C7 und C8 sind auf der Unterseite direkt mit den IS-Beinchen zu verlöten

→ 12 ← Drahtverbindung

Bild 9. Bestückungsplan

Tabelle 2. Stückliste

R 1 = 6,8 kΩ 10 %
R 2 = 680 Ω 10 %
R 3 = 100 kΩ 10 %
R 4 = 2,2 kΩ 10 %
R 5 = 220 Ω 10 %
R 6 = 330 Ω 10 %
R 7 = 100 Ω 5 %
R 8 = 3,3 kΩ 10 %
R 9 = 3,3 kΩ 10 %
R 10 = 100 Ω 5 %
R 11 = 330 Ω 10 %
R 12 = Siehe Text 5 %
R 13 = Siehe Text 5 %
R 14 = 680 Ω 10 %
R 15 = 680 Ω 10 %
R 16 = 330 Ω 10 %
R 17 = 15 kΩ 5 %
R 18 = 2,2 kΩ 5 %
R 19 = 8,2 kΩ 5 %
R 20 = 0,68 Ω 10 %
R 21 = 220 Ω 10 %
R 22 = 1,8 kΩ 10 %

D 1-4 Siehe Text
D 5-8 1 N 4002
D 9-20 1 N 914 - siehe Text

T 1 BC 238 B o. ä.
T 2 BC 238 B o. ä.
T 3 BC 238 B o. ä.
T 4 2 N 3055 o. ä. – siehe Text

P 1 = Miniaturtrimmer 250 Ω 0,1 W
P 2 = Miniaturtrimmer 1 kΩ 0,1 W
P 3 = Miniaturtrimmer 500 Ω 0,1 W siehe Text

C 1 = 33 µF Tantal 6 V
C 2 = 100 pF Styroflex
C 3 = 68 nF Wima MKS 100 V
C 4 = 68 nF Wima MKS 100 V
C 5 = 1 nF Styroflex
C 6 = 33 µF Tantal 6 V
C 7 = 1 µF Tantal 6 V
C 8 = 1 µF Tantal 6 V
C 9 = 1 µF Tantal 6 V
C 10 = 1 µF Tantal 6 V
C 11 = 2200 µF Elko 15 V
C 12 = 50 µF Elko 15 V
C 13 = 50 µF Elko 15 V
C 14 = 100 pF Styroflex

Transformator ≈ 12,6 V 0,8 A
Si Sicherung 630 mA träge
Ein Isoliersatz für T 4

IS 1 = 74121
IS 2 = 74121
IS 3 = 7490
IS 4 = 7493
IS 5 = 7447
IS 6 = 7473
IS 7 = 7413
IS 8 = 7401
IS 9 = 7405
IS 10 = 723

3 Stück Minitron 3015 F-BM 4 oder 3015 F-BM oder Äquivalenztyp

Günter Simon

Leistungsstrahler mit aktiven Frequenzweichen und Endverstärkern

Der Verfasser beschreibt eine Lautsprecherverstärkereinheit für den Selbstbau, die bei vielen Variationsmöglichkeiten durch hohe Nachbausicherheit und sehr gute klangliche Ergebnisse gekennzeichnet ist.

Beim Selbstbau von Lautsprecherboxen mit üblichen LC-Weichen tritt als Hauptproblem auf, daß diese Weichen nur für eine bestimmte Lautsprecherkombination bei äußerst genau festgelegter Einbauweise konzipiert sind. Es bleiben variable Einflüsse wie Größe und Bedämpfung des Hohlraumes unberücksichtigt.

Ein Leistungsstrahler mit aktiver, elektronischer Frequenzweiche bietet dagegen folgende Vorteile: Das Signal wird leistungslos in die einzelnen Frequenzbereiche aufgeteilt. Es können Lautsprecher mit unterschiedlichen Wirkungsgraden kombiniert werden, da jeder Lautsprecherpegel für sich geregelt werden kann. Die Lautsprecher werden bei kondensatorloser Ankopplung an die Endverstärker elektrisch optimal bedämpft, wodurch Ein- und Ausschwingverhalten erheblich verbessert und Intermodulationsverzerrungen stark herabgesetzt werden. Die Trennfrequenzen und Übertragungscharakteristiken der Weichen können sehr genau und ohne gegenseitige Beeinflussung gewählt werden.

Die Blockschaltung in *Bild 1* zeigt den prinzipiellen Aufbau des Leistungsstrahlers. Er ist aus folgenden Baugruppen aufgebaut: Drei kombinierten Frequenzweichen-Endverstärkerplatinen für Höhen, Mitten und Bässe, der Verzögerungsschaltung, dem Netzteil und den Lautsprechern.

Der Wahl der Filtercharakteristik wurde besondere Aufmerksamkeit gewidmet. Die meist verwendeten Filter 2. Ordnung mit Butterworthcharakteristik zeigen 4,3 % Überschwingen in der Sprungantwort, dagegen besitzt das verwendete Besselfilter nur 0,43 % Überschwingen. Die Gruppenlaufzeit ist nahezu frequenzunabhängig, der Übergang vom Durchlaß- in den Sperrbereich verläuft äußerst weich.

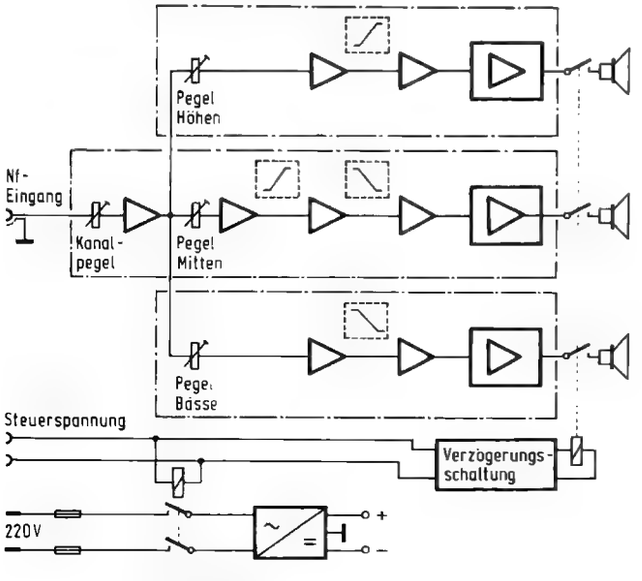
Um Bauteilebeschaffungssorgen von vornherein auszuschalten, wurden die Filter als „Filter mit Einfachmitkopplung" (1), (siehe *Bild 2*) aufgebaut. Es werden jeweils zwei gleiche, handelsübliche Widerstände und Kondensatoren in den frequenzbestimmenden Gliedern verwendet. Die Filtercharakteristik wird ausschließlich durch k = 1,268 bestimmt. Mit den Widerständen (k-1) R = 1,5 kΩ und R = 5,6 kΩ wird die Besselcharakteristik optimal realisiert.

An Kondensatoren werden nur zwei verschiedene Werte – 3,3 nF und 10 nF – benötigt. Die Widerstände entstammen der Reihe E 24. Für die Impedanzwandler und Filterverstärker wird ein rauscharmer Doppeloperationsverstärker verwendet.

Bild 3 zeigt die Schaltung des Bandpaßfilters mit IS 1b als Impedanzwandler und Verteiler für die einzelnen Bereiche. IS 1a wird als weiterer Impedanzwandler vor den Bandpaß geschaltet, um den Pegel des Filters ohne Beeinflussung der Filterdaten voll regeln zu können. Das Filter einschließlich der Stromversorgung für die Operationsverstärker und dem zugehörigen Endverstärker befinden sich zusammen auf einer Universalplatine. Dies erfordert zwar einen geringen Mehraufwand für die Stromversorgung, vermeidet aber Fehler durch Brummschleifen aufgrund falscher Masseverbindungen. Der Hoch- und Tiefpaß (*Bild 4*) besteht jeweils aus dem Pegelregler mit Impedanzwandler und dem Filterverstärker.

Der Endverstärker *(Bild 5)* ist mit modernsten Epitaxial-Base-NPN- und PNP-Leistungstransistoren komplementär-symmetrisch, mit erdsymmetrischer Spannungsversorgung und ohne Koppelkondensator im Ausgang aufgebaut. Die Stromquellenschaltung mit T 3 und der niederohmige Kollektorwiderstand von T 1 vermindern die Verzerrungen in der Eingangsdifferenzverstärkerstufe.

Um für eine starke Gegenkopplung eine möglichst hohe Spannungsverstärkung zu erzielen, arbeitet T 4 mit der Stromquellenschaltung T 5 im Kollektorkreis. Die Transistoren T 7/T 9 und T 8/T 10 sind als Komplementär-Darlington-Emitterfolger geschaltet, wodurch nur jeweils ein Basis-Emitter-Übergang wirksam wird. T 6 wird zur Temperaturkompensation der Ruheströme der Treiber- und Endtransistoren herangezogen. Mit P 1 wird der Ruhestrom auf etwa 80 mA eingestellt. T 6 muß mit dem Kühlkörper von T 9/T 10 thermisch verbunden werden. T 9/T 10 werden – durch Glimmerscheiben isoliert – auf einen Kühlkörper mit einem Wärmewiderstand von ca. 0,9 °C/W bis 1 °C/W pro Endstufe montiert. Die Kondensatoren C 2, C 4 und das im Ausgang liegende Zobel-Glied R 17/C 6 sorgen für ein stabiles Arbeiten des Verstärkers. Die Verstärkung wird durch die Gegenkopplung vom Ausgang zur Basis von T 2 mit den Widerständen R 7 und R 6 eingestellt.



◀ Bild 1. Blockschaltung des Leistungsstrahlers mit aktiven, elektronischen Frequenzweichen und Endverstärkern

Tiefpaß

$f_0 = \frac{125180}{RC}$

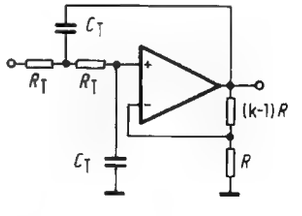
in Hz, kΩ, nF

für C = 10 nF

$f_0 = \frac{12518}{R}$

für C = 3,3 nF

$f_0 = \frac{37933}{R}$



Hochpaß

$f_0 = \frac{202550}{RC}$

in Hz, kΩ, nF

für C = 10 nF

$f_0 = \frac{20255}{R}$

für C = 3,3 nF

$f_0 = \frac{61378}{R}$

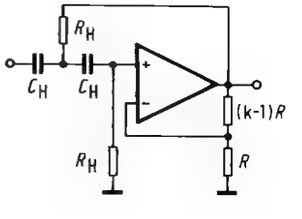


Bild 2. ▶ Formeln und Prinzipschaltbilder für Tief- und Hochpaß

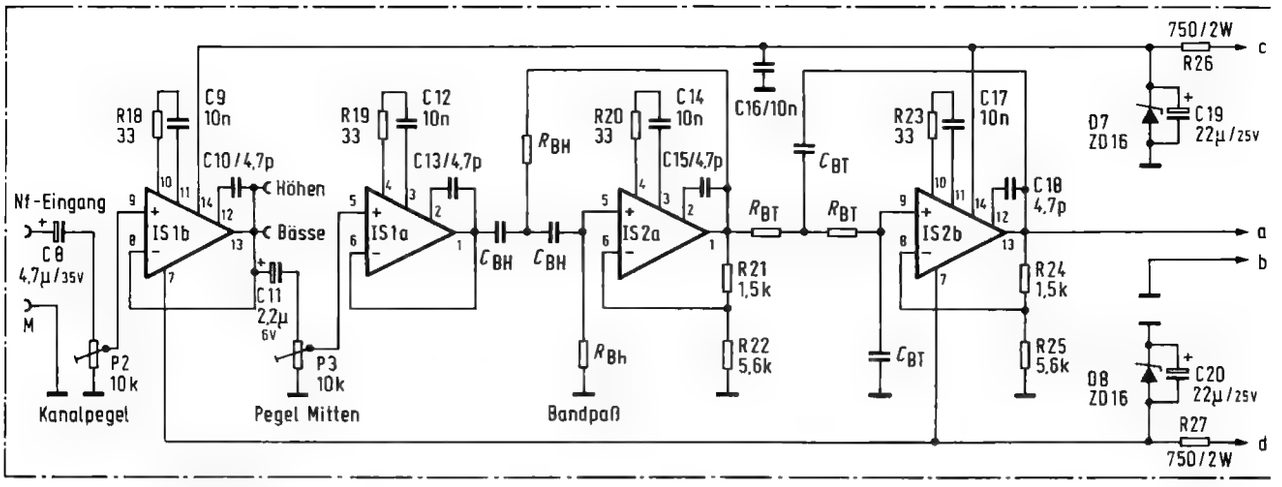
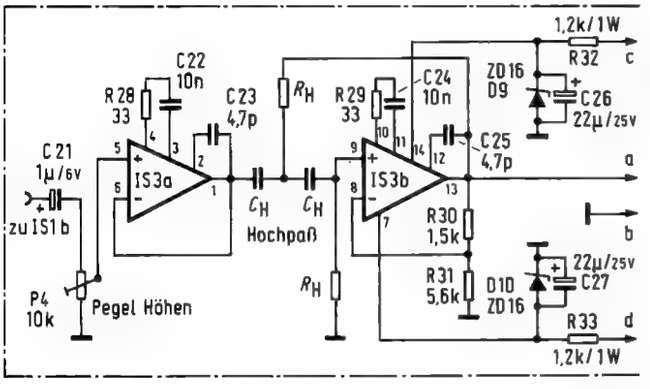


Bild 3: Schaltung des Bandpaßfilters



◄ Bild 4. Schaltungen für Hoch- und Tiefpaß

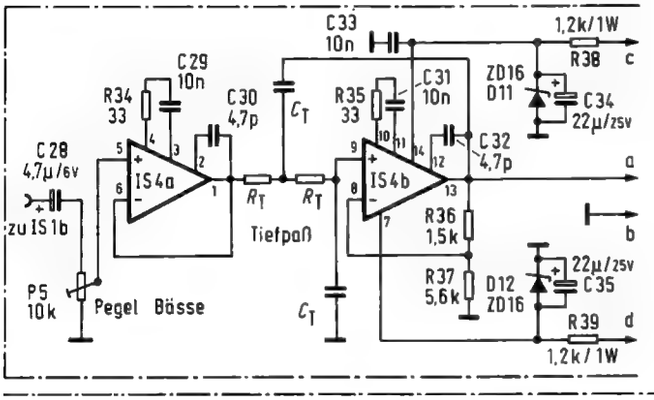
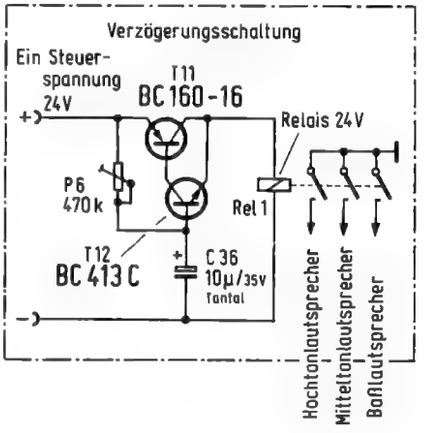
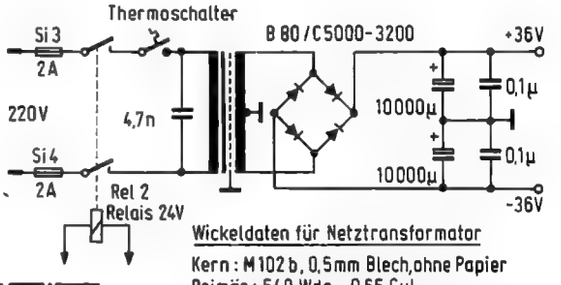


Bild 6. ► Die Verzögerungsschaltung

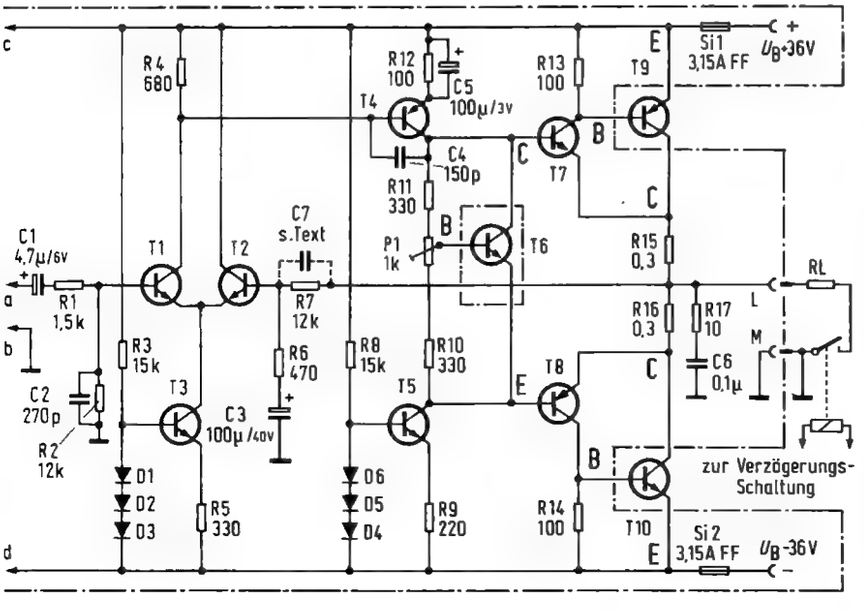




Wickeldaten für Netztransformator

Kern: M102 b, 0,5mm Blech, ohne Papier
Primär: 540 Wdg., 0,65 CuL
Schutzwicklung: 1 Wdg. 0,2mm Cu-Folie
Sekundär: 134 Wdg. 1,5 CuL, Anzapf. bei 67 Wdg.

Bild 7. Wickeldaten und Schaltung des Netzteiles



◄ Bild 5. Schaltung des Endverstärkers

Bild 6 zeigt die Verzögerungsschaltung. Sie ist notwendig, um die direkt angekoppelten Lautsprecher, besonders die äußerst empfindlichen Kalottenlautsprecher, nicht zu beschädigen. Erst, nachdem sich die Arbeitsbedingungen der Endverstärker stabilisiert haben, werden die Lautsprecher mit den Ausgängen verbunden. Mit dem Potentiometer P 6 wird eine Verzögerungszeit von ca. 1...3 s eingestellt.

Das Netzteil wird in *Bild 7* gezeigt. Die Sekundärspannungen des Netztransformators dürfen im Leerlauf 2 x 28 V nicht übersteigen, sollten aber bei Vollast nicht unter 2 x 25 V abfallen. Der Transformator mit dem Kern M 102 b und den genannten Wickeldaten erfüllt diese Bedingungen. Mit ei-

nem Schnittbandkern SM 102 b können diese Forderungen noch besser erfüllt werden. Der Thermoschalter muß auf dem Kühlkörper des Baßverstärkers montiert werden und sollte bei ca. 85 °C abschalten.

Bild 8 zeigt das Layout der Universalplatine und *Bild 9* den Bestückungsplan für den Bandpaß mit dem Endverstärker. Die modifizierten Bestückungspläne für Hoch- und Tiefpaß werden in den *Bildern 10* und *11* gezeigt.

Aus *Tabelle 1* sind die in den Mustergeräten verwendeten Lautsprecher mit den gewählten Übergangsfrequenzen zu ersehen. Für andere Lautsprecher oder Anwendungsfälle müssen andere Übergangsfrequenzen gewählt werden. Mit den in Bild 2 genannten Formeln können die entsprechenden Widerstandskombinationen errechnet werden. Die *Tabelle 2* nennt die gemessenen technischen Daten.

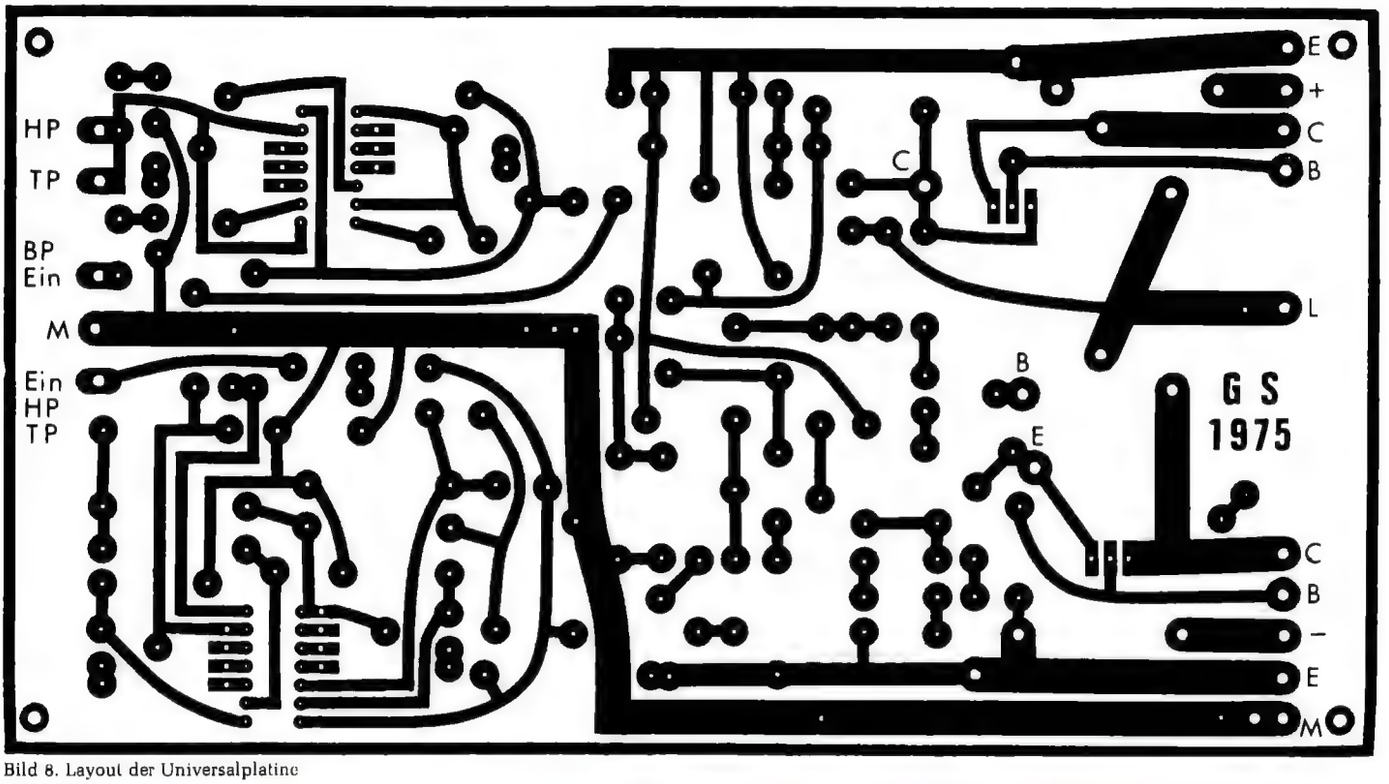


Bild 8. Layout der Universalplatine

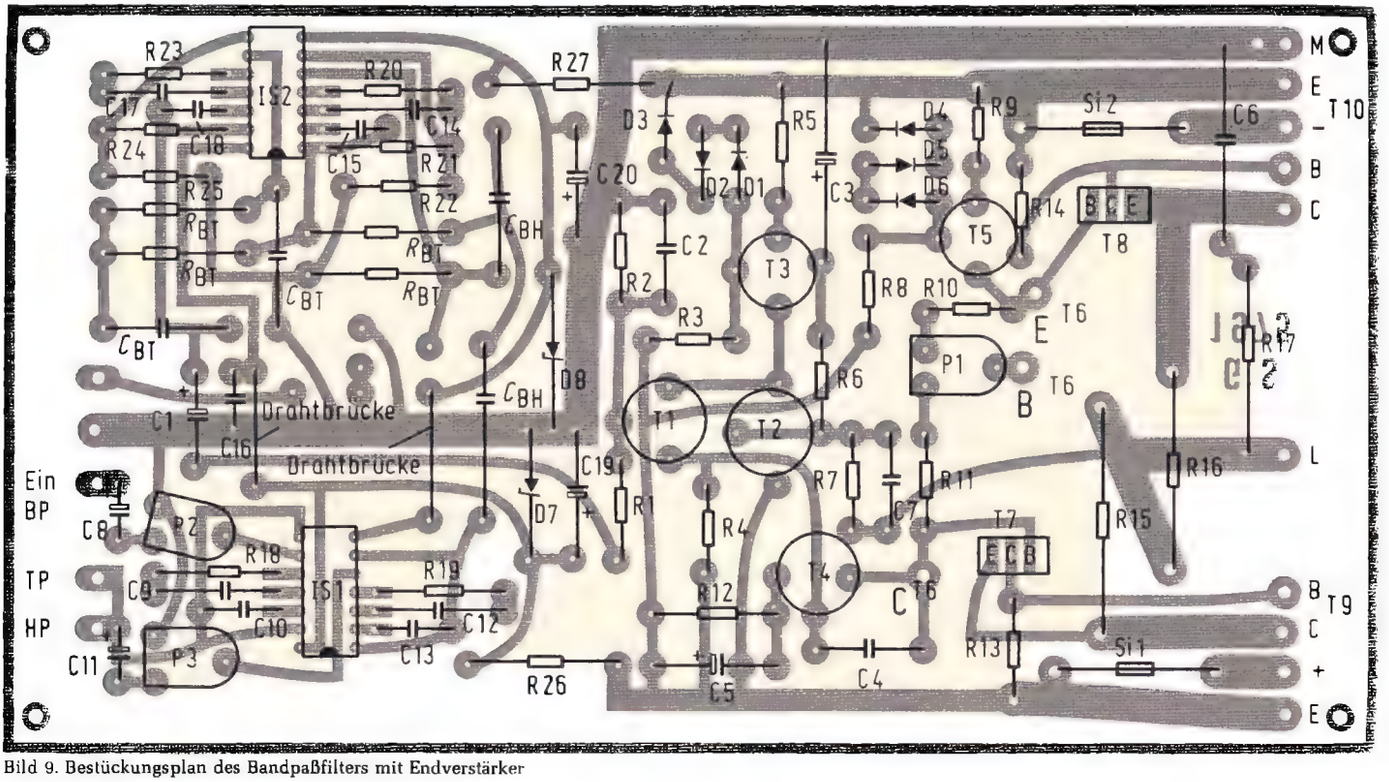


Bild 9. Bestückungsplan des Bandpaßfilters mit Endverstärker

Aufbauhinweise

Bei der Auswahl der Transistorentypen müssen die Angaben der *Tabelle 3* unbedingt beachtet werden. Die Transistoren T 1 und T 2 werden paarweise und mit einer Stromverstärkung $\beta \geqq 100$ ausgesucht. Auch T 4 soll eine Stromverstärkung $\beta \geqq 100$ haben. Für die Stromquellenschaltungen mit T 3 und T 5 können die Transistoren mit geringerer Stromverstärkung benützt werden, da ein Teil der dadurch bedingten Verringerung des Stromquelleninnenwiderstandes durch Erweitern auf drei Stabilisierungsdioden ausgeglichen wird.

Die in Tabelle 2 genannten Daten konnten trotz nichtgepaarter Treiber- und Endtransistoren erreicht werden. Für T 6 wird ein Transistor im TO 92-Kunststoffgehäuse gewählt. Er wird mit einer abgeänderten Kühlschelle für das Metallgehäuse TO 18 am Kühlkörper der Endtransistoren befestigt.

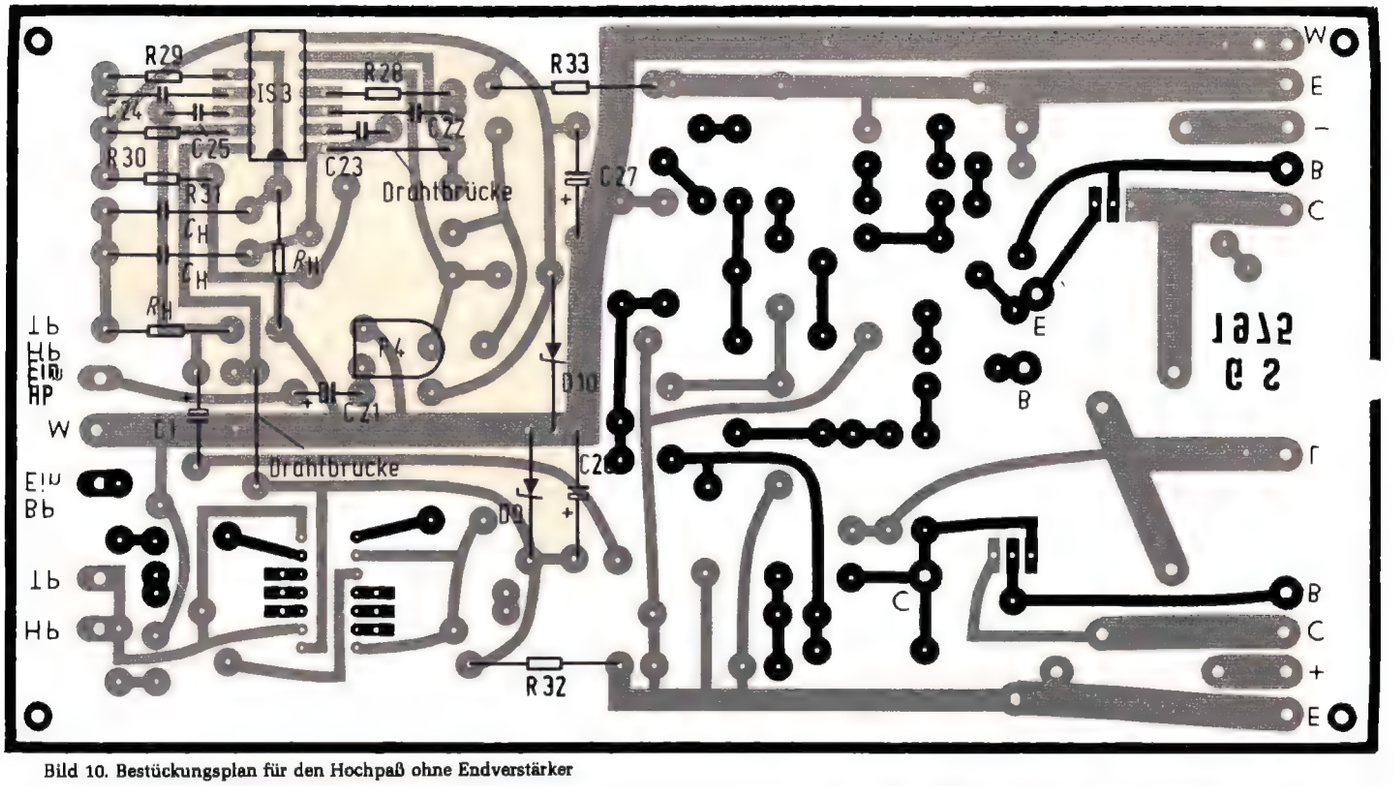


Bild 10. Bestückungsplan für den Hochpaß ohne Endverstärker

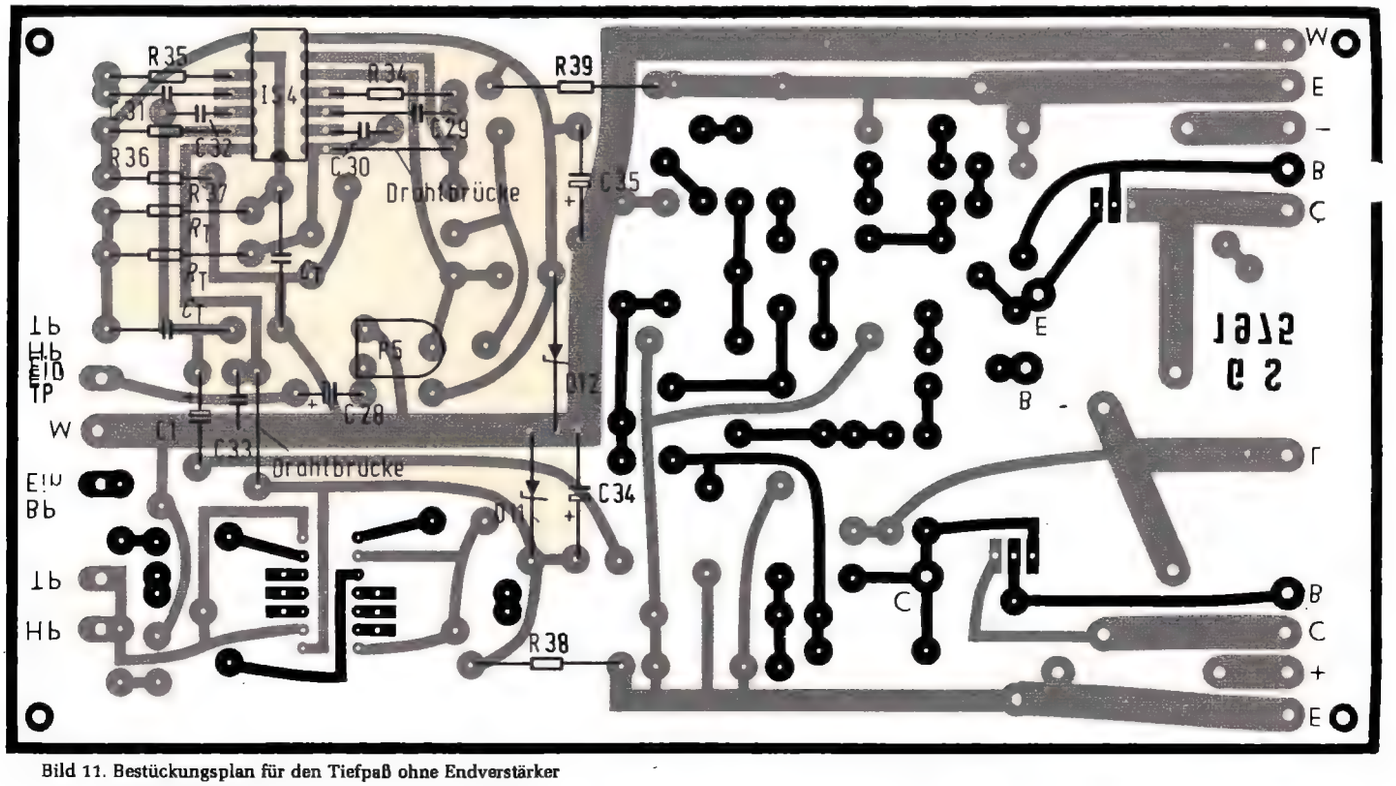


Bild 11. Bestückungsplan für den Tiefpaß ohne Endverstärker

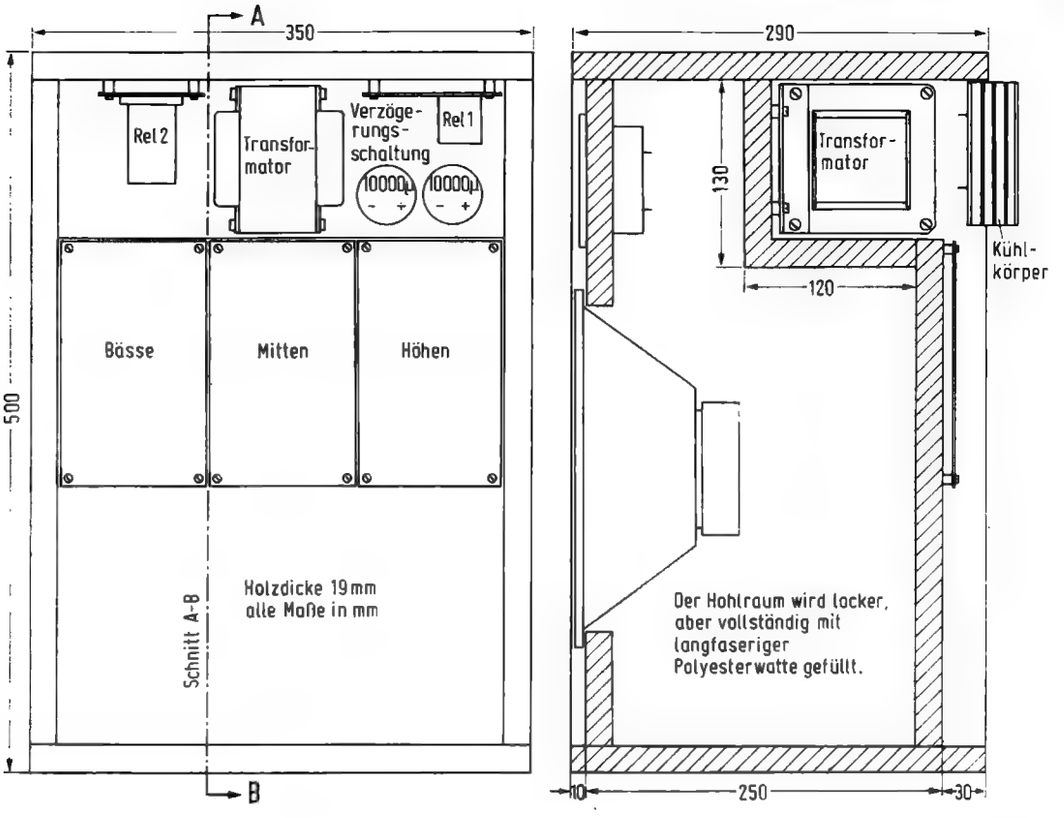


Bild 12. Aufbauvorschlag für den Leistungsstrahler

Tabelle 1. In Mustergeräten verwendete Lautsprecher

	Bässe: Typ	Frequenz	C_1	R_1			
1)	Kef B 139	321 Hz	10 nF	39 kΩ			
2)	Heco TC 204	695 Hz	10 nF	18 kΩ			
	Mitteltön: Typ	Frequenz	C_{BH}	R_{BH}	Frequenz	C_{BT}	R_{BT}
1)	Kef B 110	326 Hz	10 nF	62 kΩ	3447 Hz	3,3 nF	11 kΩ
2)	Heco KMC 51/7	675 Hz	10 nF	30 kΩ	3793 Hz	3.3 nF	10 kΩ
	Höhen: Typ	Frequenz	C_H	R_H			
1)	Heco KHC 25/4	3410 Hz	3,3 nF	18 kΩ			
2)	SCAN SPEAK SP 20 – D	3836 Hz	3,3 nF	16 kΩ			

Außer den Endtransistoren werden noch die Transistoren T 3, T 4, T 5, T 7 und T 8 mit entsprechenden Kühlkörpern versehen. Der gestrichelt angedeutete Kondensator C 7 kann bei Schwingneigung des Verstärkers zusätzlich eingebaut werden und hat Werte zwischen 2 pF und 12 pF.

Bild 12 zeigt einen Aufbauvorschlag. Bei Verwendung eines Konusmitteltonlautsprechers muß dieser gegen den Schalldruck des Baßlautsprechers durch eine Trennwand geschützt werden. Für die Speisespannungszuführungen und die Masseverbindungen verwendet man Schaltdraht 1,5 mm². Die Elektrolytkondensatoren des Netzteiles sollen in kürzester Entfernung zur Hochtonverstärkerplatine plaziert werden. Die Masselei-

Tabelle 2.
Technische Daten des Mustergerätes

Nennausgangsleistung:	
mit RL = 4 Ohm	≧ 90 W
mit RL = 8 Ohm	≧ 60 W
Klirrfaktor:	
bei 1/2 Pa nenn	
an 8 Ohm	
von 40 Hz...20 kHz	≦ 0,05 %
Vu des Endverstärkers	= 25 fach
Vu der Filterverstärker	= 1,268 fach
Spannungs-frequenzgang	= 15 Hz...110 kHz – 1 dB
Leistungs-frequenzgang:	
mit RL = 8 Ohm	= 15 Hz...> 40 kHz
Innenwiderstand:	
gemessen mit	
RL 8 Ohm	= 19,4 mΩ
Dämpfungsfaktor	= 400 = 52 dB
Eingangsspannung:	
für Pa nenn	
und geöffneten	
Pegelreglern	≦ 0,65 V

Tabelle 3. In Mustergeräten verwendete Spezialteile

Transistoren:	T 1, T 2, T 3 und T 5 BSY 56 ITT, BSW 39/16 Telefunken 2 N 3019 Fairchild T 4 2 N 4033 ITT, BSW 40/16 Telefunken T 6 BC 413 C ITT T 7 BD 139 Telefunken T 8 BD 140 Telefunken T 9 2 N 6247 RCA T 10 2 N 6472 RCA (Alfred Neye-Enatechnik GmbH, 2085 Quickborn-Hamburg, Schillerstr. 14)
Dioden:	D 1...D 6: 1 N 4002 Telefunken
IS 1...IS 4	µA 739 DC Fairchild. SN 76131 N (Texas Instruments)
Kühlkörper:	für T 9/T 10 KL – 101 – 100 mm (Seifert Elektronik) für T 3, T 4, und T 5 KK – 501 (Seifert Elektronik) für T 7/T 8 KL – 109/25 sw (Seifert Elektronik)
Widerstände:	ohne Angaben 5 % 1/3 W
Kondensatoren:	Frequenzglieder Styroflex 63 V 2,5 % C 1, C 8, C 11, C 21, C 28 und C 36 perlenförmige Miniatur-Tantal-kondensatoren C 2, C 4, C 16, C 33 und alle Kompensations-kondensatoren der IS 1...IS 4 keramische Miniaturkondensatoren

tung führt man in etwa 2...3 cm Abstand von den Speisespannungsleitungen und verbindet sie nur einmal auf der Verstärkerseite mit der Platine.

Das Gehäuse darf nur einmal und zwar an der Eingangsbuchse an Masse gelegt werden. Die drei Platinen werden in der Reihenfolge Hoch-, Mittel- und Baßplatine montiert und mit ungeschirmten Leitungen verbunden. Die Signalzuführung von der Eingangsbuchse zum Eingang der Mitteltonplatine muß abgeschirmt sein. Alle Lautsprecher sind gleichphasig, und zwar mit der Pluskennzeichnung an den Ausgang und mit Minus an Masse anzuschließen.

Inbetriebnahme

Vor der ersten Inbetriebnahme des Leistungsstrahlers werden die Lautsprecher abgetrennt. Dann werden alle Potentiometer P 1 bis zum Anschlag in Richtung Plusspannungsseite gedreht. Der Eingang bleibt signalfrei. Nach dem Einschalten darf zwischen Lautsprecheranschluß und Masse eine Spannung von höchstens 100 mV zu messen sein. Nun wird P 1 langsam aufgedreht, bis zwischen den Kollektoranschlüssen der Endtransistoren eine Spannung von 48...50 mV gemessen wird. Die Lautsprecher werden nun wieder angeschlossen. Nach Vorschalten eines geeigneten Vorverstärkers kann nun die Einpegelung des Leistungsstrahlers mit Hilfe der Lautsprechertestschallplatte des dhfi – Deutsches High-Fidelity Institut e.V. Frankfurt, die in den meisten Phonohäusern zu bekommen ist, durchgeführt werden.

Literatur

[1] *Tietze, U. – Schenk, Ch.:* Halbleiter-Schaltungstechnik. Springer-Verlag, Berlin, Heidelberg, New York.

Herwig Feichtinger

2-m-FM-Handfunksprechgerät mit 80-Kanal-Synthesizer

Seit langem sucht man in der Amateur- und in der kommerziellen Sprechfunktechnik nach Lösungen, die große Anzahl von Quarzen pro Gerät (meist zwei je Kanal) zu reduzieren. Für Anlagen, die als Fest- oder Mobilstationen verwendet werden, fand man bereits vor Jahren das Frequenzsynthesizerprinzip, das digital viele Kanäle in einem bestimmten Raster (z.B. 25 kHz) erzeugt. Der nachfolgende Beitrag soll als Anregung für eigene Überlegungen und Entwicklungen auf diesem Gebiet dienen.

Für tragbare Funksprechgeräte schied das Synthesizer-Verfahren bisher leider aus, da die verwendeten integrierten Schaltungen in TTL-Technologie eine für kleine Batterien unzumutbar hohe Stromaufnahme bedingten; so benötigt ein herkömmlicher 2-m-FM-Synthesizer bei Empfang etwa 300 mA. Erst durch die in neuerer Zeit verfügbaren CMOS-IS ist es möglich, den Stromverbrauch zu senken. Das hier vorgestellte Gerät benötigt beispielsweise nur 25 mA bei geschlossener Rauschsperre, ein Wert also, der mit quarzbestückten Geräten sehr wohl vergleichbar ist.

Allerdings ist das Konzept von TTL-Synthesizern nicht so ohne weiteres auf die CMOS-Technik zu übertragen; bei letzterer sind die Gatterlaufzeiten wesentlich größer und die maximal verarbeitbare Taktfrequenz um ein Vielfaches niedriger.

Das Prinzip der Frequenzaufbereitung

Zunächst sei an die grundsätzliche Arbeitsweise von Synthesizer-Aufbereitungen erinnert. *Bild 1* soll die Funktion erläutern. Ein auf der gewünschten Endfrequenz schwingender VCO (hier ein kapazitätsdiodenabgestimmter Oszillator) wird mit einem quarzgesteuerten Oszillator (RMO = Rückmischoszillator) gemischt. Die entstehende Differenzfrequenz ist tief genug, um von der nachfolgenden digitalen programmierbaren Teilerkette verarbeitet werden zu können. Am Ausgang dieses Teilers erscheint dann die Rückmischfrequenz, dividiert durch das von den Kodierschaltern einprogrammierte Teilerverhältnis.

Diese neue Frequenz wird in einem Phasenvergleich mit der Rasterfrequenz (die gleich dem Abstand der schaltbaren Kanäle ist) verglichen. Die entstehende Regelspannung wird durch einen geeignet dimensionierten Tiefpaß von Wechselspannungsresten befreit und dem VCO zugeführt. Im eingeregelten Zustand ist die VCO-Frequenz dann

$$f_{vco} = f_{rmo} + n \cdot f_r.$$

Darin bedeuten:

f_{rmo} = Frequenz des Rückmischoszillators,
n = eingestelltes Teilungsverhältnis,
f_r = Rasterfrequenz.

Abweichend von diesem Konzept wäre es auch möglich, sowohl die Rückmischfrequenz als auch die Rasterfrequenz vor deren weiterer Verarbeitung durch einen konstanten Faktor zu teilen. Obwohl dann weniger Probleme mit der maximalen Taktfrequenz des programmierbaren Teilers entstünden, wäre jedoch wegen der größeren Tiefpaß-Zeitkonstante in der Regelleitung die Einschwingzeit des Systems (die Zeit also, die von der Regelung zum Umschalten eines Kanals benötigt wird) entsprechend größer. Im vorliegenden Gerät wurde daher auf diese Vorteilung verzichtet; das bedingte natürlich eine geeignete Wahl der Rückmischfrequenz, um auch mit den relativ großen Gatterlaufzeiten der CMOS-Bausteine auszukommen.

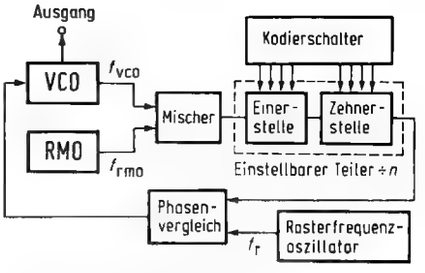


Bild 1. Synthesizer-Prinzip

Der VCO erzeugt in der Betriebsart „Senden" direkt die Endfrequenz, also einen bestimmten Kanal im 25-kHz-Raster zwischen 144 MHz und 146 MHz. Da der Rückmischoszillator auf 143,5 MHz schwingt, ergibt sich die Differenz- bzw. Rückmischfrequenz zu 0.5...2,5 MHz. Bei Empfang sind VCO und Rückmischoszillator jeweils um den Betrag der Empfänger-Zwischenfrequenz 10,7 MHz tiefer, es ergibt sich aber der gleiche Rückmischfrequenzbereich wie bei Senden. Da für die Rückmischoszillatoren keine Quarze erhältlich sind, die direkt auf 143,5 bzw. 132,8 MHz schwingen, wird die halbe Frequenz als Quarzfrequenz gewählt (71,75 bzw. 66,4 MHz). Eine Verdopplerstufe ist nicht notwendig, da der Rückmischer auch mit der zweiten Harmonischen zufriedenstellend arbeitet.

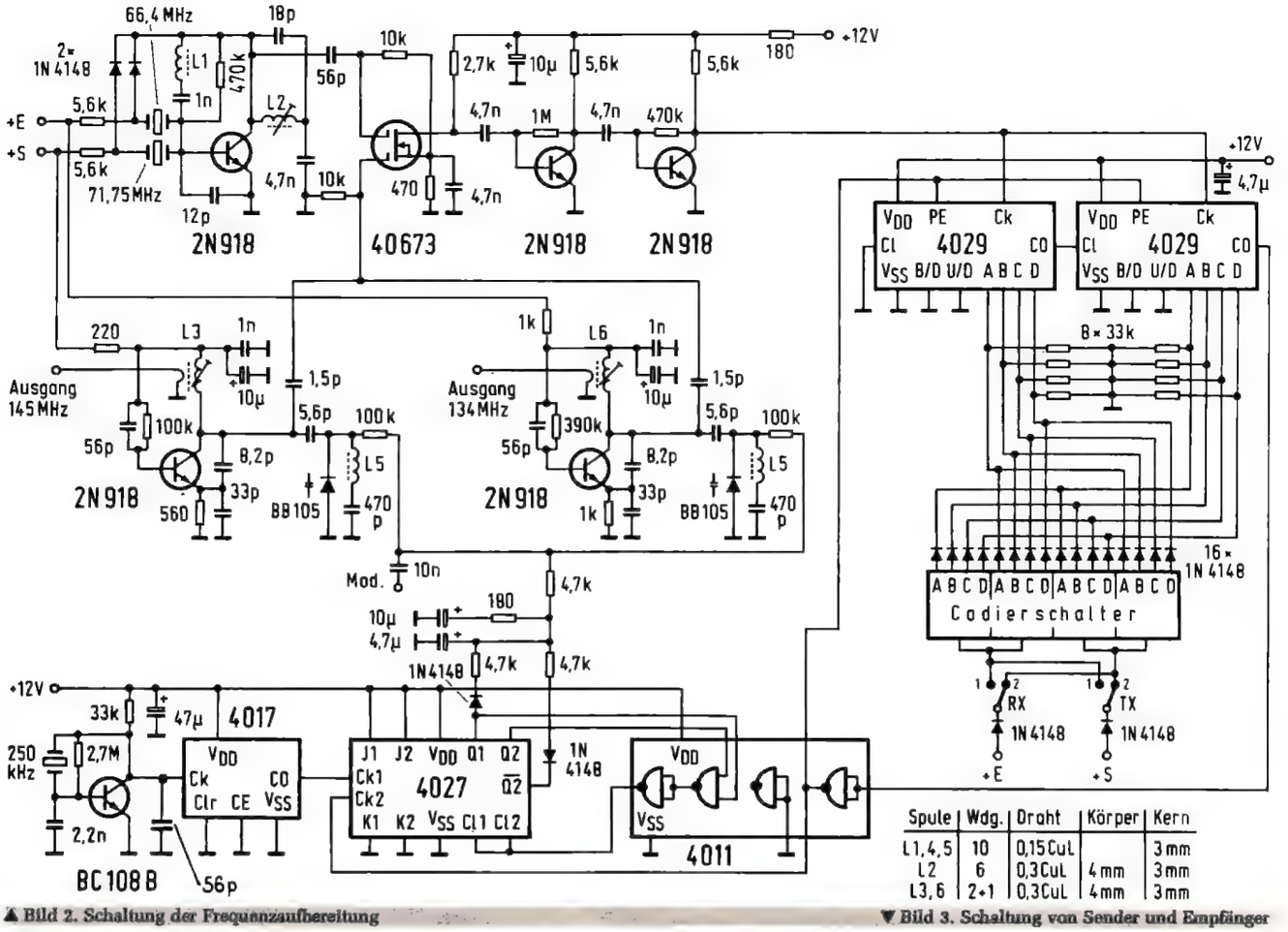
Die Schaltung des Mustergeräts

Bild 2 zeigt die Schaltung der Synthesizer-Frequenzaufbereitung. Bei der Konzeption wurde speziell auf geringen Stromverbrauch, geringen Aufwand und wenig Platzbedarf Wert gelegt.

Für Senden und Empfang sind zwei getrennte VCOs vorhanden. Das hat den Vorteil, daß der Empfangs-VCO auf geringen Stromverbrauch und der Sende-VCO auf genügende Ausgangsleistung ausgelegt werden kann. Hingegen ist nur ein Rückmischoszillator vorhanden, dessen zwei Quarze mit Dioden umgeschaltet werden. Um eine geringe Leistungsaufnahme zu erzielen, speist der durch die Schaltdioden fließende Strom gleichzeitig den Oszillatortransistor.

Der Rückmischer arbeitet mit einem Dual-Gate-MOSFET, an dessen Gate 1 die jeweilige VCO-Frequenz und am Gate 2 die Rückmischoszillator-Frequenz eingespeist werden. Um die entstehende Differenzfrequenz auf CMOS-Logikpegel zu bringen, folgt ein zweistufiger Rückmischverstärker.

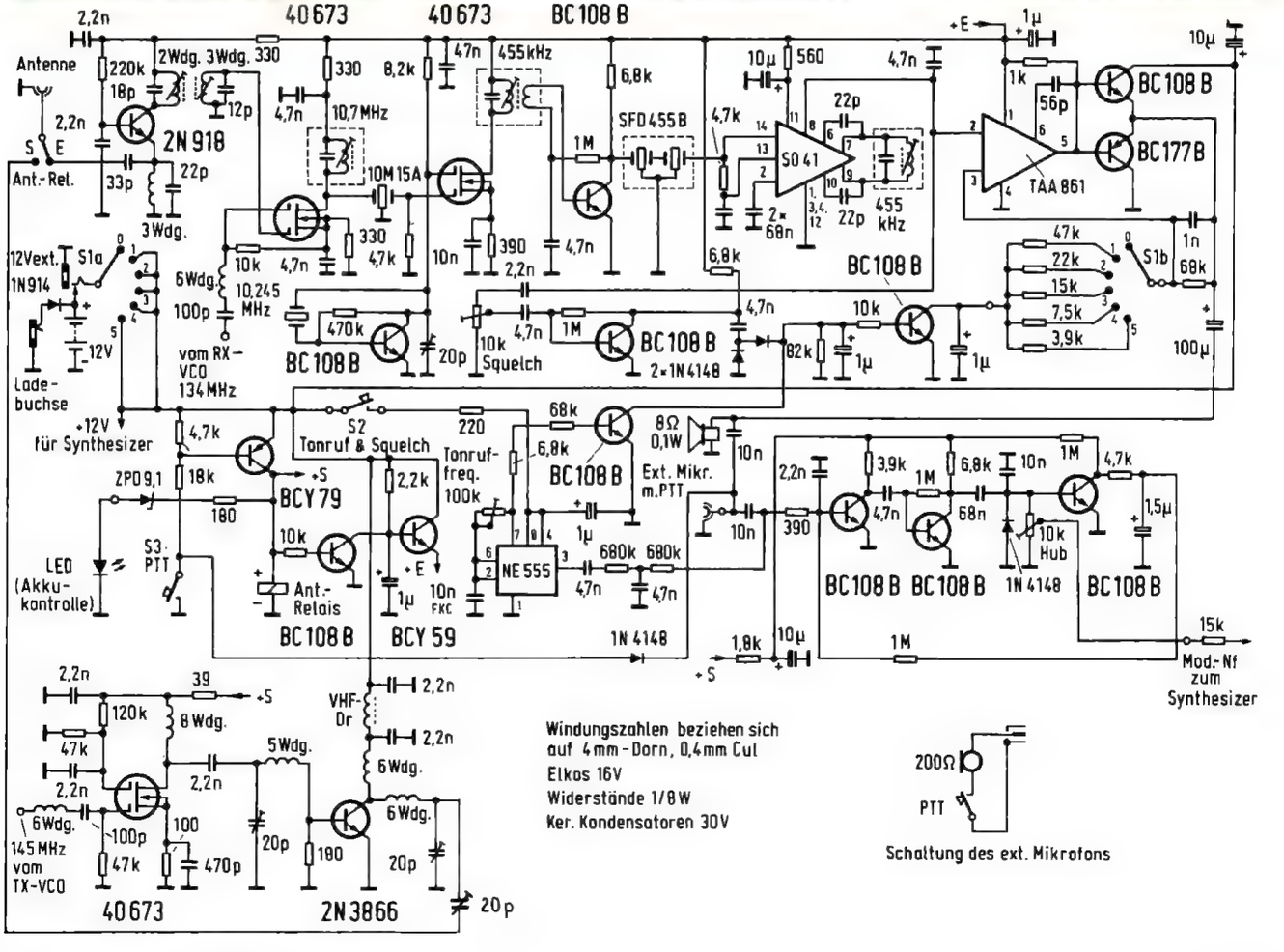
Der programmierbare Teiler arbeitet synchron, d.h. Einer- und Zehnerteiler erhalten die Rückmischfrequenz. Wenn der Einerteiler bis Null gezählt hat, gibt er einen Übertragsimpuls an den Zehnerteiler. Die Teilung durch „n" geschieht nach folgendem Schema: Zunächst wird von den Kodierschaltern eine zweistellige BCD-Information in den Zähler übernommen; der Zählerstand ist gleich der eingestellten Kanalnummer. Von diesem Zählerstand wird nun mit der



Spule	Wdg.	Draht	Körper	Kern
L1,4,5	10	0,15 CuL		3 mm
L2	6	0,3 CuL	4 mm	3 mm
L3,6	2+1	0,3 CuL	4 mm	3 mm

▲ Bild 2. Schaltung der Frequenzaufbereitung

▼ Bild 3. Schaltung von Sender und Empfänger



Windungszahlen beziehen sich auf 4 mm-Dorn, 0,4 mm CuL
Elkos 16V
Widerstände 1/8 W
Ker. Kondensatoren 30V

Schaltung des ext. Mikrofons

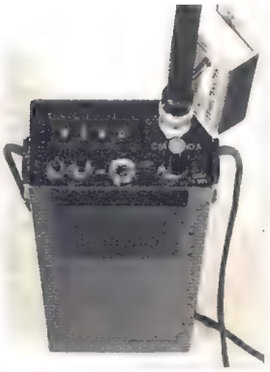


Bild 4. Das Gerät des Verfassers (Aufnahme: Leutmayr)

Rückmischfrequenz abwärts bis Null gezählt. Sobald die Null erreicht ist, erzeugt nun auch der Zehnerteiler einen Übertragsimpuls. Dieser wird ausgenützt, um erneut die Kodierschalterinformation in den Zähler zu übernehmen, und der Zyklus beginnt von vorn. Da der Übertragsimpuls nur in negierter Form zur Verfügung steht, ist hierzu noch eine Inverterstufe notwendig, die hier aus einem NAND-Gatter gebildet wird.

Die Rasterfrequenz (25 kHz) wird aus einem 250-kHz-Quarzoszillator gewonnen, dessen Ausgangsfrequenz mit einem Johnson-Zähler durch 10 geteilt wird.

Der Phasenvergleich arbeitet mit zwei JK-Flipflops und zwei weiteren NAND-Gittern, von denen eines wieder als Inverter dient. Es würde zu weit führen, die Arbeitsweise dieses Vergleichers genau zu erläutern; nur soviel sei gesagt: Wenn die aus dem programmierbaren Teiler kommende Frequenz höher als die Rasterfrequenz ist, werden die Tiefpaß-Kondensatoren entladen; wenn sie dagegen niedriger ist, werden diese am Phasenvergleicher-Ausgang befindlichen Kondensatoren aufgeladen. Im eingeregelten Zustand ist der Ausgang hochohmig, da beide Dioden sperren.

Der Tiefpaß ist kein einfacher RC-Tiefpaß, sondern eine Schaltung, bei der durch Hinzufügen von einem weiteren RC-Glied (R und C in Reihe) der Phasengang der Regelschleife verbessert wird. Das ist notwendig, weil sonst leicht Regelschwingungen auftreten können oder zumindest das Einschwingverhalten verschlechtert wird.

Um die Ausgangsfrequenz frequenzmodulieren zu können, wird über einen Koppelkondensator in der Betriebsart Senden die Modulations-Nf in die Regelleitung eingespeist. Das bedingt, daß die Regelschleife nicht zu schnell bzw. die Tiefpaßgrenzfrequenz nicht zu hoch ist, weil ja sonst die FM ausgeregelt wird. Aus diesem Grund existiert auch eine untere Modulationsgrenzfrequenz, unterhalb der die Regelung hubverringernd und klirrfaktorerhöhend wirkt. Beim Mustergerät ist diese untere Grenzfrequenz etwa 300 Hz, ein für Sprachübertragung völlig ausreichender Wert.

Doch noch einmal zurück zu den Kodierschaltern: Wie man sich leicht ausrechnen kann, entspricht der untersten Rückmischfrequenz von 0,5 MHz das Teilerverhältnis n = 20 und der obersten (2,5 MHz) n = 100. Die Zahl läßt sich mit zweistelligen Kodierschaltern natürlich nicht mehr einstellen; der oberste schaltbare Kanal hat die Nummer 99, das entspricht der Endfrequenz 145,975 MHz und der Rückmischfrequenz 2,475 MHz.

Um auch über Relaisstellen arbeiten zu können, ohne auf einen bestimmten Abstand zwischen Sende- und Empfangsfrequenz („Shift") festgelegt zu sein, enthält das Mustergerät zwei Kodierschalter-Paare, die mit Hilfe zweier Kippschalter beliebig für Senden und Empfang vertauscht werden können; dadurch ist man in der Lage, entweder auf einem Kodierschalter-Paar transceive zu arbeiten oder ein Paar für Senden, das andere für Empfang oder umgekehrt zu verwenden. Die hierfür notwendige „ODER"-Verknüpfung wird mit 18 Dioden realisiert.

Empfänger- und Senderschaltung

Beim Empfänger (*Bild 3*) wurde auf das bewährte Doppelsuperprinzip zurückgegriffen, da es mit unkritischen und preiswerten Bauelementen auskommt und z.B. keine teuren mehrpoligen Quarzfilter und Diskriminatoren benötigt.

Die Hf-Vorstufe arbeitet mit einem bipolaren Transistor, der auch bei einem geringen Speisestrom noch eine günstige Rauschzahl sowie eine genügend hohe Verstärkung besitzt. Nach dem zweikreisigen Bandfilter folgt ein Dual-Gate-MOSFET-Mischer, an dessen Gate 2 die Empfänger-VCO-Frequenz eingespeist wird. Zur Selektion der ersten Zf (10,7 MHz) dient ein monolithisches Quarzfilter, das sehr klein (Gehäuse HC-18/U) und preisgünstig (ca. 20 DM) ist. Auch in der zweiten Mischstufe wird wieder ein MOSFET verwendet, der aus einem 10,245-MHz-Quarzoszillator und der 1. Zf die zweite Zf von 455 kHz erzeugt. Auf dieser Frequenz sind für die weitere Selektion noch ein Schwingkreis am Drain des 2. Mischers und ein nach einer Verstärkerstufe folgendes Keramikfilter maßgeblich. Ein Begrenzerverstärker und ein FM-Koinzidenzdemodulator sind in der integrierten Schaltung SO 41 von Siemens integriert. Sie ähnelt der bekannten TBA 120, benötigt jedoch nur etwa 5 mA Speisestrom, was sie besonders für tragbare Geräte geeignet macht.

Ein Operationsverstärker TAA 861 dient zusammen mit zwei komplementären Endtransistoren als Nf-Verstärker. Er kann durch Veränderung der Gegenkopplung mit einem Drehschalter in der Verstärkung eingestellt werden; dieser Schalter ermöglicht neben einer „AUS"-Stellung fünf verschiedene, durch Festwiderstände genau definierte Lautstärkestellungen in Abstufungen von etwa 6 dB.

Der Arbeitspunkt des Nf-Verstärkers kann durch eine Rauschsperre so verlagert werden, daß die Verstärkung Null wird, sobald das Rauschspektrum in der Gegend von 10 kHz einen mit einem Trimmpoti einstellbaren Pegel überschreitet.

Der Aufwand für den Sender ist vergleichsweise gering. Wegen der relativ hohen Sender-VCO-Ausgangsleistung (5 mW) genügen zwei Stufen, nämlich ein MOSFET als Treiber und ein 2N3866 als Endstufe, um die gewünschte Ausgangsleistung von 0,5 W zu erzielen. Mit Rücksichtnahme auf die Batteriekapazität (im Muster 225 mAh) wurde absichtlich keine höhere Ausgangsleistung gewählt.

Der Modulationsverstärker besitzt eine Regelcharakteristik, die bei zu naher oder zu lauter Besprechung die Mikrofonvorverstärkung verringert, so daß ein konstanter Spitzenhub ohne Verzerrung erzielt wird. Wenn kein externes Mikrofon verwendet wird, dient der eingebaute Lautsprecher als Mikrofon; sein Frequenzgang wird im Modulationsverstärker durch Hochpässe korrigiert.

Für die Auftastung von Relaisstellen enthält das Gerät einen Tonrufoszillator mit dem integrierten Timer 555. Bei Empfang dient die Tonruftaste dazu, die Rauschsperre zu öffnen, um auch sehr schwach ankommende Stationen empfangen zu können.

Die Sende-Empfangsumschaltung enthält mehrere Transistoren, die die Betriebsspannungen für Sender und Empfänger sowie für die Synthesizeraufbereitung schalten. Wegen seiner hohen Zuverlässigkeit wird für die Antennenumschaltung ein kleines Reedrelais verwendet.

Mechanischer Aufbau

Der Frequenzsynthesizer und der Sende- und Empfangsteil sitzen auf zwei getrennten Platinen, bei denen die Bestückungsseite durchgehend kupferkaschiert ist; nur die Bauelementelöcher, die nicht nach Masse führen, wurden freigeätzt, die übrigen wurden beiderseitig (d.h. auf der Bauelemente- und der Leiterbahnseite) verlötet.

Beide Platinen sind herausklappbar auf zwei Seitenleisten befestigt, an denen auch die Frontplatte mit allen Bedienungselementen außer Sprech- und Tonruftaste sowie die Rückplatte mit Netzteil- und Ladebuchse angeschraubt sind. Zwei U-Halbschalen verschließen das Gerät hermetisch dicht. Die *Tabelle* nennt die technischen Daten des Mustergeräts.

Tabelle der technischen Daten des Mustergeräts

Frequenzbereich	144,0(=Kanal 20)...145,975 MHz (=Kanal 99)
Kanalabstand	25 kHz
Modulationsart	FM
Betriebsspannung	12 V (min. 10 V, max. 15 V)
Größe o. Bedienungsel.	4,2 x 7,7 x 18,7 cm
Gewicht m. Akku	0.8 kp
Sender	
Ausgangsleist.	0,5 W
Nebenwellen	max. –60 dB
Stromverbrauch	155 mA
Empfänger	
Empfindlichkeit	0,25 µV für 10 dB $\frac{S+N}{N}$
Bandbreite	12 kHz bei –6 dB
Nf-Ausgangsleist.	0,3 W an 8 Ω
Stromverbrauch	bei geschlossener Rauschsperre: 25 mA bei geöffneter Rauschsperre, keine Nf: 30 mA

Rolf Bürki

Drehzahlmesser, Schließwinkelmeßgerät und Voltmeter für das Auto

1. Teil

Einige Kontroll- und Wartungsarbeiten lassen sich vom Autobesitzer auch selbst durchführen, wenn ihm geeignete Meßgeräte zur Verfügung stehen. Das hier beschriebene Universalmeßgerät mit schon fast professionellem Charakter erleichtert diese Arbeiten wesentlich.

Schaltungsbeschreibung

Für die Funktionsbeschreibung ist die tatsächliche Stromrichtung nicht von Bedeutung und wurde daher nicht weiter beachtet. Auf der Primärseite der Zündspule bzw. am geöffneten Unterbrecherkontakt entsteht eine Spannung, welche ungefähr den Verlauf nach *Bild* 1 hat.

Nach dem Öffnen des Kontaktes entsteht eine gedämpfte Schwingung. Die erste Flanke steigt auf ca. 200...300 V an und hat die gleiche Polarität wie die Speisespannung des Bordnetzes. Nach ca. 1 ms ist die Schwingung zu Ende. Je nach Funkenlänge bzw. je nach der benötigten Hochspannung ist dann während 0...2 ms eine relativ ruhige Gleichspannung vorhanden, welche etwas über der Batteriespannung liegt. Während dieser Zeit brennt an der Zündkerze ein Gleichstromlichtbogen.

Die Periodendauer der genannten gedämpften Schwingung wird bestimmt durch die Streuinduktivität der Zündspule, deren Eigenkapazität und den Kondensator parallel zum Unterbrecher. Nach dem Abreißen des Lichtbogens entsteht eine weitere gedämpfte Schwingung, deren Periodendauer in der Größenordnung von 0,6 ms liegt und bestimmt wird durch Primärinduktivität und Eigenkapazität der Zündspule sowie den Kondensator parallel zum Unterbrecher. Nach einer Zeit von 2...4 ms je nach Funkenlänge liegt bis zum Schließen des Kontaktes die Batteriespannung über dem Kontakt.

Für die Drehzahlmessung soll nun z. B. nur die Anzahl Kontaktöffnungen pro Zeiteinheit ausgewertet werden, während für die Schließwinkelmessung noch zusätzlich der Zeitpunkt der Kontaktschließung gemessen wird. Sämtliche Schwingungsvorgänge, welche zwischen Öffnen und Schließen des Kontaktes vorhanden sind, dürfen die Messung nicht verfälschen, ebenso Schwankungen der Batteriespannung. Die Schließwinkelmessung darf nicht von der Impulsfolgefrequenz (Drehzahl) abhängig sein. Die Schaltung des Gerätes ist daher relativ aufwendig. Um ein Meßgerät mit hoher Genauigkeit zu erhalten, wurde dem Materialaufwand keine Beachtung geschenkt.

In elektronischen Zündanlagen, wo der Unterbrecher nur einen Gleichstrom zur Steuerung der Elektronik schaltet, sind in der Regel am Kontakt keine Störschwingungen der beschriebenen Art vorhanden. Das Gerät sollte aber universell sein und mußte daher für die schwierigsten Betriebsbedingungen entwickelt werden.

Unabhängig vom Wagentyp müssen dem Gerät die Speisespannung und die Impulse in der richtigen Polarität zugeführt werden. Mit den Segmenten d, e, f des Schalters S 3 werden die nötigen Umschaltungen vorgenommen (*Bild* 2). Zur Grobeinstellung des Zündzeitpunktes muß dem Unterbrecher eine Spannung zugeführt werden, weil bei dieser Arbeit die Zündspule vorteilhaft abgetrennt wird, um keine unerwünschten Entladungen zu erzeugen. Zu diesem Zweck sind S 1 und R 1 vorgesehen.

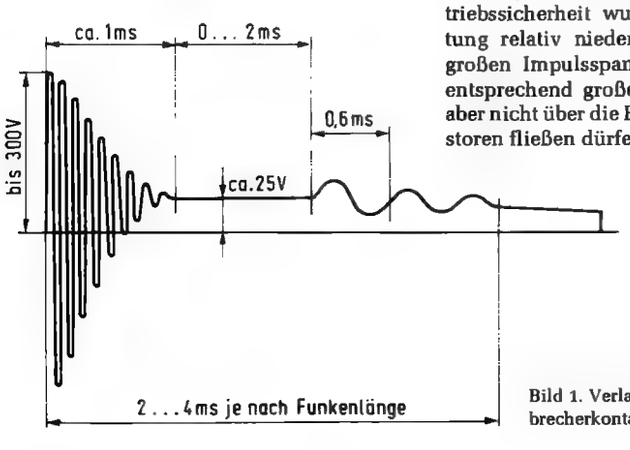


Bild 1. Verlauf der Spannung am Unterbrecherkontakt eines Otto-Motors

Der Begrenzer

Die Schaltung hat Eingänge für positive und negative Impulse. Im Interesse der Betriebssicherheit wurde die Eingangsschaltung relativ niederohmig ausgeführt. Die großen Impulsspannungen ergeben daher entsprechend große Impulsströme, welche aber nicht über die Basis der Eingangstransistoren fließen dürfen und so über den Emitter die sehr genau stabilisierte Speisespannung des Gerätes stören könnten. Die Impulsströme werden daher ja nach momentaner Polarität auf die Wagenmasse oder die Batterie abgeleitet: Bei Minuspol an Masse über die Dioden D 1, D 2, bei Pluspol an Masse über die Dioden D 4, D 5. Zur Strombegrenzung dienen die Widerstände R 2 + R 3 oder R 2 + R 7. Bei falscher Polung der Speisespannung werden die genannten Dioden leitend. R 4 und R 10 begrenzen dann den Strom durch die Dioden, so daß kein Kurzschluß entsteht.

Bei Minuspol an Masse gelangen die Impulse auf die Basis von T 1. Sein Kollektor ist mit der Basis von T 2 verbunden. Der Basisstrom für T 2 wird über R 8 zugeführt. Bei geschlossenem Unterbrecherkontakt fließt ein Strom von Masse (– Pol) über R 2, R 3, R 5 in die Basis von T 1, welcher durchschaltet und die Basis-Emitterstrecke von T 2 kurzschließt. Dieser ist dann gesperrt. Bei offenem Kontakt muß die Spannung am Eingang bis auf ca. + 7 V ansteigen, bevor kein Basisstrom mehr in T 1 fließt. T 1 ist dann gesperrt und T 2 leitend. Die Basis von T 1 wird durch D 3 vor zu großen Sperrspannungen geschützt.

Bei Pluspol an Masse gelangen die Impulse auf die Basis von T 2. T 1 ist immer gesperrt. Bei geschlossenem Kontakt fließt kein Basisstrom in T 2, da der Eingang positiver ist als der Emitter von T 2. Es fließt dann ein Strom über D 6, welche die Basis von T 2 vor zu großen Sperrspannungen schützt. Bei offenem Kontakt muß die Spannung am Eingang negativer als die stabilisierte Spannung sein, bevor ein Basisstrom über R 2, R 7, R 9 fließen kann. Bezogen auf Masse ist das je nach Batteriespannung bei ca. 5...8 V möglich. T 2 ist dann leitend.

Der Begrenzer ist also so gebaut, daß unabhängig vom Wagentyp bei offenem Kontakt T 2 leitend ist. Da T 2 die stabilisierte Spannung schaltet, ist das Ausgangssignal des Begrenzers weitgehend unabhängig vom Eingangssignal.

Der Schmitt-Trigger

Bei allen Spannungsangaben ist von nun an der Minuspol der stabilisierten Speisespannung Bezugspunkt. Zur Steuerung der nachfolgenden Stufen werden steile Impulsflanken benötigt, welche am Ausgang des Begrenzers noch nicht zur Verfügung stehen. Daher ist der Schmitt-Trigger T 3, T 4 dazwischengeschaltet. Durch die Rückkopplung über einen gemeinsamen Emitterwiderstand (R 15) hat ein Schmitt-Trigger zwei stabile Schaltzustände, welche durch Über- oder Unterschreiten der Triggerschwelle

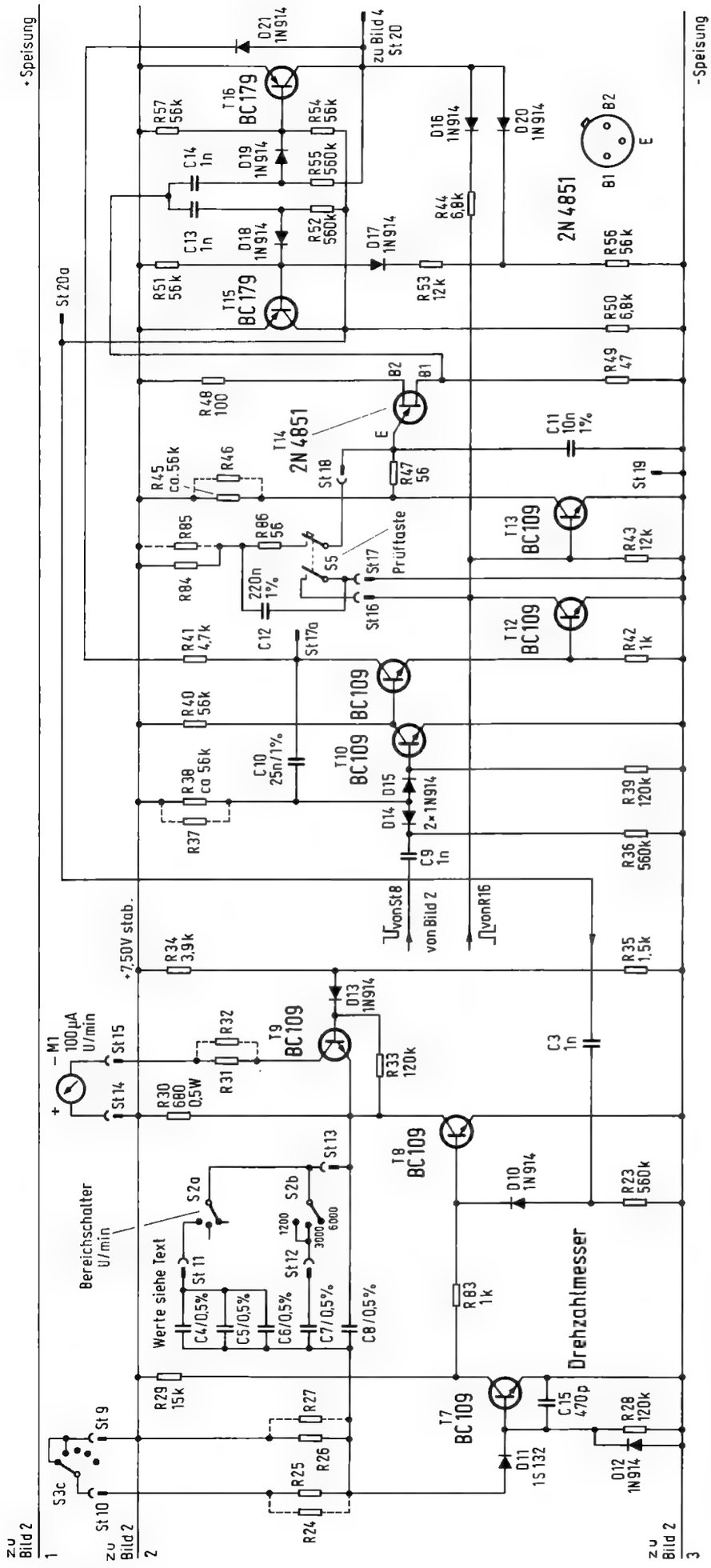


Bild 3. Drehzahlmesser und Schließwinkelmeßschaltung

gewählt werden können. Der Umschaltvorgang geschieht dank der Rückkopplung mit großer Flankensteilheit. Durch Einfügung eines Inverters T 5 werden Impulse mit umgekehrter Polarität erzeugt.

Der Ausgang des Inverters steuert unter anderem den Schaltverstärker T 6 für die Lampe L 1. Die Diode D 8 ist bei Falschpolung des Gerätes gesperrt, der Schaltverstärker erhält keine Spannung, und die Lampe bleibt dunkel. Da T 6 an der unstabilisierten Spannung angeschlossen ist, damit der Spannungsregler nicht auch noch den Lampenstrom liefern muß, schaltet der Kollektor von T 5 zwischen dieser Spannung und dem Minuspol der Speisung. D 9 bewirkt, daß die Impulsleitung St 8 nur zwischen + 7,5 V und ca. + 0,65 V umgeschaltet wird. Die Polarität an den Impulsausgängen St 8 und St 8a in Abhängigkeit von der Unterbrecherstellung ist wie folgt:

Ausgang St 8: Im Moment der Kontaktöffnung springt die Spannung von + 7,5 V auf ca. + 0,65 V und bleibt auf diesem Wert, bis der Kontakt wieder schließt. In diesem Zustand ist der Ausgang niederohmig und darf belastet werden.

Ausgang St 8a: Im Moment der Kontaktöffnung springt die Spannung von Null auf ca. + 6,2 V und bleibt auf diesem Wert, bis der Kontakt wieder schließt. In diesem Zustand ist der Ausgang niederohmig und darf belastet werden.

Die Lampe La 1 leuchtet so lange, wie der Kontakt geöffnet ist.

Der Drehzahlmesser

Der Drehzahlmesser besteht aus einem monostabilen Multivibrator (MMV) T 7, T 8 mit der Zeitkonstante R 24...R 29 und C 4...C 8, sowie der Schaltstufe T 9. Je nach Zylinderzahl und Drehzahlbereich wird die Zeitkonstante mit S 2 und S 3 umgeschaltet. Die Zeitdauer des unstabilen oder Arbeits-Zustandes, welche durch das Produkt R x C bestimmt wird, ist in jedem Meßbereich 20 % kleiner, als die im betreffenden Bereich kleinstmögliche Zeit zwischen zwei Triggerimpulsen bzw. Zündfunken des Motors.

Im Ruhezustand des MMV ist T 7 leitend, T 8 und T 9 sind gesperrt. Der Arbeitszustand wird ausgelöst durch die positive Flanke des Triggerimpulses welcher über C 3, D 10, den T 8 leitend macht. Der Triggerimpuls wurde in der Schaltung des Schließwinkelmeßgerätes „gereinigt" d. h. von allen Störimpulsen befreit und wird von T 15 geliefert. D 11 und D 12 schützen die Basis von T 7 vor zu großen Sperrspannungen und verhindern eine Beeinflussung der Zeitkonstante durch den Zenereffekt der Basis-Emitter-Diode.

T 9 wird in der Emitterleitung gesteuert. Sobald die Kollektorspannung von T 8 die

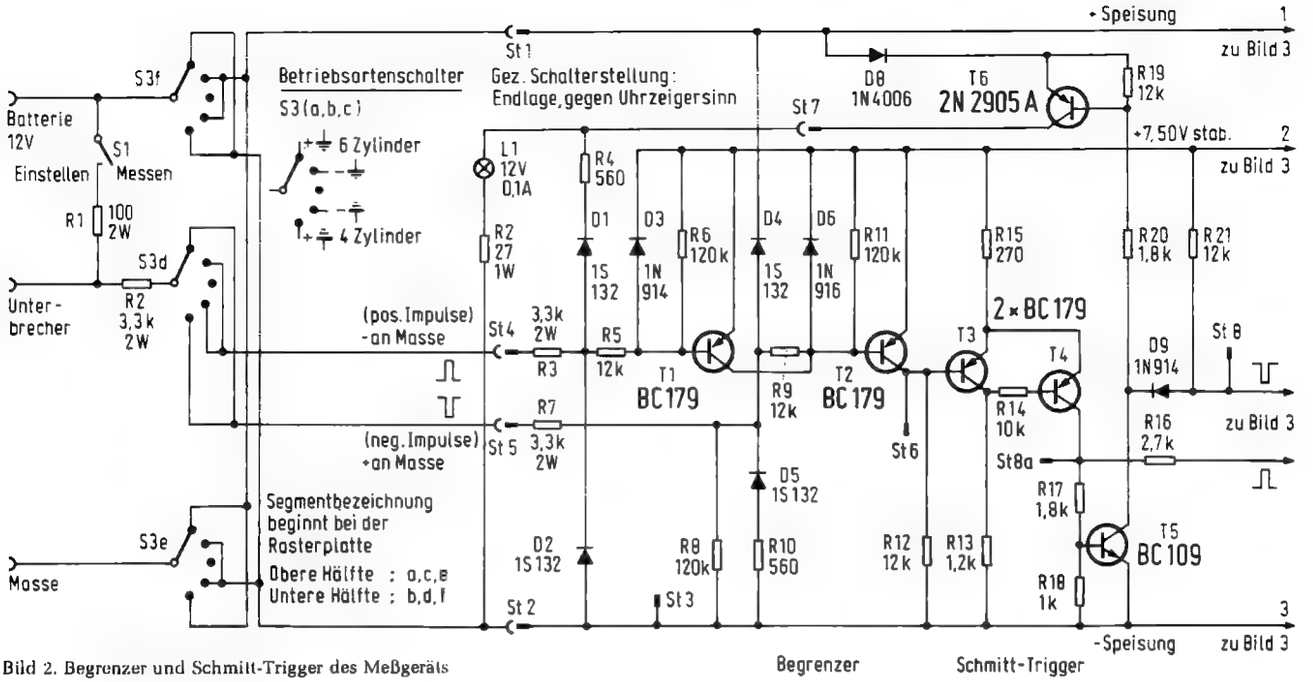


Bild 2. Begrenzer und Schmitt-Trigger des Meßgeräts

Spannung am Abgriff des Spannungsteilers R 34, R 35 um mehr als ca. 1,3 V unterschreitet, wird T 9 leitend.

Das Drehspulinstrument M 1 erhält einen Rechteckstrom, der durch die Vorwiderstände R 31, R 32 bestimmt wird. Das Tastverhältnis dieses Rechteckstromes ist gegeben durch die Arbeitszeit des MMV, welche innerhalb des gewählten Bereiches konstant bleibt, und dem zeitlichen Abstand der Triggerimpulse, welcher von der Drehzahl abhängig ist. Das Instrument zeigt den Mittelwert dieses Rechteckstromes an. Dieser Mittelwert verläuft linear mit der Drehzahl. Sofern das Instrument innerhalb seines Anzeigebereiches einen kleineren Linearitätsfehler hat als die gewünschte Meßgenauigkeit beträgt, kann es mit einer linear geteilten Skala versehen sein und muß nur auf den Endausschlag kalibriert werden. Die Meßbereiche werden durch Zu- oder Wegschalten von ausgesuchten, hochstabilen Kondensatoren und Widerständen gewählt. Die Erholungszeit des MMV, welche durch R 30 und die jeweils eingeschaltete Kapazität bestimmt wird, ist so klein, daß sie die Meßgenauigkeit nicht beeinflußt.

Das Schließwinkelmeßgerät

Die Schaltung besteht aus einem monostabilen Multivibrator (MMV) T 10, T 11 mit der Schaltstufe T 12, einer Unijunction-Transistor-Verzögerungsschaltung (UJT) T 14 mit der Schaltstufe T 13 und einem Flipflop T 15, T 16.

Die einzelnen Stufen funktionieren wie folgt:

Der MMV hat in der Ruhestellung den Zustand: T 10 leitend, T 11 und T 12 gesperrt. Durch die negative Flanke eines Triggerimpulses wird über C 9, D 14, D 15 der T 10 gesperrt, worauf der MMV in die Arbeitsstellung kippt. D 15 schützt die Basis von T 10 vor zu großen Sperrspannungen und verhindert eine Beeinflussung der Zeitkonstante durch den Zenereffekt der Basis-Emitter-Diode. Die Zeitdauer der Arbeitsstellung wird durch R 37, R 38 und C 10 bestimmt und ist auf 1 ms eingestellt. Das RC-Glied besteht aus hochstabilen Elementen. T 12 leitet während der Arbeitsphase. Da R 41 nicht direkt auf + 7,5 V führt, sondern auf den Kollektor von T 16, kann der MMV nur arbeiten, wenn T 16 leitend ist.

Der UJT ist im Normalbetrieb als Verzögerungsglied eingesetzt, indem die Aufladung von C 11 so lange verhindert wird, als T 13 leitend ist. Nach dem Sperren von T 13 wird C 11 über R 45, R 46 aufgeladen, bis die Schaltschwelle von T 14 erreicht ist. In diesem Moment wird die Strecke E – B 1 niederohmig, und an B 1 steht ein positiver Impuls zur Verfügung. Die Verzögerungszeit ist auf 0,8 ms eingestellt.

Beim Drücken der Prüftaste S 5 wird T 13 gesperrt und eine Zeitkonstante C 12, R 84, R 85 zugeschaltet. Der UJT schwingt dann frei als Oszillator mit einer Impulsfolgezeit von 12,5 ms, welche die Hälfte des zeitlichen Abstandes der Zündfunken bei 1200 U/min beträgt (bezogen auf einen 4-Zylinder-Motor).

Das Flipflop (FF) T 15, T 16 wird durch die Impulse des UJT gesteuert. Die Anoden der Dioden D 18, D 19 erhalten jeweils über R 52 oder R 55 das gleiche Potential wie der Kollektor des zugehörigen Transistors. Die positiv gerichteten Impulse des UJT, welche über C 13, C 14 zugeführt werden, können nur jene Diode passieren, deren Anode ein Potential von +7,5 V hat, also gleichviel wie deren Katode. Dies trifft zu, wenn der zugehörige Transistor gerade leitend ist. Dessen Basis erhält dann den positiv gerichteten Impuls, worauf der Transistor sperrt und der andere leitend wird.

Nach jedem zweiten Impuls wird wieder der gleiche Schaltzustand erreicht. Die gegenseitige Kopplung der Transistoren ist durch R 54, sowie D 20, R 53, D 17 sichergestellt. Der Basisstrom von T 16 wird über R 50 und R 54 zugeführt, während der Basisstrom von T 15 über R 56, R 53, D 17 fließt. Wenn T 16 leitend ist, fließt der für T 15 bestimmte Basisstrom über R 56, D 20 und T 16. Der kleine Spannungsabfall über D 20 wird durch die Kniespannung von D 17 soweit kompensiert, daß die Basis von T 15 mit Sicherheit stromlos ist. D 16 und D 20 sind vorgesehen, damit der Stromkreis des Meßinstruments M 2 zwischen 0 und +7,5 V umgeschaltet wird und nicht eine Restspannung von der Impulsleitung St 8a oder dem Basisstromkreis von T 15 übrigbleibt.

Am Kollektor von T 15 (St 20a) werden die Triggerimpulse für den Tourenzähler abgenommen.

Am Kollektor von T 16 sind der Stromkreis des Instrumentes M 2, über D 16, R 44 die Basis von T 13 und über D 21, R 41 der Kollektor von T 11 angeschlossen.

Wenn T 16 leitet, ist die stabilisierte Spannung von 7,5 V auf den Stromkreis des Instrumentes durchgeschaltet.

Für zwei Schließwinkelmeßbereiche bei 4- oder 6-Zylinder-Motoren werden vier Widerstandsgruppen R 58...R 69 benötigt, welche mit S 3 und S 4 umgeschaltet werden (*Bild 4*). Für den Spannungsmeßbereich sind R 70, R 71 vorgesehen. Als gemeinsamer Vorwiderstand zum Instrument ist R 72 eingebaut.

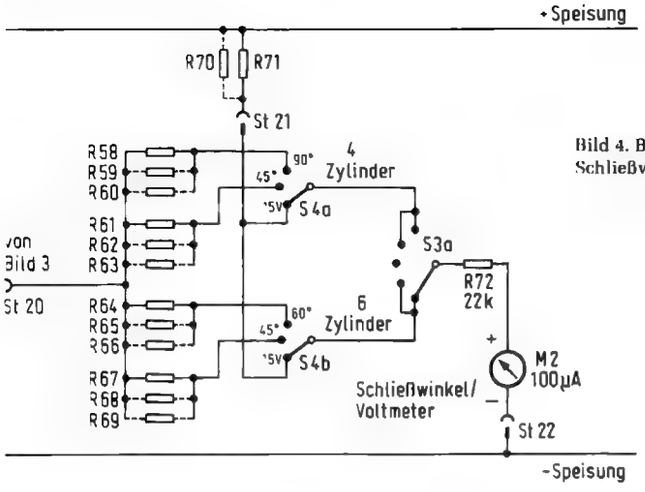


Bild 4. Bereichsumschaltung zum Schließwinkelmeßgerät

Zusammengeschaltet wirken die einzelnen Stufen wie folgt: Gleich nach dem Einschalten des Gerätes kann sich der FF in einem beliebigen Schaltzustand befinden. Davon und von der Stellung des Unterbrecherkontaktes abhängig, kann sich dann dieser Schaltzustand noch ändern.

Angenommen, T 16 sei zuerst leitend. Es fließt dann ein Strom durch M 2, welches je nach Stellung von S 3 und S 4 einen Ausschlag von 60 °, 90° oder mehr als Skalenende (Zeiger am Anschlag) hat.

Über D 16, R 44 fließt ein Strom, welcher T 13 leitend macht. Der Verbindungspunkt R 45/R 46 – R 47 ist daher mit Nullpotential verbunden und eine Aufladung von C 11 ist nicht möglich. Die Stellung des Unterbrechers hat keinen Einfluß in dieser Variante. Bei offenem Kontakt fließt über R 16 nur ein zusätzlicher Strom in die Basis von T 13, welcher ja schon leitend ist. Über D 21, R 41 erhält T 11 seine Speisespannung. Da nach dem Einschalten zuerst C 10 aufgeladen werden muß, fließt ein Ladestrom von D 21 über R 41, C 10, D 15 auf die Basis von T 10, welcher dadurch leitend ist.

Dieser Zustand entspricht aber der Ruhestellung des MMV, d. h. T 11 und T 12 sind gesperrt. Vom MMV her ist darum keine Änderung des Schaltungszustandes möglich. Bis zum Starten des Motors bleibt der FF in der Position: T 15 gesperrt, T 16 leitend.

Als zweite Variante sei angenommen: T 15 leitend, T 16 gesperrt, Unterbrecher offen. Es fließt ein Strom von R 16 in die Basis von T 13. Die Ladung von C 11 wird verhindert. T 11 erhält keine Speisespannung, daher ist der MMV außer Betrieb und T 12 gesperrt. Bis zum Starten des Motors geschieht nichts mehr, der FF bleibt in der Position: T 15 leitend, T 16 gesperrt. Das Instrument M 2 zeigt Null.

Als dritte Variante bleibt noch: T 15 leitend, T 16 gesperrt, Unterbrecher geschlossen. Das Potential auf Leitung St 8a (R 16) ist Null. T 13 ist gesperrt, C 11 wird aufgeladen. Nach 0,8 ms gibt der UJT einen Impuls ab. Der FF kippt in die Position: T 15 gesperrt, T 16 leitend. Über D 16, R 44 fließt ein Strom in die Basis von T 13. C 11 wird kurzgeschlossen, weitere Impulse sind nicht möglich. Der MMV ist betriebsbereit. Das Instrument hat einen Ausschlag wie bei Variante 1. Bis zum Starten des Motors bleibt der FF in der Position: T 15 gesperrt, T 16 leitend.

Bei den Varianten 2 und 3 hat der FF in bezug auf die Unterbrecherstellung den richtigen Schaltzustand. Bei Variante 1 geschieht nach dem Starten des Motors folgendes: Das FF hat momentan noch die Position: T 15 gesperrt, T 16 leitend. Angenommen, der Unterbrecher sei noch offen gewesen und schließt nun. Leitung St 8a hat anschließend Nullpotential, T 13 ist aber immer noch leitend, weil noch ein Strom über D 16, R 44 in dessen Basis fließt. C 11 kann nicht geladen werden, und der FF bleibt in der vorgenannten Position. Diese Position ist nun aber richtig in bezug zur Unterbrecherstellung. Es passiert jetzt nichts mehr, bis der Unterbrecher öffnet. Dann wird durch die negative Impulsflanke auf Leitung St 8 der MMV getriggert. T 11 und T 12 werden leitend, T 13 gesperrt. C 11 wird aufgeladen und nach 0,8 ms gibt der UJT einen Impuls ab. Der FF kippt, und da nun T 16 gesperrt ist, fließt kein Strom mehr über R 41 und den Kollektor von T 11. T 12 ist jetzt gesperrt.

Da die Zeit des MMV noch nicht ganz abgelaufen war, fließt immer noch ein Strom über R 37/R 38, C 10 auf den Kollektor des noch leitenden T 11. Ein weiterer Strom fließt über R 40 auf die Basis von T 11, vereinigt sich im Emitter mit dem Kollektorstrom und gelangt schließlich auf die Basis von T 12. Die Summe dieser beiden Ströme erzeugt aber über R 42 nur einen kleinen Spannungsabfall, welcher die Basis-Kniespannung von T 12 nicht erreicht. Dieser ist also tatsächlich gesperrt.

Weil die Leitung St 8a bei offenem Unterbrecher ein positives Potential führt, fließt ein Strom in die Basis von T 13. Dieser Strom wurde vorher von T 12 auf Null abgeleitet. Der UJT kann keine weiteren Impulse erzeugen.

Bei offenem Unterbrecher sind die früher beschriebenen, unerwünschten Schwingungen vorhanden, welche auf den Leitungen St 8 und St 8a als Rechteckimpulse wiedergegeben werden. Die Impulse auf Leitung St 8 können den MMV nicht triggern, weil dieser infolge fehlender Speisespannung an R 41 blockiert ist.

Bei jedem durch Störimpulse verursachten Spannungszusammenbruch auf Leitung St 8a wird T 13 gesperrt. Solange, wie der Spannungszusammenbruch andauert, wird C 11 aufgeladen. Ist das positive Potential auch nur sehr kurzzeitig wieder vorhanden, wird C 11 vollständig entladen. Da die Dauer der einzelnen Störschwingungs-Halbwellen immer kürzer als 0,8 ms ist, kann C 11 nie soweit geladen werden, daß der UJT einen Impuls abgibt.

Die Schaltung kann also durch die Störschwingungen nicht beeinflußt werden. Als nächstes schließt nun der Unterbrecher wieder. T 13 bleibt dann länger als 0,8 ms gesperrt. Der UJT gibt einen Impuls ab, und der FF kippt in die Position T 15 gesperrt, T 16 leitend.

Diese Vorgänge wiederholen sich nun so lange, wie der Automotor läuft. Der FF gibt das genau gleiche Tastverhältnis wieder, wie es vom Unterbrecher gegeben ist, jedoch alle gewünschten Schaltflanken 0,8 ms später. Da die Verzögerungszeit immer vom gleichen RC-Glied gegeben ist, können Streuungen desselben keine Meßfehler verursachen.

Der Mittelwert des Rechteckstromes, welcher im Instrumentenstromkreis fließt, ist linear vom Tastverhältnis abhängig. Sofern das Instrument M 2 innerhalb seines Anzeigebereiches einen kleineren Linearitätsfehler hat, als die gewünschte Meßgenauigkeit beträgt, kann es mit einer linear geteilten Skala versehen werden. Die Meßbereiche werden durch Umschalten der hochstabilen Vorwiderstände gewählt.

Der Mittelwert des Rechteckstromes im Schließwinkelmeßgerät ist unabhängig von der Wiederholungsfrequenz. Der angezeigte Wert ist daher unabhängig von der Motortourenzahl, es sei denn, daß der Unterbrecherkontakt dem Nocken nicht mehr folgen kann, wodurch sich natürlich der Schließwinkel ändert.

Voraussetzung ist allerdings, daß der Motor gleichmäßig läuft. Schließwinkelmessungen sind daher immer bei leicht erhöhter Drehzahl durchzuführen.

Beim Drücken der Prüftaste wird es dem UJT ermöglicht, frei zu schwingen. Durch Zuschalten der Zeitkonstante R 84, R 85, C 12 wird seine Impulsfolgefrequenz auf genau 12,5 ms eingestellt. Durch Frequenzteilung im FF erscheint an dessen Ausgängen ein Rechtecksignal mit einer Periodendauer von 25 ms. Das Tastverhältnis ist zwangsläufig 1 : 1.

Diese Werte entsprechen bei 4-Zylinder-Motoren: 1200 U/min und Schließwinkel 45°, bei 6-Zylinder-Motoren: 800 U/min und Schließwinkel 30°. Die Instrumente M 1 und M 2 müssen daher die genannten Werte zeigen.

Die Spannungsstabilisierung

Die hohe Meßgenauigkeit des Gerätes kann nur mit einer elektronisch stabilisierten Speisespannung erreicht werden, weil beide Meßgeräte den Mittelwert der getasteten Speisespannung anzeigen (*Bild 5*). Geregelt wird mit dem Längstransistor T 18, welcher durch den Treiber T 19 gesteuert wird. T 17 und T 20 sind die Regelverstärker. Der Vergleich der Ausgangsspannung mit der Referenzspannung der Z-Diode ZD 1 wird in T 20 vorgenommen. Mit dem Spannungsteiler R 80–R 81/R 82 wird die gewünschte Ausgangsspannung eingestellt. Das RC-Glied R 75, C 16 unterdrückt eine eventuell vorhandene Schwingneigung. D 7 sperrt bei Falschpolung des Gerätes und schützt dieses.

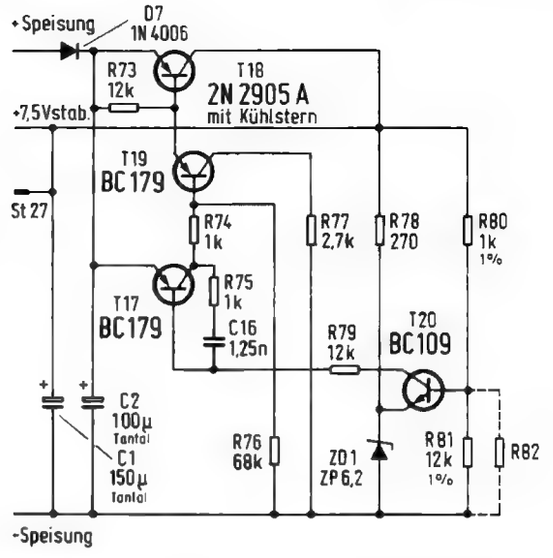


Bild 5. Schaltung der Spannungsstabilisierung

Die Eichung des Gerätes

Die Eichung sollte in folgender Reihenfolge durchgeführt werden: Spannungsstabilisierung – Schließwinkelmeßgerät – Tourenzähler – Voltmeter.

Von der Verwendung von Einstellpotentiometern wird generell abgeraten! Es sind nur hochstabile Abgleichwiderstände zulässig. Die Genauigkeit des Tourenzählers ist unabhängig von derjenigen des Schließwinkelmeßgerätes, sofern die Zeit des MMV bereits wie gefordert etwas größer als die Zeit des UJT ist. Damit das Gerät funktionieren kann, müssen zuerst die Widerstände R 38 und R 45 provisorisch eingesetzt werden (je 68 kΩ).

Spannungsstabilisierung

Gerät mit 10...15 V speisen. Mit genauem Voltmeter (± 1 % Genauigkeit genügt!) Spannung zwischen St 3 und St 27 messen. Geeigneten Wert für R 82 aussuchen, bis die Spannung 7,5 V beträgt.

Schließwinkelmeßgerät

Gerät mit 10...15 V speisen. Betriebsartenschalter auf 4-Zyl., Minus an Masse stellen. Rechteckgenerator an Buchsen „Masse" und „Unterbrecher", sowie an den Eingang für extern Trigger des Oszillografen anschließen. Ausgangssignal des Generators: Symmetrisches Rechteck von Null aus ansteigend auf min. +10 V. Symmetrie des Tastverhältnisses 1 : 1 ± 0,1 %. Periodendauer ca. 20 ms. Masse des Oszillografen an Buchse „Masse". Vertikaleingang an St 17a. St 20 mit St 27 verbinden. Oszillograf soll intern auf negative Impulsflanke triggern.

Die Zeit, während der St 17a Nullpotential hat, mit R 37/R 38 auf 1 ms +10 %, –0 % einstellen. Brücke zwischen St 20 und St 27 entfernen. Oszillografeneingang an St 20. Trigger extern auf negative Impulsflanke. Die Zeit bis zur positiven Impulsflanke mit R 45/R 46 auf 0,8 ms ±0,02 ms einstellen. Oszillograf intern triggern. Prüftaste drükken. Die Zeit zwischen zwei Impulsflanken gleicher Polarität mit R 84/R 85 möglichst genau auf 25 ms einstellen.

Das Prüfsignal hat nach diesem Eichvorgang nur eine Genauigkeit, welche der des Oszillografen entspricht (ca. ±3...5 %). Für eine höhere Genauigkeit muß die Periodendauer mit einem elektronischen Zähler gemessen werden.

Prüftaste loslassen.

Oszillografen abtrennen.

Meßbereichschaltung auf 90°.

Mit R 58...R 60 einen Zeigerausschlag von 45° einstellen.

Meßbereichschalter auf 45°.

Mit R 61...R 63 einen Zeigerausschlag von 45° einstellen.

Betriebsartenschalter auf 6-Zyl., Minus an Masse.

Meßbereichschalter auf 90°.

Mit R 64...R 66 einen Zeigerausschlag von 30° einstellen.

Meßbereichschalter auf 45°.

Mit R 67...R 69 einen Zeigerausschlag von 30° einstellen. *(Schluß folgt)*

Helmut Kundel

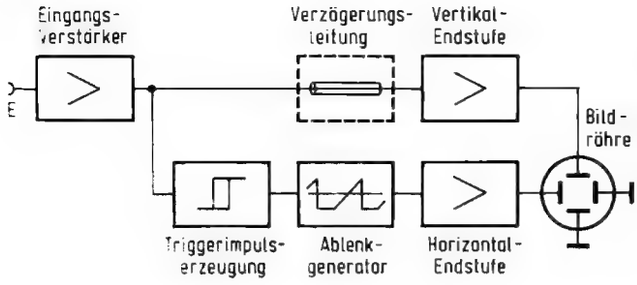
Trigger-Zusatzgerät für Oszillografen

Die hier vorgestellte Triggerschaltung ermöglicht das Sichtbarmachen von Anstiegs- und Abfall-Flanken bei Impulsen und gestattet darüber hinaus ein kontinuierliches Verschieben der dargestellten Signale über den Bildschirm. Je nach Oszillograf und Zeitbereich sind Dehnungen bis auf das 20fache möglich.

Bei einfachen Trigger-Oszillografen ist es nicht möglich, Impulsflanken mit Anstiegszeiten unter etwa 0,5 s^{-6} komplett darzustellen, weil Signalverzögerungen beim Durchlaufen des Triggerimpuls-Formers die Horizontalablenkung zu spät starten. Oszillografen der oberen Preisklassen gleichen diesen Mangel dadurch aus, daß zwischen Eingangsverstärker und Vertikalablenkung eine Verzögerungsleitung (etwa 200 ns) geschaltet wird, welche die Laufzeit im Triggerimpuls-Former ausgleicht (*Bild 1*) [1]. Der nachträgliche Einbau von Verzögerungsleitungen in einen Oszillografen ist im allgemeinen unmöglich. *Bild 2* zeigt die abfallende Flanke eines 100-kHz-Rechtecksignals (Tastverhältnis 1:1), die mit Hilfe des Zusatzgerätes auf 0,1 s^{-6}/cm gedehnt wurde.

Funktionsweise

Das zu messende Signal wird neben dem Oszillografeneingang auch noch einem Schmitt-Trigger zugeführt und in frequenzgleiche Rechteckimpulse umgeformt. Diese triggern ein stabiles Monoflop (MF 1) dessen Zeit so eingestellt wird, daß das Zurückkippen kurz vor der nächsten abzubildenden



◀ Bild 1. Vereinfachte Blockschaltung eines Trigger-Oszillografen

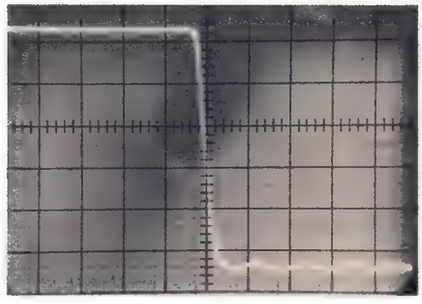


Bild 2. ▶ Fallende Flanke 100 kHz Rechteck, x = 0,1 s^{-6}/cm

Flanke des Signals erfolgt. Ein weiteres Monoflop (MF 2) erzeugt einen festen, ca. 100 ns breiten Impuls, der über den externen Trigger-Eingang die Horizontalablenkung des angeschlossenen Oszillografen startet 2.. Auf *Bild 3* sind oben das abzubildende Signal und unten der Triggerimpuls zu sehen. Verschiedene Zusatzschaltungen erleichtern die Bedienung des Gerätes (*Bild 4*).

Schaltungsbeschreibung

Die gesamte Schaltung zeigt *Bild 5*. Das Eingangssignal wird im invertierenden Schmitt-Trigger IS 1 (7413) zu Rechteckimpulsen umgeformt und anschließend nochmals invertiert. Über den elektronischen Umschalter IS 2 (7451) kann wahlweise das invertierte oder doppelt invertierte (= nicht invertierte) Signal zum Auslösen von MF 1 (74121, positiv flankengetriggert) durchgeschaltet werden.

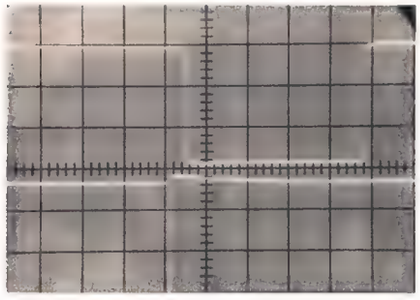


Bild 3. 100 kHz oben, Triggersignal unten, x = 1 s^{-6}/cm

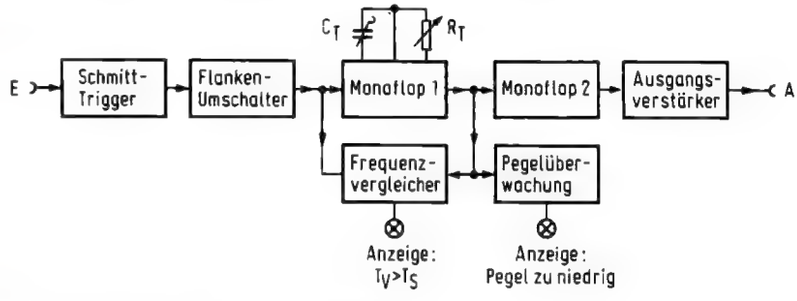


Bild 4. Blockschaltung des Zusatzgerätes

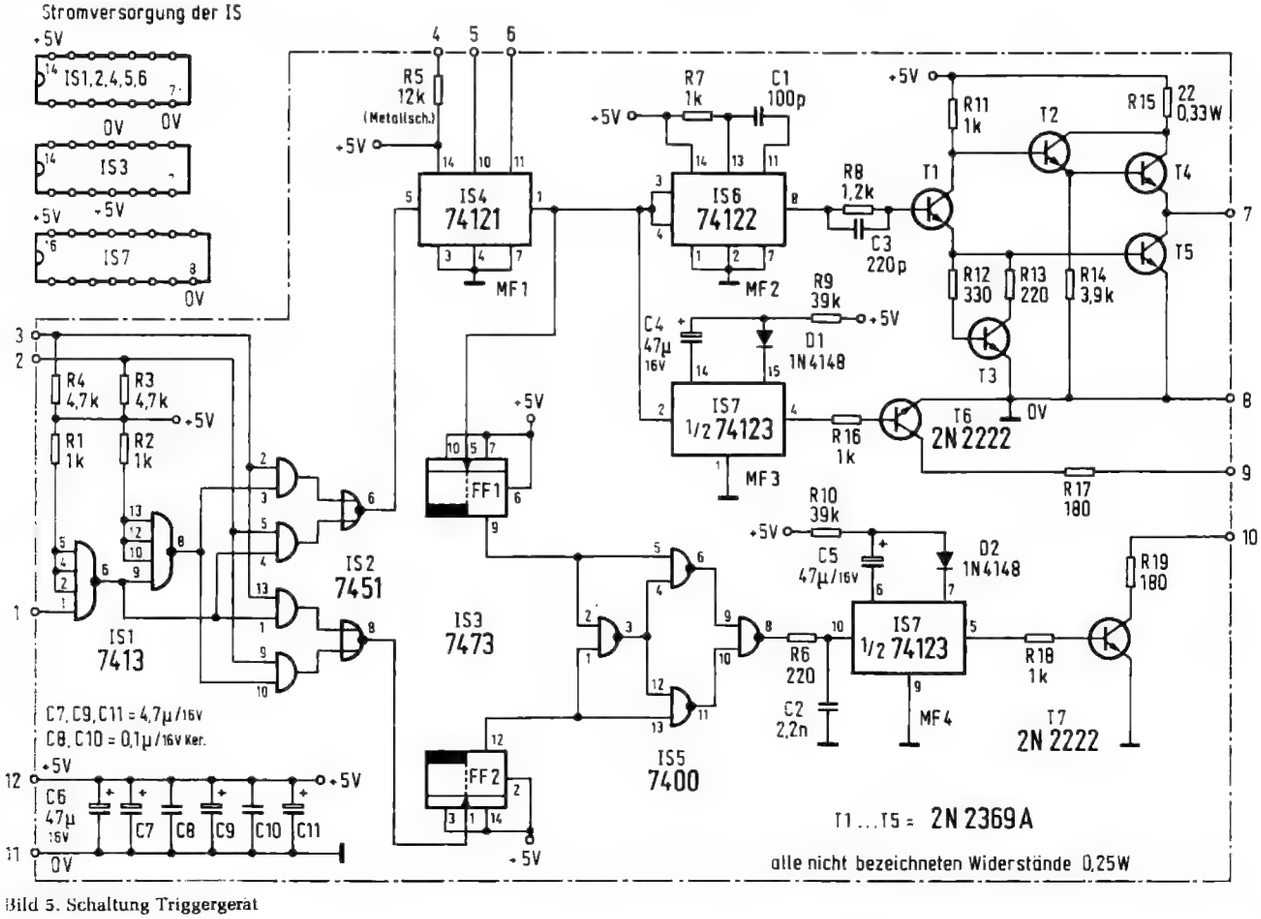
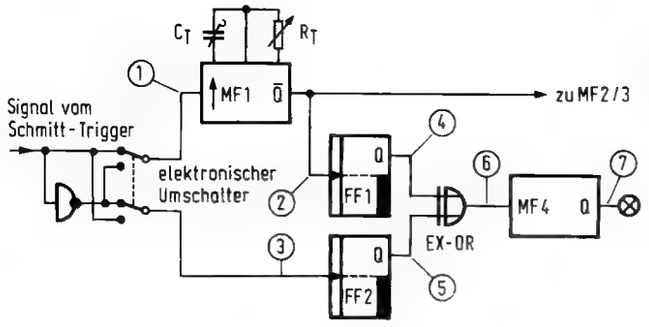


Bild 5. Schaltung Triggergerät



◀ Bild 6. Prinzipschaltung der Übertriggerungsanzeige

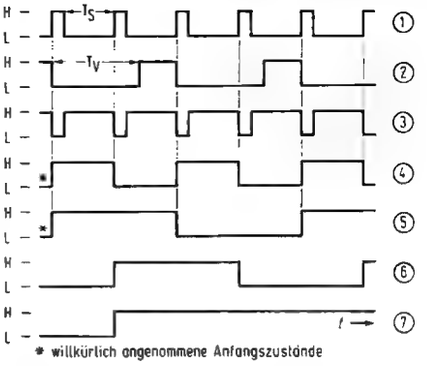


Bild 8. ▶ Impulsbild für $T_V > T_S$

Der Weg über einen elektronischen Umschalter wurde gewählt, weil dadurch verhindert wird, daß die Impulse über lange Leitungen zum Schalter S 1 und zurück geführt werden müssen. IS 6 (74122) erzeugt den Triggerimpuls, und die Transistoren T 1 bis T 5 bilden den Ausgangsverstärker für niederohmige Oszillografeneingänge.

Der Verstärker ist ein modifizierter Nachbau der 50-Ω-Treiberschaltung 74128 [3]. Die Eingangsverknüpfung entfällt, entsprechend den verwendeten Schalttransistoren wurden einige Widerstandswerte geändert. Bei hochohmigen Triggereingängen kann dieser Verstärker entfallen.

Pegelüberwachung

IS 7 (1/2 74123) bildet die Pegelüberwachung. Es wird die Tatsache ausgenutzt, daß der Eingangspegel dann hoch genug ist, wenn am Ausgang von MF 1 Impulse auftreten. Diese Impulse triggern das nachtriggerbare MF 3, dessen Blockzeit so groß gewählt ist (ca. 0,5 s), daß es ständig übertriggert ist. Entsprechend leuchtet dann eine über T 6 an $\bar{Q}$ angeschlossene Leuchtdiode nicht [4]. Sinkt der Eingangspegel so weit ab, daß MF 1 und damit auch MF 3 nicht mehr getriggert werden, kippt $\bar{Q}$ in den H-Zustand zurück.

Übertriggerungsanzeige

Etwas umfangreicher ist die Übertriggerungsanzeige (Prinzipschaltung *Bild 6*). Die Schaltung soll anzeigen, daß die mit MF 1 eingestellte Verzögerungszeit T_V größer ist als die Periodendauer T_S des triggernden Signals. Dies bewirkt ein „Verschlucken" von Impulsen und hat dann ein springendes Bild (Jitter) am Oszillografenschirm zur Folge. Es wird deshalb ein Frequenzvergleich zwischen den Signalen vor und nach MF 1 gemacht.

Damit eine Exklusiv-Oder-Schaltung eingesetzt werden kann, müssen die beiden Signale erst im Tastverhältnis gleich gemacht werden, was am einfachsten mit zwei Flipflops geht. Dann wird der Vergleich eben zwischen den halbierten Frequenzen gemacht (*Bilder 7* und *8*). Welchen Vorzustand die beiden Teiler-FF hatten, braucht man nicht zu berücksichtigen, da im eigentlichen Auswerter (MF 4; IS 7) wie bei der Pegelüberwachung nur das Vorhandensein von Impulsen angezeigt wird. Ob im Normalfall

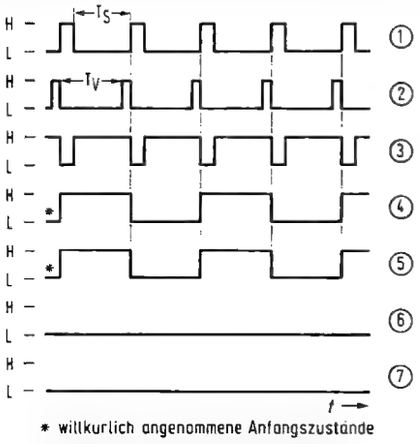
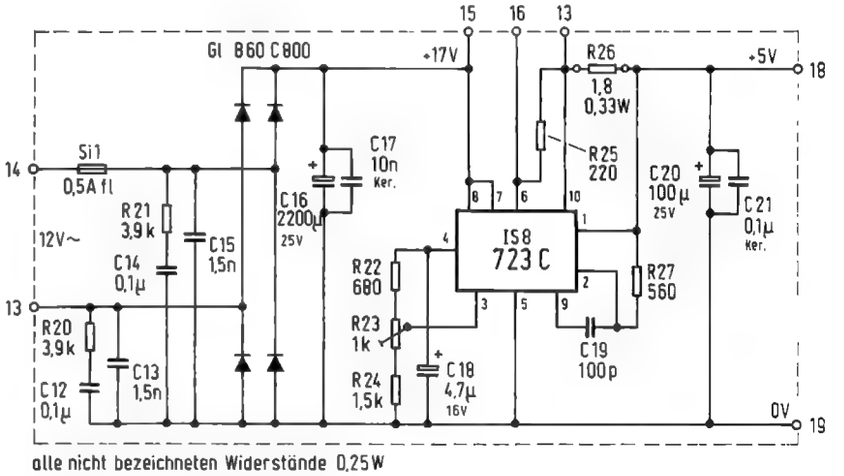


Bild 7. Impulsbild für $T_V < T_S$



alle nicht bezeichneten Widerstände 0,25 W

Bild 9. Schaltung des Netzteils

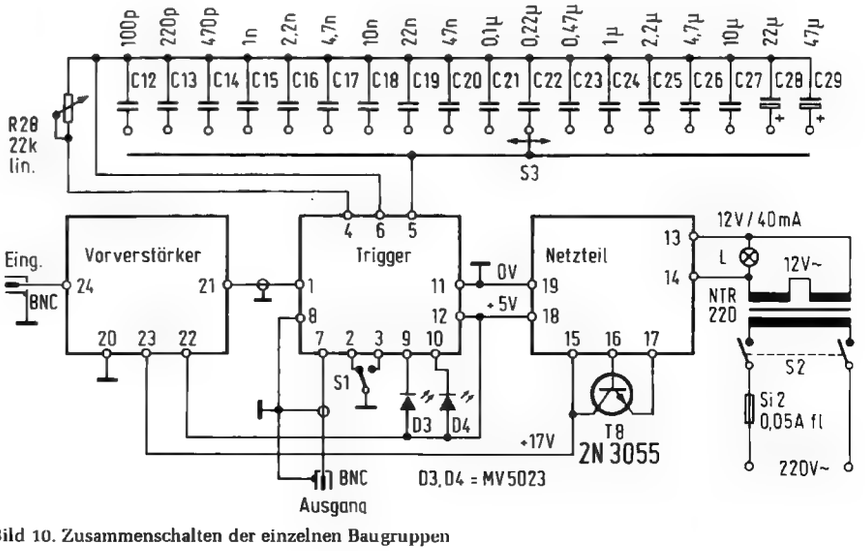
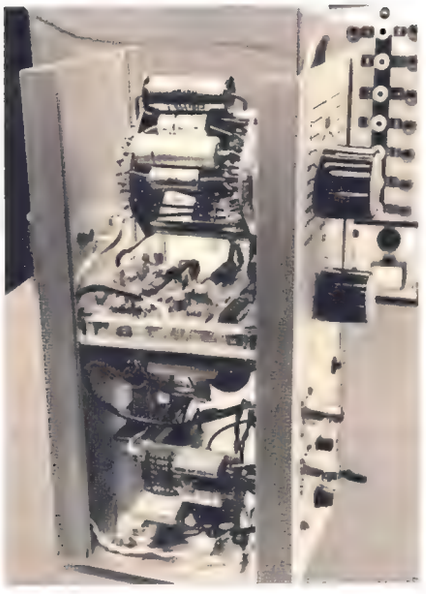


Bild 10. Zusammenschalten der einzelnen Baugruppen



◀ Bild 11. Blick in das geöffnete Gerät

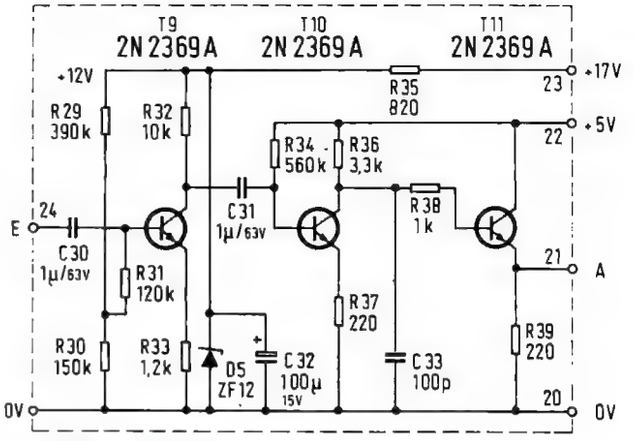


Bild 12. ▶ Schaltung des Vorverstärkers

Alle Widerstände 0,25 W

($T_V < T_s$) das Ausgangssignal des ExOr H oder L ist, spielt demnach keine Rolle. Bedingt durch unterschiedliche Laufzeiten in den beiden Signalwegen treten auch bei richtig eingestellter Verzögerungszeit T_V schmale Impulsnadeln am Ausgang des Vergleichers auf. Diese werden durch den Tiefpaß R 6/C 2 unwirksam gemacht.

Aufbau

Die Anordnung der Bauteile ist im Prinzip unkritisch, jedoch sollten lange Leiterbahnen mit Signalführung unbedingt vermieden werden. Die Kondensatoren C 6 bis C 11 stützen die Betriebsspannung.

Die 5-V-Stromversorgung ist mit einer Regel-IS 723 aufgebaut und muß ca. 250 mA liefern können [5]. Mit R 23 läßt sich die Ausgangsspannung einstellen (*Bild 9*). Die RC-Kombinationen vor dem Gleichrichter unterdrücken über den Netztrafo einstreuende Störungen.

Die Zusammenschaltung und der Anschluß der Bedienungselemente ist in *Bild 10* dargestellt. Besondere Aufmerksamkeit kommt dabei der RC-Beschaltung von MF 1 zu: ein staubgeschützter Stufenschalter S 3 und engtolerierte Kondensatoren C 12 bis C 29 (±10 % oder besser) sind notwendig. Es kommen hierfür (je nach Kapazität) Styroflex-, Erofol 1-, MKL- und Tantal-Kondensatoren in Frage.

Tabelle der Halbleiter und Spezialteile

Digitale IS	Texas Instruments, Siemens
723 C = TBA 281	SGS, Valvo
2 N 2222 o.ä.	Texas Instruments usw.
2 N 2369	Sescosem, Valvo
2 N 3055 ≙ BD 130	Motorola, Siemens usw.
MV 5023, RL 2	Monsanto, Litronix
R 5	z. B. Beyschlag MBB 0207 RIM 20-28-110
R 28	z. B. Amphenol P 47221 20 kΩ, RIM 22-58-250
S 3	z. B. Typ 03 (A 24), RIM 32-29-210
Netztrafo	NTR 220 oder HT 5, Technik-Versand
Gehäuse	Typ 1025, RIM 38-32-125

Bild 13. Das fertige Gerät

Will man dem Gerät besonderen Bedienungskomfort verleihen, setzt man für R 28 ein 10gängiges Potentiometer mit hoher Auflösung und Temperaturkonstanz ein. Im Originalgerät wird ein normales 270°-Keramik-Potentiometer verwendet. Möglichst kurze Drahtverbindungen von R 28 und S 3 zum Aufbau sowie abgeschirmte Ein- und Ausgangsleitungen sind selbstverständlich.

Alle Bauteile finden in einem Aluminium-Gehäuse von 200 x 100 x 100 mm Platz (*Bild 11*).

Anschluß

Da in vielen Fällen ein Parallelschalten von Oszillografeneingang und Eingang des Zusatzgerätes einerseits eine untragbare Verringerung des Eingangswiderstandes und andererseits eine Erhöhung der Eingangskapazität bedeuten, wird dem Oszillografen ein geeignetes Signal zum Ansteuern entnommen. Es steht in der Regel am Schalter „Trig. Source" oder „Trig. Mode" an und kommt aus dem Vertikalverstärker. Im vorliegenden Fall (Grundig Oszillograf G 10/13 Z) wird das Signal (es nennt sich dort „Synchr. Signal") lediglich durch den in *Bild 12* gezeigten 2stufigen Verstärker mit Impedanzwandler auf TTL-Pegel gebracht [6]. Dadurch kann auch die volle Eingangsempfindlichkeit des Oszillografen ausgenutzt werden. *Bild 13* zeigt das fertige Mustergerät, die *Tabelle* nennt die Spezialbauelemente.

Literatur

[1] *Wolf, G.*: Oszillografen und ihre Breitbandverstärker, Franzis-Verlag, München
[2] Das TTL-Kochbuch; Texas Instruments
[3] Pocket Guide; Texas Instruments
[4] Directory of GaAsLITE Products; Monsanto
[5] Integrierte Linearschaltungen 1971; Valvo
[6] Gerätebeschreibung und Bedienungsanleitung für Oszillograf G 10/13 Z; Grundig

Neue Nf-IS als Dynamikkompressor und Hi-Fi-Verstärker

FUNKSCHAU 1976, Heft 14, Seiten 605 bis 608

Bei diesem Beitrag wurde versehentlich der Name des Autors nicht genannt. Viele ahnten es sicher schon: So etwas konnte nur aus der Feder von Egon Koch stammen.

Die Ruwel-Werke in 4170 Geldern, ein Spezialunternehmen für Leiterplattenfertigung, stellte uns freundlicherweise eine Anzahl Leiterplatten für den in obigem Beitrag beschriebenen Mikrofonverstärker mit Dynamikkompression kostenlos zur Verfügung. Aufgrund der großen Nachfrage war diese Leiterplatte bereits nach kurzer Zeit vergriffen, so daß für diese Platinen keine weitere Liefermöglichkeit mehr besteht.

Volker Genrich

Elektrostatischer Hochtonlautsprecher

Eine Bauanleitung für Hi-Fi-Fans

Im folgenden wird ein Lautsprechersystem für den Frequenzbereich von 5 bis 22 kHz beschrieben. Dieses System kann entweder in eine vorhandene Lautsprecher-Box eingebaut oder zusammen mit der Box als Zusatzgerät betrieben werden. Damit wird dann eine Präsenz der Höhenwiedergabe erreicht, die mit den besten auf dem Hi-Fi-Markt bekannten Lautsprechern konkurrieren kann.

Der mit relativ einfachen Mitteln erzielte Erfolg beruht auf einem ungewöhnlichen Prinzip: Das normalerweise durch eine dynamische Hochtonkalotte abgestrahlte Signal aus der Frequenzweiche einer Mehrweg-Box wird statt dessen einem elektronischen Verstärker zugeführt und danach durch ein elektrostatisches Lautsprechersystem abgestrahlt. Eine „akustische Linse" sorgt für einen breiten horizontalen Abstrahlwinkel.

Vor- und Nachteile elektrostatischer Lautsprecher

Ohne Zweifel ist das physikalische Grundprinzip des elektrostatischen Lautsprechers für eine optimale Tonwiedergabe in vieler Hinsicht günstiger als das des dynamischen Lautsprechers [1]. Dennoch findet man das elektrostatische Prinzip nur selten verwirklicht. Offenbar greifen die Hersteller hochwertiger Lautsprecher nur zögernd auf dieses Prinzip zurück, weil den Vorteilen eine Reihe von Nachteilen gegenübersteht: 1. Zur Abstrahlung von mittleren oder gar tiefen Frequenzen muß die Membranfläche eines Elektrostaten sehr groß sein. Abgesehen von der Unhandlichkeit solcher Systeme geht damit auch zwangsläufig eine starke Bündelung des abgestrahlten Schalls einher. 2. Es ist unangenehm, eine hohe Polarisationsspannung von 1...3 kV erzeugen zu müssen. 3. Auch der zur Erzielung einer richtigen Anpassung notwendige Tonfrequenz-Transformator ist teuer und bringt Verzerrungen des Signals mit sich.

Besonderheiten der hier beschriebenen Hochtoneinheit

Das dieser Bauanleitung zugrundegelegte Prinzip ist weitgehend frei von den genannten Nachteilen. Durch Beschränkung auf den Hochtonbereich genügt ein Membrandurchmesser von weniger als 10 cm; eine akustische Linse verhindert Bündelung des Schalls. Es wird mit speziellen Lautsprechersystemen gearbeitet, die nur 300 V Polarisationsspannung benötigen, und der Anpassungs-Transformator ist durch eine einfache elektronische Verstärkeranordnung ersetzt worden.

Anschluß-Schema der Hochtoneinheit

Im Mustergerät bildet der Verstärker zusammen mit dem elektrostatischen Lautsprechersystem und der akustischen Linse eine Hochtoneinheit (*Bild 1* und *2*). die als separates Gerät den Hochtonbereich einer Dreiweg-Box abstrahlt (*Bild 3*). An der Box muß lediglich eine Schaltbuchse angebracht werden, welche den internen Hochtöner bei Anschluß des Elektrostaten abschaltet (*Bild 4*).

Die Frequenzweiche sollte bei 5 kHz oder höher mit einer Flankensteilheit von mindestens 12 dB/Okt. trennen, da die verwendeten Elektrostaten im Bereich von 2...3 kHz Eigenresonanzen aufweisen können.

Soll der elektrostatische Lautsprecher in einer Mehrkanal-Anlage mit elektronischen Frequenzweichen betrieben werden, so kann man u. U. die Leistungsendstufe des Hochtonkanals einsparen. In diesem Fall läßt man den Belastungswiderstand von 4 Ω bzw. 8 Ω wegfallen und erhält damit eine Eingangsimpedanz von 1 kΩ. Der Elektrostat-Verstärker ist dann direkt an die aktive Frequenzweiche anzuschließen.

Verstärker und Polarisationsspannungserzeugung

Der Verstärker arbeitet als Differenzverstärker und benutzt dabei eine Röhren-Transistor-Kombination in Kaskadenschaltung (*Bild 5*). Diese Schaltungstechnik wird gelegentlich bei den Breitbandverstärkern von Oszillografen eingesetzt. Sie vereint die hohe Steilheit eines Transistors mit der hohen Spannungsfestigkeit einer Elektronenröhre. Eine Strom-Gegenkopplung in den Emitterstrecken (500-Ω-Trimmer) sorgt für geringen Klirrgrad. Eine Glimmlampe dient als Übersteuerungs-Indikator.

Am Ausgang liegt außer dem Nf-Signal eine Polarisationsspannung von 300 V. Wegen der Vorwiderstände von 1 MΩ ist der Ausgang aber dennoch berührungssicher. Die technischen Daten der Schaltung nach Bild 5 sind in *Tabelle 1* zusammengestellt. In

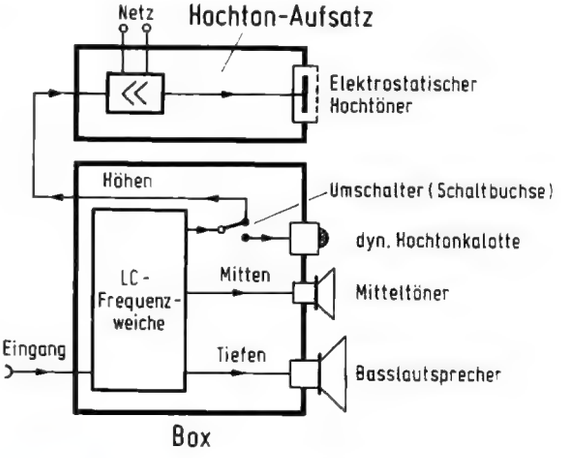


Bild 3. Anschluß der Hochtoneinheit an eine Mehrweg-Box

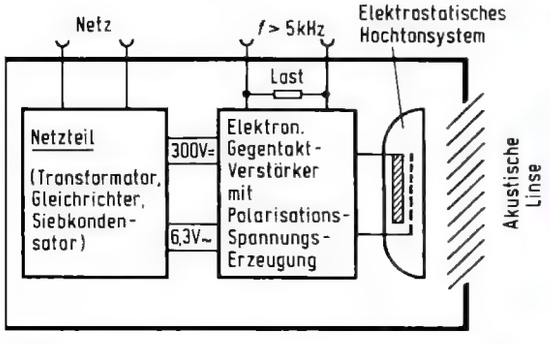


Bild 1. Blockschaltung der elektrostatischen Hochtoneinheit

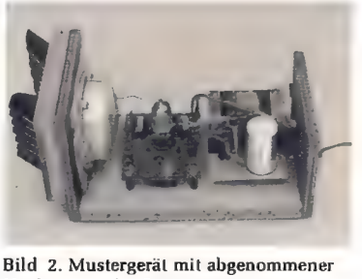


Bild 2. Mustergerät mit abgenommener Haube. v.r.n.l.: Stromversorgung. Verstärkerplatine. elektrostatisches Lautsprechersystem. akustische Linse

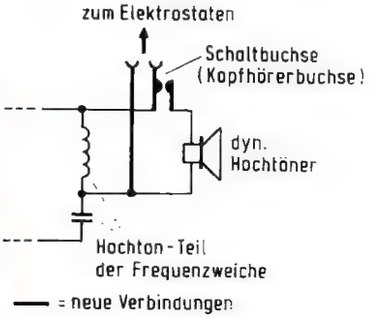


Bild 4. Einbau der Schaltbuchse in die Mehrweg-Box zum Betrieb der elektrostatischen Hochtoneinheit

Bild 6 und *7* ist die im Mustergerät verwendete Platine dargestellt, *Bild 8* zeigt den fertigen Verstärker.

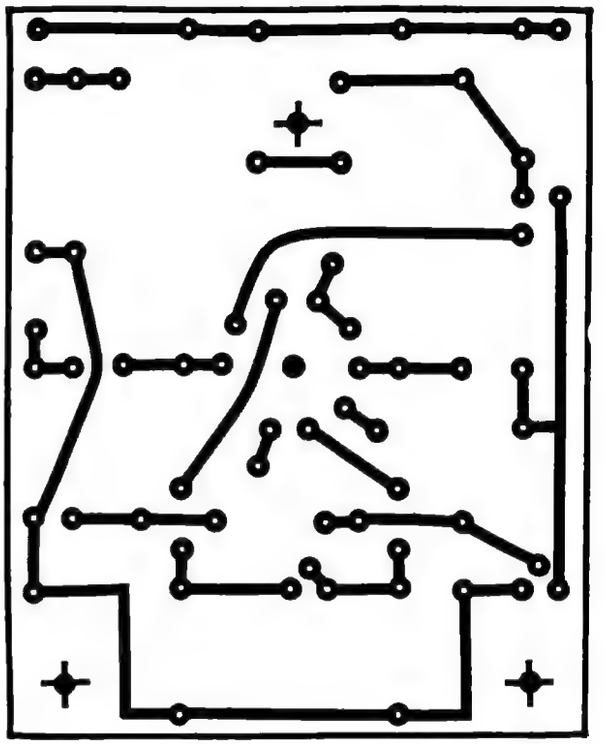
Stromversorgung

Den Aufbau des Netzteils zeigt *Bild 9*. Da die Schaltung des Verstärkers wegen der Gegentakt-Anordnung unempfindlich gegen Brummeinstreuung aus der Anodenspannung ist, genügt ein Einweg-Gleichrichter mit Siebkondensator vollkommen. Bei etwas stärkerer Dimensionierung von Transformator und Siebkondensator können mit einem Netzteil auch zwei oder mehr Verstärker betrieben werden.

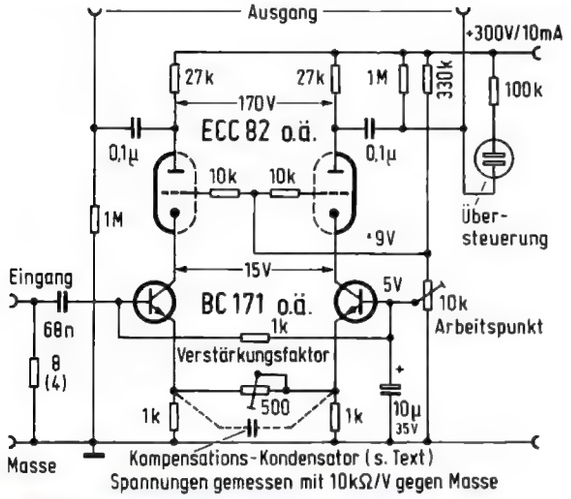
Bauteile für die Elektronik

Wie die *Tabelle 2* zeigt, werden für die Elektronik nur handelsübliche Bauteile verwendet. Wer schon einmal einen alten Rundfunk- oder Fernsehempfänger „ausgeschlachtet" hat, wird wahrscheinlich alle Teile in der Bastelkiste finden. Mit etwas Glück findet er dort vielleicht auch ein geeignetes elektrostatisches Lautsprechersystem. Das im Mustergerät verwendete System (*Bild 10*) stammt aus einer alten Musiktruhe. Die komfortablen und mit vielen Extras ausgestatteten Musiktruhen der fünfziger Jahre hatten oft zur Anhebung der Hochtonwiedergabe einen oder mehrere kleine elektrostatische Hochtonlautsprecher ein-

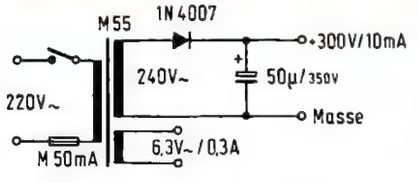
Bild 6. ▶ Platine des Verstärkers (Kupferseite)



▼ Bild 5. Schaltung des Verstärkers



◀ Bild 8. Die fertige Verstärker-Einheit



◀ Bild 9. Schaltung der Stromversorgung

Tabelle 1. Technische Daten des Verstärkers

Eingangsimpedanz:	8 Ω oder 4 Ω, je nach Impedanz der Frequenzweiche, unsymmetrisch
Ausgangsimpedanz:	50 kΩ, symmetrisch
Spannungsverstärkung:	40...70 dB (je nach Pot.-Stellung)
Max. Ausgangsspannung:	140 V_{eff}, 400 V_{ss}
Polarisationsspannung:	300 $V_{=}$ (über Schutzwiderstand)
Frequenzgang, unbelastet (–1 dB):	5 kHz...200 kHz
Speisespannung:	300 $V_{=}$ / 10 mA, 6,3 $V_{\sim}$ / 300 mA

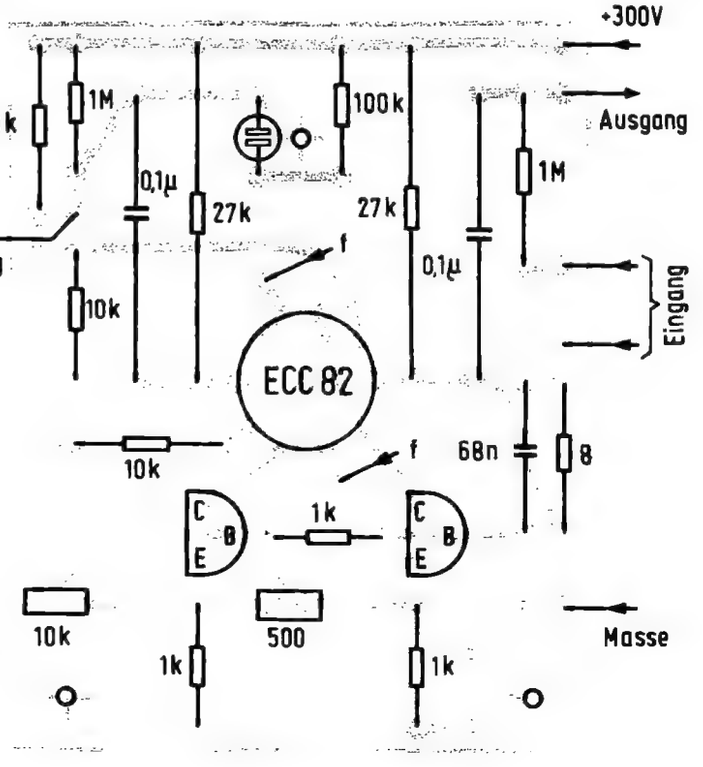


Bild 7. Bestückung der Verstärker-Platine

gebaut. Diese Systeme sind gewöhnlich so konstruiert, daß sie z.B. mit der Spannung, die an der Anode der NF-Endpentode liegt, direkt betrieben werden können.

Wer ein solches System nicht selber auftreiben kann, sollte in einer Rundfunk-Reparaturwerkstatt nachfragen. Auch im Restposten-Handel wurden geeignete Systeme zu Preisen von weniger als 1 DM pro Stück angeboten. Auf jeden Fall lassen sich auch andere als in Bild 10 gezeigte Bauformen mit Erfolg verwenden.

Prinzip der akustischen Linse

Das physikalische Prinzip der akustischen Linse ist in *Bild 11* dargestellt. Genau wie bei der optischen Zerstreuungslinse kommt auch hier der Effekt dadurch zustande, daß die Linse eine ebene Wellenfront (links in Bild 11) durch die zum Rand hin zunehmende Phasenverzögerung in eine gekrümmte Wellenfront verwandelt. Bei der hier verwendeten akustischen Linse wird diese Phasenverzögerung durch schräggestellte Lamellen (*Bild 12*) erreicht, in denen der Schall Umwege machen muß. Er kann sich zwischen den Lamellen nicht in seiner ursprünglichen Richtung ausbreiten, sondern nur zickzackförmig (*Bild 13*).

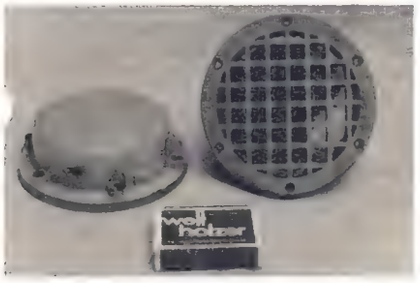


Bild 10. Die im Mustergerät verwendeten Lautsprechersysteme (Grundig zlp 0555K1)

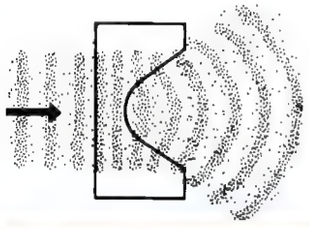


Bild 11. Wirkungsweise der aktustischen Linse

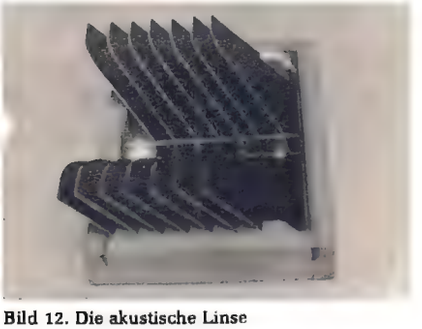


Bild 12. Die akustische Linse

Praktische Ausführung der akustischen Linse

Die Lamellen der akustischen Linse bestehen aus beidseitig mit DC-Fix-Folie beklebten Aluminiumblechen nach *Bild 14*. Die Bleche werden durch einen Holzrahmen (*Bild 15*) im Winkel von 45° und mit gleichem Abstand voneinander vor dem elektrostatischen Lautsprecher aufgestellt. Der Holzrahmen besteht außen aus vier Leisten mit dem Querschnitt 10 mm × 20 mm. Innen bilden 16 Leisten von 6 mm × 6 mm Querschnitt die Führung für die Lamellen. Sind alle sieben Lamellen im Rahmen befestigt, so wird zur Unterdrückung von mechanischen Schwingungeen ein Steg aus Hartgummi oder Plastikmaterial in die dafür vorgesehenen Kerben eingeleimt.

Bild 16 zeigt das mit dem Elektrostaten und der Linse erzielte Richtdiagramm für drei verschiedene Frequenzen. Wenn irgend möglich, sollte auf eine Stoffbespannung vor dem Hochton-System verzichtet werden.

Abgleich des fertigen Geräts

Das Trimmpotentiometer mit der Bezeichnung „Arbeitspunkt" ist so einzustellen, daß an den Anoden beider Röhrensysteme eine Spannung von etwa 170 V gegenüber Masse liegt. Normalerweise weichen die Spannungswerte an den beiden Anoden um nicht mehr als 10 V voneinander ab. Sollte die Differenz erheblich größer sein, so liegt wahrscheinlich ein Schaltungsfehler vor.

Mit dem Potentiometer „Verstärkungsfaktor" wird der Schalldruck der Hochtoneinheit auf den der Box abgestimmt. Dadurch können verschiedene Bauarten elektrostatischer Systeme gleichermaßen angeschlossen werden.

Kompensation der Last-Kapazität

Sind Leitungskapazitäten und Eigenkapazität des Lautsprechersystems erheblich größer als 100 pF, so ist der Verstärkerausgang kapazitiv überlastet. Es entsteht ein Spanungsabfall am oberen Ende des Frequenzbereichs, der je nach Lautsprechersystem verschieden stark ausgeprägt ist.

Ist der Spannungsabfall belastet/unbelastet bei einem Sinuston von 20 kHz größer als −3 dB, so sollte ein Kompensations-Kondensator parallel zum Gegenkopplungswiderstand (s. Bild 5) vorgesehen werden. Sein Wert ergibt sich aus der Formel:

Ausgangsimpedanz x Lastkapazität = Gegenkopplungswiderstand x Kompensationskapazität.

In der Praxis bestimmt man den Wert am einfachsten durch Abgleich auf unverzerrte Übertragung eines 20-kHz-Rechtecksignals.

Tabelle 2. Bauteile für die Elektronik

Widerstände:
8 Ω oder 4 Ω (Impedanz der Frequenzweiche) 1 W
3 x 1 kΩ 1/4 W
2 x 10 kΩ 1/4 W
2 x 27 kΩ 2 W
100 kΩ 1/4 W
330 kΩ 1/2 W
2 x 1 MΩ 1/4 W
Trimmpot. 500 Ω
Trimmpot. 10 kΩ

Kondensatoren:
68 nF 100 V
2 x 0.1 µF 300 V
10 µF 35 V (Tantal)
50 µF 350 V
Kompensations-Kondensator 0,01...0,1 µF (s. Text) 100 V

Röhren, Halbleiter:
Röre ECC 82
Glimmlampe ohne Vorwiderstand, U_z ca. 60 V
2 x Transistor BC 171 o.ä.
Si-Diode 1 N 4007

Netztransformator:
sek. ca. 240 V_{eff}/20 mA und 6,3 V_{eff}/300 mA

Sonstiges:
Schalter
Sicherung 50 mA mit Halter
Kopfhörer-Schaltbuchse mit Stecker
Novalsockel
Lötstifte

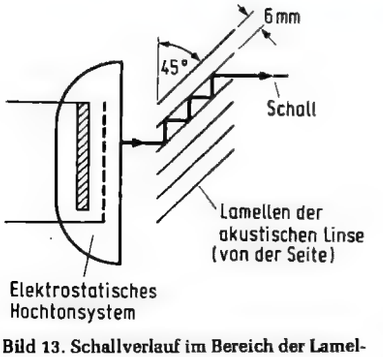


Bild 13. Schallverlauf im Bereich der Lamellen

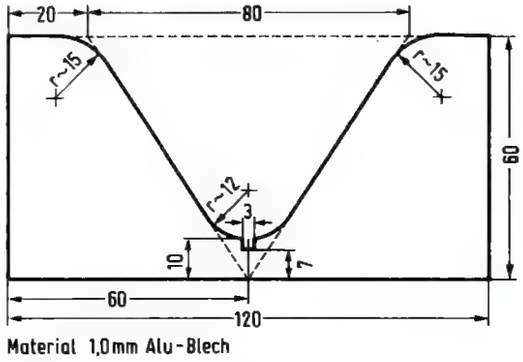


Bild 14. Form der Lamellen für die akustische Linse

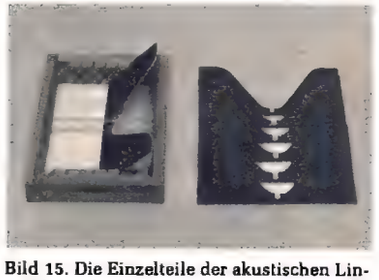


Bild 15. Die Einzelteile der akustischen Linse. Links: der Holzrahmen mit einer Lamelle und dem Steg; rechts die übrigen sechs Lamellen

Hat man keinen Oszillografen zur Verfügung, so nimmt man die Bedingung zur Hilfe, daß ein 20-kHz-Sinuston mit Last und mit Kompensation den gleichen Ausgangspegel erzeugen muß, wie er vorher ohne Last und ohne Kompensation gemessen wurde.

Die Lautsprecher-Anlage als Ganzes

Es erübrigt sich fast zu erwähnen, daß man die Qualität eines Lautsprechers nur dann richtig beurteilen kann, wenn auch die übrigen Bausteine der Hi-Fi-Anlage hohen Ansprüchen genügen. Im vorliegenden Fall sei besonders darauf hingewiesen, daß die Obertöne des in der Box eingebauten Mitteltöners vornehmlich in dem Teil des Tonfrequenz-Spektrums liegen, in dem das elektrostatische System seine Wiedergabetreue beweisen soll. Sorgfalt bei der Auswahl des Mitteltöners ist deshalb unerläßlich.

Erfahrungen im Hörtest

In der Musteranlage des Verfassers wurden verwendet: ein Tuner K+H ET 20, ein Plattenspieler Lenco L 75 mit Empire Rex 66E-X, ein selbstgebauter Vorverstärker und eine Endverstärker-Lautsprecher-Kombination, die als Nachbau K+H Regiebox OY [2] bezeichnet werden kann. Im Frequenzbereich von 30 bis 500 Hz arbeitet ein Kef-Baßlautsprecher B 139, im Bereich von 500 bis 5000 Hz ein Valvo-Mitteltöner AD 5060 SQ 8 und oberhalb 5000 Hz das elektrostatische System, welches in einem besonderen Gehäuse auf der Box steht.

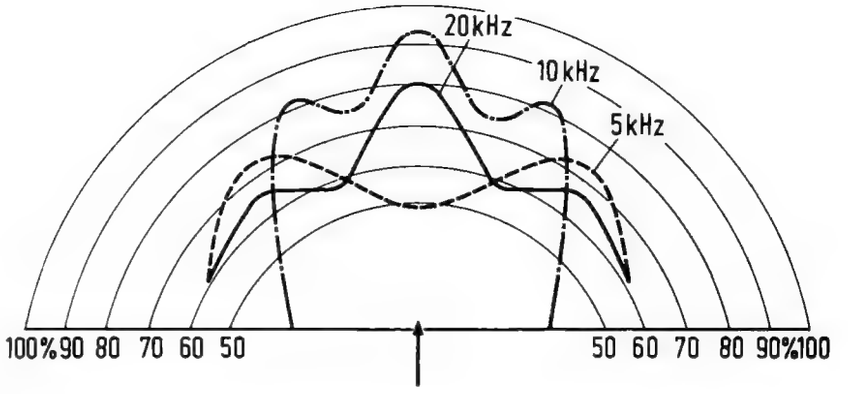


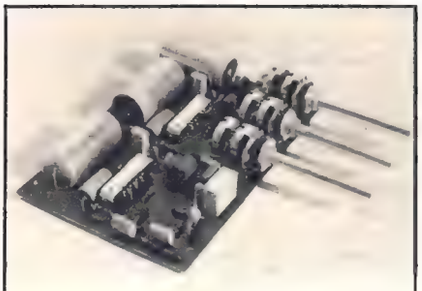
Bild 16. Richtcharakteristik des elektrostatischen Lautsprechers mit akustischer Linse für drei verschiedene Frequenzen

Bei dieser Anlage ergibt das elektrostatische System im Vergleich mit dem Kalottenhochtöner der Box eine deutlich größere Klangdifferenzierung im Hochtonbereich, die – gute Aufnahmen vorausgesetzt – dem ganzen Klangbild „live"-Eindruck verleihen kann. Musik spielt aus dem Lautsprecher heraus und nicht im Lautsprecher!

Je komplexer das Klangspektrum, desto überlegener ist das elektrostatische System. Besonders Spinett, Trompete, Mundharmonika und Metall-Schlagzeug jeder Art werden vom Zuhörer als regelrechter Ohrenschmaus empfunden.

Literatur

1 Klinger, H.H.: Lautsprecher und Lautsprechergehäuse für HiFi. Franzis-Verlag, 1968, S. 78.
2 FUNKSCHAU, 1968, Nr. 8, S. 221.



Integrierte Hi-Fi-Endstufe mit aktiver Klangregelung

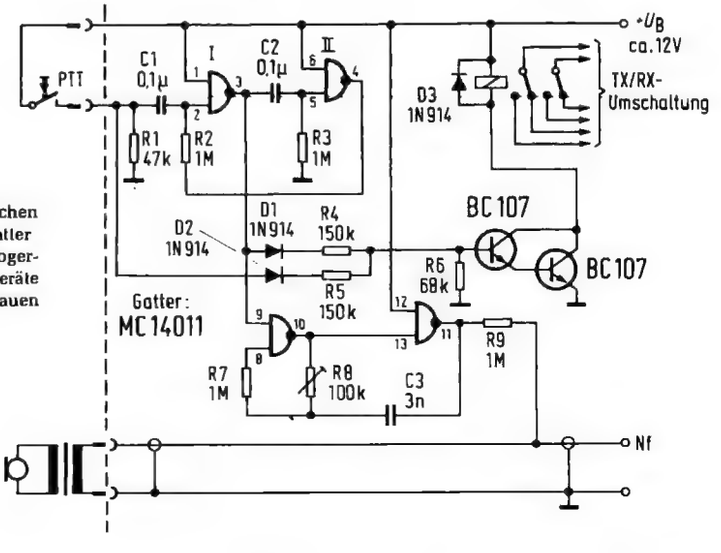
Aus Heft 16/76, Seite 689

Die Platine zu unserem Hi-Fi-Stereoverstärker, der mit zwei integrierten Schaltungen 2 x 26 W Ausgangsleistung „kann", ist nun unter der Bezeichnung FS 3 zum Preis von 17,50 DM lieferbar. Sie ist im einschlägigen Bauteilefachhandel und Buchhandel erhältlich. Sollte sie dort nicht vorrätig sein, besorgt sie ihr Buchhändler kostensparend. Sie kann auch beim Verlag direkt bestellt werden.

Roger-Pieps in der Mikrofonleitung

Ein auch den Bestimmungen der Deutschen Bundespost für den Betrieb von Amateurfunkgeräten genügender Roger-Pieps, der das Abwickeln eines QSO erleichert und das Wechselsprechen beschleunigt, läßt sich mit einfachen Mitteln aus einer CMOS-Schaltung herstellen (*Bild*).

Ein Vierfach-NAND-Gatter, z. B. MC 14011, wird einerseits als Monoflop, andererseits als astabiler Multivibrator mit 1750 Hz Ausgangsfrequenz geschaltet. Beim Loslassen der Sendetaste kippt das Monoflop, gebildet aus den Gattern I und II, durch den negativen Spannungssprung am Eingang für etwa 150 ms in den metastabilen Zustand und erzeugt an seinem Ausgang ein Gate-Signal für den Multivibrator; dieser beginnt zu schwingen. Weiterhin wird über eine OR-Verknüpfung D1, R4, D2 R5 das Sende-Empfangsrelais so gesteuert, daß es noch für die Dauer von 150 ms nach Loslassen der Taste in Sendestellung bleibt. Somit wird der mit 1750 Hz modulierte Träger ausgestrahlt. Die Modulation geschieht bei ei-



Mit einem einfachen Vierfach-Nandgatter läßt sich ein Roger-Pieps für Funkgeräte aufbauen

nem dynamischen Mikrofon sehr einfach gemäß der Schaltung über einen hochohmigen Widerstand R9.

Das Gerät baut man in ein kleines Kästchen ein, das auf einer Seite die passende Buchse für den Anschluß des Mikrofons und auf der anderen Seite eine kurze Verbindungsleitung zum Funkgerät mit passendem Stecker erhält. Das Relais ersetzt die Umschaltkontakte der PTT-Taste und wird mit dieser abgehenden Leitung verbunden. Bei der Sprechtaste ist nur noch ein Arbeitskontakt wirksam. Indem man das Mikrofon direkt am Funkgerät einsteckt, ist jederzeit auch normaler Betrieb möglich (nach Motorola-Unterlagen).

Automatische Ladeschaltung für NiCd-Zellen

Obwohl sich eingebaute Netzgeräte auch bei kleinen Geräten der Unterhaltungselektronik weitgehend durchgesetzt haben, hat der reine Batteriebetrieb nicht zuletzt durch Taschenrechner, Diktier-Kassettenrecorder und Handfunksprechgeräte nichts von seiner Bedeutung eingebüßt. Dabei bieten besonders wiederaufladbare NiCd-Akkus mit den Abmessungen üblicher Primärelemente die Möglichkeit eines sehr wirtschaftlichen Betriebs.

Die hier beschriebene Schaltung (*Bild 1*) wurde nach der folgenden Aufgabenstellung entwickelt: automatisches Aufladen von vier NiCd-Zellen Typ 501 RS (Abmessungen wie Primärelement UM 3, Mignon) nach den Angaben des Herstellers. Das bedeutet Aufladen der Zellen mit konstantem Strom von etwa 45 mA und Abschalten des Ladestroms beim Erreichen der Ladespannung von 1,35 V...1,45 V/Zelle. Das in Bild 1 gezeigte Schaltungsprinzip ist nicht nur auf diesen Anwendungsfall beschränkt, sondern kann bei entsprechender Modifizierung für Ladeschaltungen mit beliebigen Ladespannungen angewendet werden.

Bild 2 zeigt die ausgeführte Schaltung. Der Konstantstromgenerator besteht aus dem Transistor T1 (BC 160,) den Dioden D1...D2 und den Widerständen R1...R2. Bei dieser Dimensionierung fließt ein Konstantstrom von etwa 45 mA. Erreichen die NiCd-Zellen eine Ladespannung von 4·1,45 V = 5,8 V, schaltet der als Schwellenwertschalter arbeitende Thyristor Th1 durch und läßt dann den Konstantstrom durch die Leuchtdiode D4 fließen. Sie zeigt an, daß die Batterieladung beendet ist. Da in diesem Fall die Spannung am Einstellpotentiometer R3 nur noch etwa 2 V beträgt, wird die Batterie durch die Diode D3 von der Ladeschaltung abgeschaltet. Eine Entladung der Zellen über das Einstellpotentiometer wird ebenfalls durch D3 verhindert.

Zum Einstellen der Ladeschlußspannung werden lediglich ein einstellbarer Belastungswiderstand von etwa 150 Ω und ein Spannungsmesser benötigt. Der Belastungswiderstand wird anstelle der Batterie angeschlossen und so eingestellt, daß an ihm eine Spannung von 5,8 V abfällt. Danach wird R3 so lange verändert, bis die Leuchtdiode D4 gerade aufleuchtet und damit das Ende des Ladevorgangs anzeigt.

Auf einen Tastschalter, der nach Abschluß der Ladung ein Wiedereinschalten des Ladevorgangs ermöglicht, wurde bei dieser Schaltung verzichtet. Dies kann auch durch Ziehen und Wiedereinstecken des Netzsteckers erfolgen. Aufgrund der Hysterese des als Schwellenwertschalter eingesetzten Thyristors würde die Schaltung dabei ab 5,6 V (1,4 V/Zelle) wieder auf „Laden" umschalten. Die Hysterese ist damit so gering, daß sie noch innerhalb der als Ladespannung angegebenen Toleranz von 0,1 V (1,35 V...1,45 V) liegt. *Bild 3* zeigt die Realisierung der automatischen Ladeschaltung, die in einem Kunststoffgehäuse von 105 mm x 75 mm x 45 mm auf einer Leiterplatte untergebracht wurde. Die Aufnahme für die vier NiCd-Zellen wird über eine Klinkensteckverbindung mit der Ladeschaltung verbunden.

Ing. (grad.) Gerhard Filler

Anleitung zur Frontplattenherstellung

Für die Herstellung von Frontplatten bei Hobby-Geräten bzw. Frontplatten von Einzelstücken kann auf eine Reproduzierbarkeit einer Frontplatten-Vorlage verzichtet werden. Hierzu sind Alu-Frontplatten geeignet, die auf einer Seite geschliffen sind. Bei Frontplatten für 19"-Einschübe, die im Hobbybereich ihrer Vorteile wegen immer mehr Verwendung finden, ist dies der Fall. Benötigt werden Abreibebuchstaben, Zahlen und Zeichen diverser Größen, Symbole etc., Tuschefüller verschiedener Strichstärken und farbloser Lack aus der Spraydose (Isolierlack geht auch).

Zuerst wird die Frontplatte nach Entwurf gebohrt – dabei sind jegliche Kratzer zu vermeiden, – und dann mit Spiritus von Fett (Fingerabdrücken) gereinigt. Jetzt können nach dem Entwurf Symbole, Bezeichnungen, Zahlen etc. auf die Platte aufgebracht werden. Begrenzungslinien für Bedienfelder, Umrahmungen und Schaltermarkierungen werden mit Tusche aufgezeichnet; dabei ist immer auf mögliche Fingerabdrücke zu achten.

Wenn die Tusche trocken ist, legt man die Platte auf Zeitungspapier und besprüht sie gut mit farblosem Lack (Spraydose). Zur schnelleren Trocknung der Tusche und des Lackes kann die Platte jeweils unter eine Schreibtischlampe gelegt werden.

Wenn korrekt und sauber gearbeitet wird, ist schon die erste so hergestellte Frontplatte ein voller Erfolg.

Ing.(grad.) Peter Bräuer

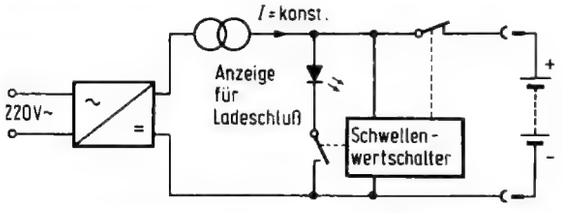


Bild 1. Schaltungsprinzip für eine automatische Ladeschaltung

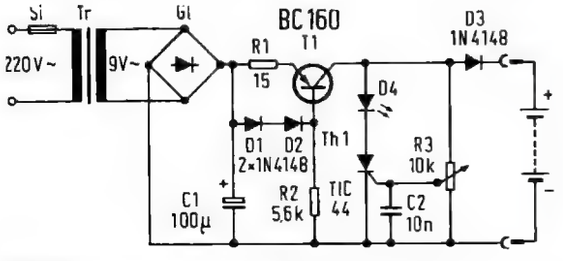


Bild 2. Schaltungsdimensionierung für vier NiCd-Zellen (45 mA Ladestrom)

Bild 3. Aufbau des Ladegeräts

Michael Ludwig

Elektronischer Sendersuchlauf für Varicap-Tuner

Zweck dieser als Denkanstoß gedachten Schaltung ist es, einen UKW-Tuner durch gezielte Änderung der Abstimmspannung auf einen Sender einzustellen. Wird der Sensorschalter betätigt, stellt die Schaltung den Tuner auf den Sender mit der nächst niedrigeren Frequenz ein. Ist das untere Ende der Skala erreicht, wird auf den Sender mit der höchsten Frequenz zurückgesprungen. Mit dieser Schaltung ist also eine erhebliche Steigerung des Bedienungskomforts eines Rundfunkgerätes möglich.

An die Anordnung Tuner – Zf-Verstärker sind folgende Forderungen zu stellen:

Tuner: Parallel zur Abstimmspannung darf kein Widerstand kleiner als 1 MΩ liegen.

Zf-Verst.: Die Nf-Spannung sollte mindestens 240 mV_{eff} bei ±75 kHz Hub betragen. Wenn ein Sender eingestellt ist und die Abstimmspannung geringfügig erhöht wird, muß die Spannung am Demodulatorausgang sinken. Es muß eine feldstärkeabhängige Spannung vorhanden sein, die für alle empfangswürdigen Sender mindestens 1,5 V beträgt.

Der Schmitt-Trigger (*Bild 1*) (und damit die gesamte Schaltung) nimmt abhängig von der Feldstärke zwei Zustände ein, die sich wie folgt charakterisieren lassen:

1. „Sender suchen": Der Verstärker wird so angesteuert, daß der Transistor der Stummabstimmung das Nf-Signal kurzschließt. Außerdem nimmt Punkt 2 das Potential 0 V ein. C 1 wird nun so lange über R 1 entladen, bis der Tuner auf einen Sender abgestimmt ist, was gleichzeitig mit einem Ansteigen der Feldstärke verbunden ist. Draufhin schaltet der Trigger um auf
2. „Sender festhalten": Der Verstärker, der, um einen möglichst großen Ausgangsspannungshub zu erreichen, aus diskreten Bauelementen aufgebaut wurde, hält als „übertriebene AFC" über R 1 die Spannung an C 1 konstant.

Werden die Sensorkontakte (*Bild 2*) durch den Hautwiderstand R_F eines Fingers überbrückt, triggert das Monoflop und legt über T 1 den einen Belag von C 2 an Masse, dadurch sinkt die Spannung an C 1 um etwa $^1/_{20}$. Dies hat eine Verstimmung des Tuners zur Folge, die Feldstärke nimmt ab, und der Schmitt-Trigger nimmt vorübergehend den Zustand (1) ein. C 2 entlädt sich wieder über R 2.

Unterschreitet die Abstimmspannung einen mittels Spannungsteilers einstellbaren Wert, wird C 1 durch einen aus zwei Transistoren gebildeten Unijunktiontransistor auf den Wert der maximalen Abstimmspannung aufgeladen. R 3 verhindert ein Überlasten der BE-Strecken der Transistoren. C 3 ist für ein zuverlässiges Schalten des UJT erforderlich.

Die in Bild 2 angegebene Dimensionierung bezieht sich auf eine maximale Abstimmspannung von 12 V und einen Zf-Ver-

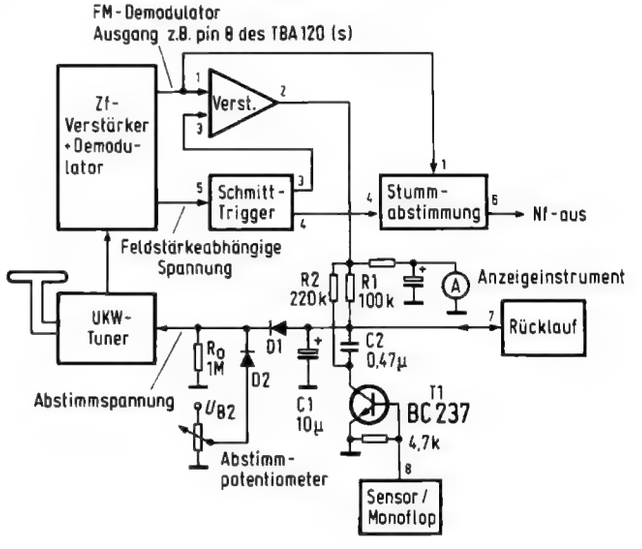
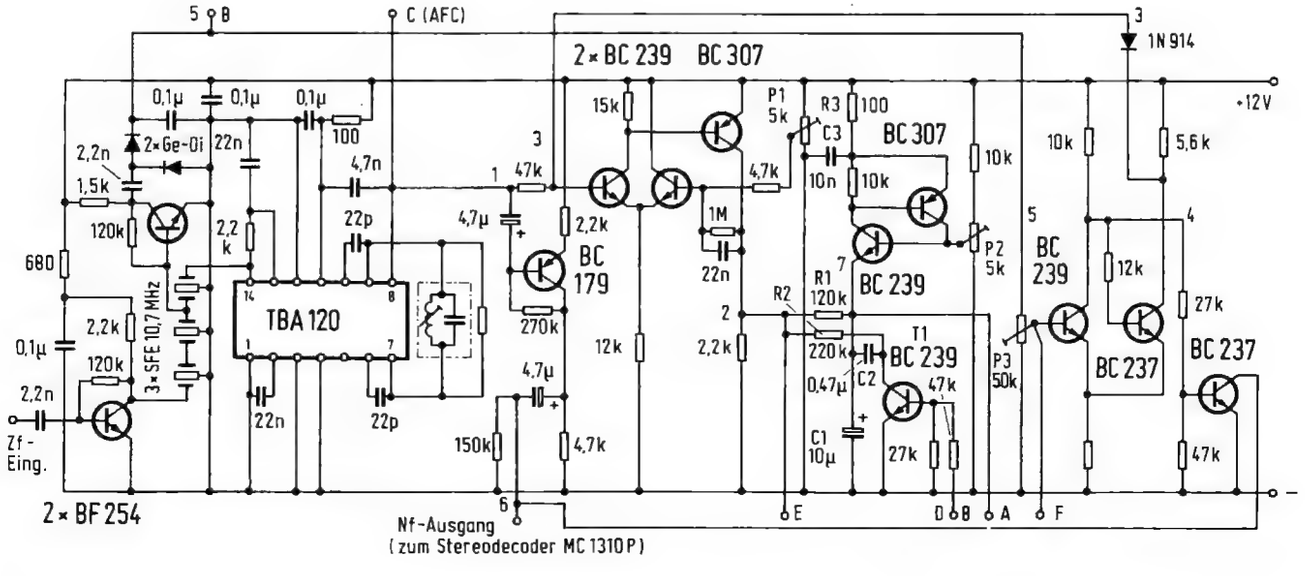


Bild 1. Blockschaltung des Sendersuchlaufs



▼ Bild 2. Zf-Verstärker mit Sendersuchlauf

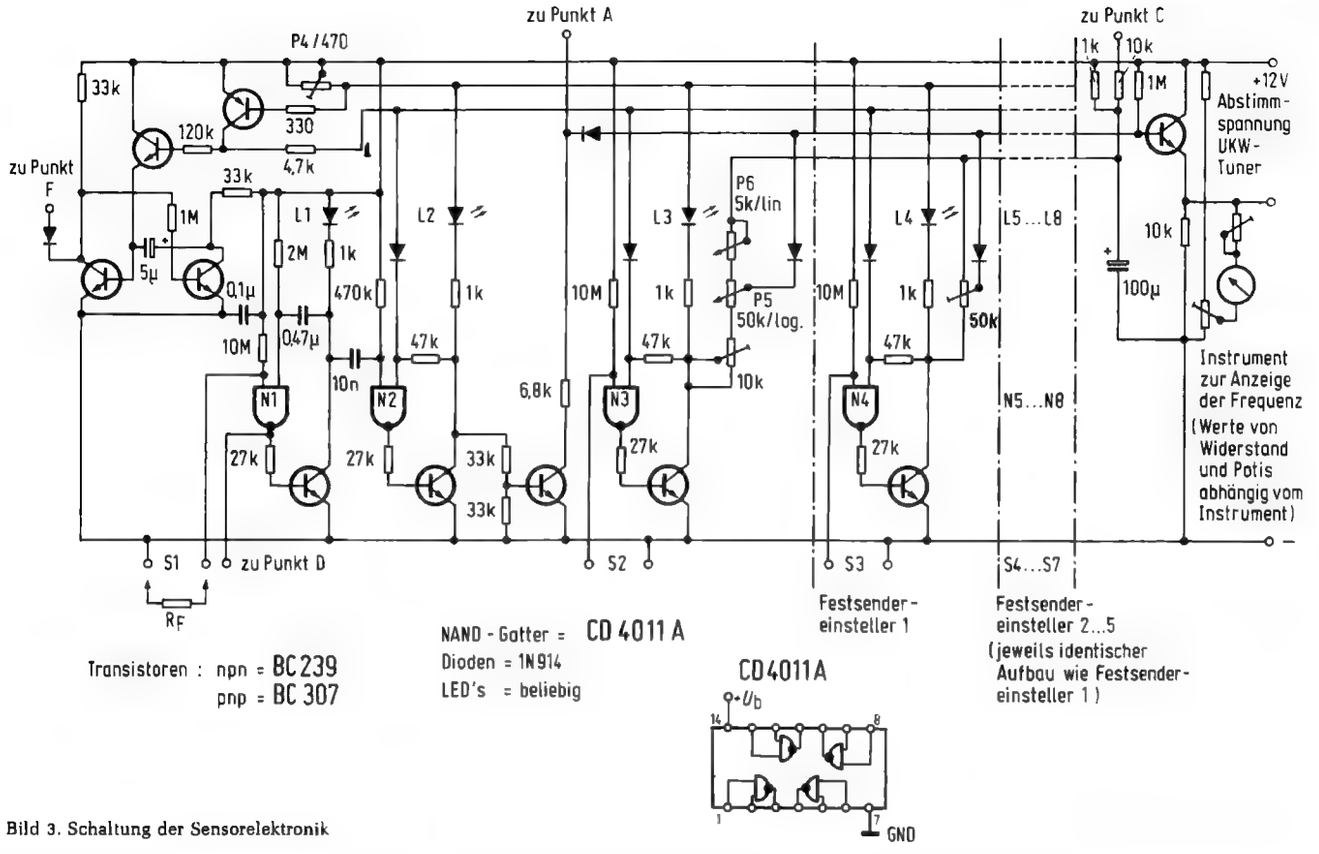


Bild 3. Schaltung der Sensorelektronik

stärker mit einer Nf-Ausgangsspannung von 260 mV_{eff}. Bei sinnvoller Umdimensionierung arbeitet die Schaltung auch unter anderen Gegebenheiten. Eventuell kann auch eine Veränderung von C 2 eine Verbesserung bringen.

Die Sensorelektronik (*Bild 3*) liefert die notwendigen Steuerimpulse für die Abstimmautomatik und ermöglicht auch das Vorprogrammieren von fünf Stationen mit Trimmern (Sensoren S 3...S 7). Wird Sensor S 2 betätigt, kann mit P 5 grob und mit P 6 fein auf einen Sender abgestimmt werden (P 5 und P 6 sind auf der Frontplatte des Empfängers anzuordnen). Sensor S 1 setzt den Sendersuchlauf in Betrieb. Bei jeder weiteren Berührung von S 1 schaltet der Sendersuchlauf um eine Station weiter.

Die Betriebsspannung der gesamten Schaltung wurde mit der IS TBA 625 B stabilisiert.

Einstellhinweise: Es wird davon ausgegangen, daß der Demodulatorkreis korrekt abgeglichen wurde. Man stellt den Schleifer des Trimmers P 4 so ein, daß er zum 330-Ω-Widerstand weist. Dann betätigt man zwei beliebige Sensoren. P 4 wird nun so verstellt, daß eine der beiden Leuchtdioden erlischt. Man schaltet um auf einen Festsendereinsteller und stimmt auf einen Sender ab (Punkt B auf Spannungsmaximum). Danach wird P 1 so eingestellt, daß an Punkt E etwa 6 V stehen. Danach werden P 2 und P 3 auf Mittelstellung gebracht. Nun kann auf Sendersuchlauf umgeschaltet werden. P 1 wird nun so eingestellt, daß an Punkt B maximale Spannung steht. P 2 wird so eingestellt, daß nach dem Sender mit der niedrigsten Frequenz auf den Sender der höchsten Frequenz zurückgesprungen wird. P 3 wird so eingestellt, daß die empfangsunwürdigen Sender übersprungen werden.

Berichtigung

Voreinstellbarer Frequenzzähler für VHF-Empfänger

FUNKSCHAU 1976, Heft 15, Seite 645

Der Spannungsregler IS 15 hat nicht die Bezeichnung L 130, sondern L 129. In Bild 13 sind Kollektoren und Emitter der Segmenttreiber vertauscht. IS 2 ist vom Typ SN 74 S 00 N.

Rolf Bürki

Drehzahlmesser, Schließwinkelmeßgerät und Voltmeter für das Auto

2. Teil

Im zweiten Teil seines Beitrages beschreibt der Autor den Drehzahlmesser und gibt dann Hinweise auf den Gebrauch des Meßgeräts. Außerdem erläutert er den richtigen Anschluß an das Bordnetz.

Drehzahlmesser

Die Genauigkeit der Meßbereiche wird durch die Toleranzen von C 4...C 8 bestimmt. Diese Kondensatoren müssen vor dem Einbau in die Schaltung ausgesucht werden.

Der Absolutwert der Kapazität ist nicht von Bedeutung. Toleranzen von ±20 % sind zulässig.

Untereinander müssen die Kondensatoren jedoch sehr genau sein. Folgende Bedingungen müssen eingehalten werden:

$C\,7 = 100\ nF \pm 20\ \%$
$C\,7 + C\,8 = 2 \times C\,7 \pm 0{,}5\ \%$
$C\,4 + C\,5 + C\,6 + C\,7 + C\,8 =$
$= 5 \times C\,7 \pm 0.5\ \%$

Gerät mit 10...15 V speisen. Rechteckgenerator an Buchsen „Masse" und „Unterbrecher". Ausgangssignal des Generators: Symmetrisches Rechteck von Null aus ansteigend auf min. +10 V. Symmetriegenau-

igkeit ist hier nicht von Bedeutung. Oszillograf an Massebuchse und St 13 anschließen. Trigger intern auf negativ gerichtete Flanke.

Betriebsartenschalter auf 4 Zyl., Minus an Masse stellen. Meßbereichschalter auf 6000 U/min. Generator auf Periodendauer 5 ms ± 25 µs (200 Hz) einstellen.

Die Zeit, während der St 13 Massepotential hat, mit R 26/R 27 auf 4 ms ± 0,1 ms einstellen. Mit R 31/R 32 Instrumentenzeiger auf genau 6000 U/min einstellen. Da C 4.....C 8 ausgesucht sind, stimmen die Bereiche 3000 und 1200 automatisch. Nachkontrolle mit 10 ms ± 50 µs (100 Hz) für 3000 U/min und 25 ms ± 125 µs (40 Hz) für 1200 U/min.

Betriebsartenschalter auf 6 Zyl., Minus an Masse. Meßbereichschalter auf 6000 U/min. Generator auf Periodendauer 3,333 ms ±17 µs (300 Hz) einstellen. Mit R 24/R 25 Instrumentenzeiger auf genau 6000 U/min einstellen. Da C 4...C 8 ausgesucht sind, stimmen die Bereiche 3000 und 1200 ebenfalls automatisch. Nachkontrolle mit 6,666 ms ± 33 µs (150 Hz) für 3000 U/min und 16,666 ms ± 83 µs (60 Hz) für 1200 U/min.

Voltmeter

Gerät mit 15 V ± 0,1 % speisen. Meßbereichschalter auf 15 V. Mit R 70/R 71 einen Zeigerausschlag von genau 15 V einstellen.

Richtwerte der Abgleichwiderstände

Bei Verwendung von Meßinstrumenten mit einer Empfindlichkeit von 100 µA haben die Abgleichwiderstände ungefähr die nachstehend angegebenen Werte:
R 38: 68 kΩ, R 45: 68 kΩ, R 84: 330 kΩ, R 58: 60 kΩ, R 61: 18 kΩ, R 64: 100 kΩ, R 67: 39 kΩ, R 26: 47 kΩ, R 31: 68 kΩ, R 25: 82 kΩ, R 71: 150 kΩ

Die *Tabelle* nennt die technischen Daten des Meßgeräts.

Betriebshinweise

Anschluß, Voreinstellung auf Wagentyp

Die drei Anschlüsse des Gerätes sind mit Masse, Batterie (möglichst direkt an der Batterie) und dem Unterbrecherkontakt zu verbinden. Die Steckbuchsen sind entsprechend bezeichnet. Die Leitungen dürfen auf keinen Fall Verbindung mit der Hochspannungsseite der Zündanlage haben. Der Schalter „Betriebsart" ist in diejenige Stellung zu drehen, welche für den jeweiligen Wagentyp zutrifft. Wenn die Polung der elektrischen Anlage nicht bekannt ist, kann sie mit dem Meßgerät auf zwei Arten ermittelt werden;

1. Bereichschalter des Schließwinkelmeßgerätes auf Stellung 15 V. Das Meßinstrument zeigt jetzt die Batteriespannung an. Bei falscher Polung schlägt der Zeiger nach links aus.
2. Stecker aus der Buchse „Unterbrecher" ziehen und Kippschalter S 1 auf Stellung „R". Die Lampe muß jetzt aufleuchten. Bei falscher Polung bleibt sie dunkel.

Grobeinstellung des Zündzeitpunktes

Leitung von der Zündspule zum Unterbrecher auftrennen. Unterbrecherkontakt wieder mit dem Prüfgerät verbinden, falls Leitung aufgetrennt wurde. Kippschalter S 1 auf Stellung „Einstellen". Kurbelwelle auf Marke für Zündzeitpunkt stellen. Zündverteiler drehen, bis die Lampe aufleuchtet. In diesem Moment hat der Kontakt gerade geöffnet. Zündverteiler festschrauben.

Die Feineinstellung des Zündzeitpunktes sollte, wenn möglich, mit der Stroboskoplampe vorgenommen werden.

Schließwinkelmessung

Kippschalter S 1 wieder auf Stellung „Messen" bringen. Verbindung vom Unterbrecher zur Zündspule wieder herstellen. Bereichschalter „Schließwinkel" auf geeigneten Meßbereich stellen. Motor starten und bei leicht erhöhter Leerlaufdrehzahl (1000...2000 U/min) gleichmäßig drehen lassen. Schließwinkel ablesen. Bei Anweichungen vom Sollwert des betreffenden Wagens muß der Unterbrecherkontakt justiert werden.

Achtung: Beim Verstellen des Unterbrecherkontaktes ändert sich auch der Zündzeitpunkt. Nach Einstellung des Schließwinkels muß immer der Zündzeitpunkt nachkontrolliert und wenn nötig eingestellt werden.

Bei laufendem Motor leuchtet die Lampe mit verminderter Helligkeit und kann bei kleinen Motordrehzahlen (Leerlauf) leicht flackern. Das Meßgerät erleidet keinen Schaden, wenn der Zeiger bei falsch gewähltem Meßbereich über den Skalenendwert hinausgeht. Nach dem Einschalten des Gerätes und bis zum Starten des Motors zeigt das Instrument entweder Null oder je nach eingeschaltetem Meßbereich 60°, 90° oder mehr als Endausschlag.

Prüfung des Gerätes: Prüftaste drücken. Das Instrument soll folgende Werte zeigen (Toleranz ±1 °).

Meßbereichschalter auf Stellung	Betriebsartenschalter auf 4 Zylinder	Betriebsartenschalter auf 6 Zylinder
45°	45°	30°
90°	45°	30°

Motordrehzahlmessung

Kippschalter S 1 auf Stellung „Messen". Bereichschalter „U/min" auf geeigneten Meßbereich stellen. Motor starten und Drehzahl ablesen.

Das Meßgerät erleidet keinen Schaden, wenn die Motordrehzahl höher ist als der eingestellte Meßbereichsendwert. Bei ca. 20 % Bereichsüberschreitung springt jedoch der Zeiger auf einen Wert zurück, welcher ungefähr der halben Motordrehzahl entspricht. In diesem Zustand sind falsche Ablesungen möglich. Bei Absenkung der Drehzahl unter den kritischen Punkt zeigt das Gerät automatisch wieder die tatsächliche Drehzahl an.

Prüfung des Gerätes: Prüftaste drücken. Das Instrument soll folgende Werte zeigen (Toleranz ±1,5 %).

Meßbereichschalter auf Stellung	Betriebsartenschalter auf 4 Zylinder	Betriebsartenschalter auf 6 Zylinder
1200	1200	800
3000	1200	800
6000	1200	800

Messung der Batteriespannung

Bereichschalter „Schließwinkel/Batteriespannung" auf Stellung 15 V drehen. Spannung ablesen. Motordrehzahl und Schließwinkel oder Motordrehzahl und Batteriespannung können gleichzeitig abgelesen werden.

Tabelle der technischen Daten

Drehzahlmesser:

Meßbereiche: 1200 – 3000 – 6000 U/min
Genauigkeit: besser als ± 1,5 % vom Endausschlag

Schließwinkelmeßgerät:

Meßbereiche für 4 Zylinder: 45°/90°
Meßbereiche für 6 Zylinder: 45°/60° (Skala 0...90°)
Genauigkeit: besser als ± 1°

Voltmeter:

Meßbereich: 0...15 V
Genauigkeit: besser als ±1 % vom Endausschlag

Gemeinsame Daten:

Speisespannung: 9...18 V
Polarität: Umschaltbar für Minus- oder Pluspol an Masse
Stromaufnahme: ca. 55 mA + Lampenstrom (ca. 250 mA inkl. Strom durch R 1)

Eingebauter Eichgenerator

Durch Drücken der Eichtaste wird ein Signal erzeugt, welches folgende Betriebswerte nachbildet:

	Toleranz	4 Zyl.	6 Zyl.
Drehzahl	±1,5 %	1200	800
Schließwinkel	±0,5°	45°	30°

Franzis
Verlag München
Der große Fachverlag für angewandte Elektronik

Schlüssel zur Elektronik

Die Zusammenhänge zwischen physikalischen Grundlagen und technisch angewandter Elektronik anschaulich dargestellt. Von Otto Limann. – 288 Seiten, 289 Abbildungen, Lwstr-geb. DM 28.–
ISBN 3-7723-6291-5

Schon der Titel sagt es: Ein klassisches Fachbuch ist das nicht! Was ist das Buch dann? Antwort: Ein Sachbuch mit Fachbuchcharakter. Hier zeigt sich ein Limann, der angeregt zu plaudern versteht. Mit plastischen Erklärungen und Vergleichen bringt er jedermann die Elektronik nahe. Wenn auch der Stil verständlich, die Auslegung der physikalisch-technischen Gesetze einfach ist, wissenschaftlich korrekt geht es bei Limann immer zu.

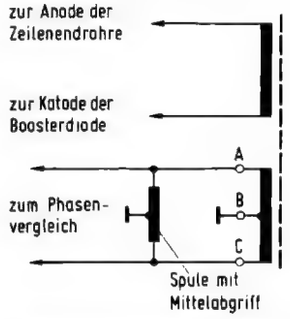
So werden die Zusammenhänge von physikalischen Grundlagen und angewandter Elektronik begriffen, die elektronischen Bauelemente werden verständlich und formen über die mit ihnen aufgebauten Schaltungen faszinierende elektronische Geräte. Und der Leser erkennt, daß die Elektronik keine spektakuläre Geheimniswissenschaft ist, sondern auf bekannten Naturgesetzen fußt, die von der modernen Technik lediglich sinnvoll ausgenutzt werden.

Franzis-Fachbücher bekommen Sie durch jede Buchhandlung

Fernseh-Service

Zeilensynchronisationsfehler

Beanstandet wurde bei einem älteren Gerät die instabile Zeilensynchronisation. Bei einer kurzen Überprüfung stellte sich heraus, daß die Phasenvergleichswicklung am Zeilentransformator zwar von A nach C Durchgang hatte und auch einwandfreie Impulse lieferte, daß aber der Mittelabgriff B keinen Kontakt mit der Wicklung hatte (*Bild*). Damit hing die Wicklung „in der Luft", und der Stromkreis über die Phasenvergleichsdioden war nicht geschlossen.



Da der Mittelabgriff der Phasenvergleichswicklung des Zeilentransformators keinen Kontakt mit der Wicklung hatte, wurde durch eine zusätzlich eingebaute Spule ein künstlicher Mittelabgriff geschaffen.

Aus Preisgründen kam ein neuer Zeilentransformator nicht in Frage. Ich baute daher eine Zeilenoszillatorspule mit drei Anschlüssen (d.h. mit annähernd Mittelabgriff) wie einen Spartransformator ein und hatte damit einen künstlichen Mittelabgriff für die Masseverbindung (mit Widerständen geht das nicht einwandfrei). Nach einem Symmetrieabgleich arbeitete das Gerät einwandfrei.

Peter Placzek

Farbfernseh-Service

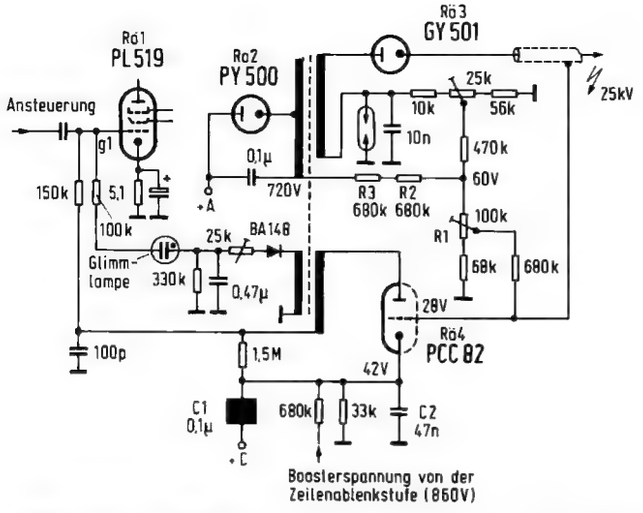
Tückische Hochspannungsänderung

Ein Farbgerät, bei dem die Hochspannung in einer von der Zeilenablenkung getrennten Hochspannungsstufe erzeugt wird, kam in die Werkstatt mit der Fehlerangabe: Kein Bild und vorher unscharfes Bild. Als Ursache des Bildausfalles stellte sich der Schirmgitterwiderstand der Hochspannungsendröhre PL 519 heraus, der sich aufgelötet hatte. Nach Zulöten desselben war das Bild wieder einwandfrei vorhanden.

Allerdings konnte ich keine Ursache für das Auflöten des Sicherungswiderstandes finden. Daher ließ ich das Gerät noch probelaufen. Nach etwa einer halben Stunde verringerte sich dabei die Bildbreite links und rechts um etwa 3 cm, und das Bild wurde unscharf, wie es z.B. bei Änderungen der Fokusspannung der Fall ist. Da bei diesem Gerät Horizontalablenkung und Fokusspannungserzeugung in der Zeilenablenkstufe zusammengefaßt sind, vermutete ich dort einen Fehler.

Der Austausch der Röhren PL 504 und PY 88 in der Zeilenendstufe brachte keinen Erfolg. Daher untersuchte ich die Stufe genauer. Dabei stellte ich fest, daß die Boosterspannung von 860 V vorhanden war und auch keine Überlastung der Stufe vorlag. Außerdem hatte die Fokusspannung ihren normalen Wert von ca. 4000 V.

Hier lag die Vermutung nahe, daß eine zu hohe Hochspannung die Bildbreite verkleinert haben könnte. Auch das Verhältnis Hochspannung zu Fokusspannung konnte gestört sein, was die Unschärfe klären würde und außerdem das Auflöten des Schirmgitterwiderstandes der PL 519, das den Bildausfall verursachte, bewir-



Infolge des Kapazitätsverlustes von C 1 lag die Katode von Rö 4 wechselspannungsmäßig nicht mehr auf Massepotential, und die Hochspannungsregelung konnte nicht mehr einwandfrei arbeiten

ken könnte. Die Messung des Spannungsabfalles an diesem Widerstand bestätigte die Vermutung. Der Spannungsabfall war etwa um ein Drittel zu hoch.

Nun überprüfte ich die Boosterspannung, die statt 720 V etwa 820 V betrug. Also mußte die Hochspannung erheblich gestiegen sein. Daher begann ich, die Hochspannungsstabilisierung zu untersuchen (*Bild*). Zuerst überlegte ich ihre Funktion. Ein größerer Strom durch die ECC 82 (Rö 4) müßte die Hochspannung senken. Daher schloß ich probeweise Gitter und Katode von Rö 4 kurz. Dabei sank die Boosterspannung auf 560 V, und das Bild zog sich weit auseinander. Die grundsätzliche Funktion mußte also in Ordnung sein, aber ein falscher Arbeitspunkt der Regelröhre infolge eines fehlerhaften Widerstandes war möglich.

Als erstes fiel mir auf, daß die 60 V am heißen Ende von R 1 nicht vorhanden waren, sondern nur ca. 50 V. Ich tauschte daher die zwei 680-kΩ-Widerstände R 2 und R 3, aber ohne Erfolg. Auch die weitere Suche an den Widerständen ergab nichts Verdächtiges.

Die Gleichspannungsmessungen an Rö 4 zeigten jedoch, daß die Katoden- und die Gitterspannung fast gleich hoch waren, und zwar lagen an der Katode 40 V und am Gitter 39 V. Die Impulse an der Anode waren auch vorhanden, und daß die Röhrenheizung in Ordnung war, hatte ich schon kontrolliert. Mit dem Oszillografen nahm ich nun noch einmal die Impulsspannung am Gitter (hier standen positive Zeilenimpulse mit 2,5 V_{ss}, 2 V_{ss} waren im Schaltbild angegeben) und an der Katode auf. Obwohl letztere mit C 1 und C 2 verblockt ist, waren hier 10 V hohe positive Zeilenimpulse vorhanden. Ich überbrückte nun den Kondensator C 1 mit einem neuen, und die Wirkung blieb nicht aus: Das Bild war wieder einwandfrei. Nach dem Austausch des defekten Kondensators überprüfte ich noch seine Kapazität; sie war praktisch Null. Josef Reiter

Neue Geräte

Der **Funktionsgenerator DM 2** der Atlantik Elektronik GmbH liefert Sinus-, Dreieck- und Rechtecksignale in den Frequenzbereichen 1...10 Hz, 10...100 Hz, 100...1000 Hz, 1...10 kHz und 10...100 kHz mit einer Frequenzgenauigkeit von besser als 5 %. Das Sinussignal hat einen Gesamtklirrfaktor < 2 %, und für das Dreiecksignal wird die Linearität mit besser als 1 % angegeben. Die Anstiegs- und Abfallzeiten des Rechtecksignals sind < 0,5 µs. Die Ausgangsamplitude läßt sich kontinuierlich zwischen 0,1 und 10 V_{ss} regeln. Die Ausgangsimpedanz beträgt 600 Ω (Atlantik Elektronik GmbH, Hofmannstr. 20, 8000 München 70).

Atlantik liefert die **RC-Meßbrücke DM 2**, mit der sich Widerstände von 100 Ω bis 10 MΩ und Kondensatoren von 10 pF bis 1 µF (jeweils in fünf Bereichen) messen lassen. Als Null-Detektor dienen zwei rot leuchtende LED, die anzeigen, ob der eingestellte Vergleichswert zu hoch oder zu niedrig ist. Die Genauigkeit der Meßbrücke ist besser als 5 % (Atlantik Elektronik GmbH, Hofmannstr. 20, 8000 München 70).

Das **Labornetzgerät E 030-1** von Delta Elektronika liefert zwischen 0 und 30 V bzw. 0 und 1 A einstellbare konstante Spannungen und Ströme. Ihre Stabilität bei ± 10 % Netzspannungsänderung ist 5 mV bzw. 0,3 mA (10 mV bzw. 2 mA bei 0...100 % Laständerung). Die Restwelligkeit wird mit 0,1 mV_{eff} bzw. 0,1 mA_{eff} angegeben. Zur Spannungseinstellung dient ein 10fach-Wendelpotentiometer. Ausgangsspannung bzw. -strom werden mit einem umschaltbaren Meßinstrument angezeigt. Ferner stehen das 5-V-Einbaunetzgerät M 5-10 (10 A, Stabilität 0,02 %) mit eingebautem Überspannungsschutz sowie das Europakarten-Modell C 5-5 mit konstanter Strombegrenzung und Temperaturabschaltung (Stabilität 5 mV) zur Verfügung (Manfred Schulz, Ottenhofer Straße 8, 7580 Bühl-Weitenung).

Das **FET-Verstärker-Multimeter 277** von Dynatrade hat einen konstanten Eingangswiderstand von 15 MΩ. Insgesamt 52 Meßbereiche ermöglichen die Messung von Gleich- und Wechselspannungen (Effektiv- und Spitzenwert, 0,1...1000 V), Gleichströmen (1 µA...1A), dB und Widerständen. Widerstandsmessungen (Meßumfang 0,1 Ω...1000 MΩ in sieben Bereichen) können mit einer Meßspannung von 1,5 V oder 0,068 V erfolgen. Mit der niedrigen Meßspannung sind auch Messungen an Widerständen innerhalb einer Schaltung ohne störenden Einfluß parallel geschalteter Halbleiter möglich. Der Eingang des Gerätes ist in allen Bereichen voll gegen Überlast geschützt. Ein Tastkopf 1:1 mit Entkopplungswiderstand für Gleichspannungsmessungen an Hf-Meßpunkten gehört zum Lieferumfang, ein 40-kV-Hochspannungstastkopf ist als Zubehör erhältlich (Dynatrade, Kaiser-Wilhelm-Ring 41, 4000 Düsseldorf 11).

Neuerungen

Die **Leuchtdiodenfassungen der Reihe 175** der Sloan AG für Frontplattenmontage haben runde oder flache Kappen in den Farben Rot, Grün, Gelb oder Weiß (klar oder durchscheinend). Sie werden in

Bohrungen mit 6,5 mm Durchmesser eingesetzt und mit einem mitgelieferten Metallring gehalten. Zum Einlöten in Printplatten ist auch eine Ausführung mit abgewinkelten Anschlüssen und Haltebügel lieferbar. Die Fassungen nehmen LED mit 5 mm Durchmesser auf (die auf Wunsch mitgeliefert werden) und sind auch mit eingelöteten Vorwiderständen für 5, 12, 18, 24 und 28 V erhältlich. Ein Austausch der LED ist von der Frontseite möglich (Ing. Erich Sommer Elektronik GmbH, Jahnstr. 43, 6000 Frankfurt/Main 1).

Glarecheq ist ein neuer, in England entwickelter Überzug für Acrylglasplatten. Er eignet sich besonders für Oszillografen, LED- und LCD-Anzeigen, weil er Reflexionen durch einfallendes Licht oder Glänzen auf ein Minimum reduziert, ohne die Lesbarkeit der Anzeige wesentlich zu beeinflussen. Glarecheq kann sowohl auf klaren als auch auf farbigen Acrylplatten angebracht und für Oszillografen mit einem eingravierten Gitter in wählbarer Präzision oder mit einem Siebdruckgitter geliefert werden. Die Acrylplatten sind in Dicken von 3 mm oder 1,5 mm verfügbar (Dennis Dolling Limited, 13/17 Southgate Road, Potters Bar/Herts., England).

Die **Subminiatur-Taster** von Mentor können auf kleinstem Raum mit geringer Einbautiefe montiert werden. Sie sind mit massiven vergoldeten Silberkontakten bestückt und eignen sich wegen ihres kleinen Übergangswiderstands von nur 6 mΩ vor allem für niedrige Ströme im µA-Bereich. Bei leichtem Betätigungsdruck (75 p) wird über eine Federraste eine sichere, sprunghafte Kontaktgabe erreicht. Die max. Kontaktbelastbarkeit bei ohmscher Last ist 125 V, 0,5 A. Der Schaltweg beträgt 1,2 mm und der Isolationswiderstand (Kontakt/Kontakt bzw. Kontakt/Masse) 10^{12} Ω (Mentor, Otto-Hahn-Straße 1, 4006 Erkrath-Unterbach).

Mit den **optoelektronischen Tachos** von Novomatic lassen sich synchron und winkeltreu nachlaufende Antriebssysteme realisieren die einer Führungsdrehzahl präzise folgen können. Diese Geber stehen in verschiedenen Ausführungen zur Verfügung. Sie liefern je Umdrehung 10...2500 Sinus- oder Rechteckimpulse mit Amplituden von 5 bis 15 V (Novomatic, Hauptstr. 63A, 7000 Stuttgart 80).

Volker Genrich

Elektrostatischer Hochtonlautsprecher

Eine Bauanleitung für Hi-Fi-Fans

Im folgenden wird ein Lautsprechersystem für den Frequenzbereich von 5 bis 22 kHz beschrieben. Dieses System kann entweder in eine vorhandene Lautsprecher-Box eingebaut oder zusammen mit der Box als Zusatzgerät betrieben werden. Damit wird dann eine Präsenz der Höhenwiedergabe erreicht, die mit den besten auf dem Hi-Fi-Markt bekannten Lautsprechern konkurrieren kann.

Der mit relativ einfachen Mitteln erzielte Erfolg beruht auf einem ungewöhnlichen Prinzip: Das normalerweise durch eine dynamische Hochtonkalotte abgestrahlte Signal aus der Frequenzweiche einer Mehrweg-Box wird statt dessen einem elektronischen Verstärker zugeführt und danach durch ein elektrostatisches Lautsprechersystem abgestrahlt. Eine „akustische Linse" sorgt für einen breiten horizontalen Abstrahlwinkel.

Vor- und Nachteile elektrostatischer Lautsprecher

Ohne Zweifel ist das physikalische Grundprinzip des elektrostatischen Lautsprechers für eine optimale Tonwiedergabe in vieler Hinsicht günstiger als das des dynamischen Lautsprechers [1]. Dennoch findet man das elektrostatische Prinzip nur selten verwirklicht. Offenbar greifen die Hersteller hochwertiger Lautsprecher nur zögernd auf dieses Prinzip zurück, weil den Vorteilen eine Reihe von Nachteilen gegenübersteht: 1. Zur Abstrahlung von mittleren oder gar tiefen Frequenzen muß die Membranfläche eines Elektrostaten sehr groß sein. Abgesehen von der Unhandlichkeit solcher Systeme geht damit auch zwangsläufig eine starke Bündelung des abgestrahlten Schalls einher. 2. Es ist unangenehm, eine hohe Polarisationsspannung von 1...3 kV erzeugen zu müssen. 3. Auch der zur Erzielung einer richtigen Anpassung notwendige Tonfrequenz-Transformator ist teuer und bringt Verzerrungen des Signals mit sich.

Besonderheiten der hier beschriebenen Hochtoneinheit

Das dieser Bauanleitung zugrundegelegte Prinzip ist weitgehend frei von den genannten Nachteilen. Durch Beschränkung auf den Hochtonbereich genügt ein Membrandurchmesser von weniger als 10 cm; eine akustische Linse verhindert Bündelung des Schalls. Es wird mit speziellen Lautsprechersystemen gearbeitet, die nur 300 V Polarisationsspannung benötigen, und der Anpassungs-Transformator ist durch eine einfache elektronische Verstärkeranordnung ersetzt worden.

Anschluß-Schema der Hochtoneinheit

Im Mustergerät bildet der Verstärker zusammen mit dem elektrostatischen Lautsprechersystem und der akustischen Linse eine Hochtoneinheit (*Bild 1* und *2*), die als separates Gerät den Hochtonbereich einer Dreiweg-Box abstrahlt (*Bild 3*). An der Box muß lediglich eine Schaltbuchse angebracht werden, welche den internen Hochtöner bei Anschluß des Elektrostaten abschaltet (*Bild 4*).

Die Frequenzweiche sollte bei 5 kHz oder höher mit einer Flankensteilheit von mindestens 12 dB/Okt. trennen, da die verwendeten Elektrostaten im Bereich von 2...3 kHz Eigenresonanzen aufweisen können.

Soll der elektrostatische Lautsprecher in einer Mehrkanal-Anlage mit elektronischen Frequenzweichen betrieben werden, so kann man u. U. die Leistungsendstufe des Hochtonkanals einsparen. In diesem Fall läßt man den Belastungswiderstand von 4 Ω bzw. 8 Ω wegfallen und erhält damit eine Eingangsimpedanz von 1 kΩ. Der Elektrostat-Verstärker ist dann direkt an die aktive Frequenzweiche anzuschließen.

Verstärker und Polarisationsspannungserzeugung

Der Verstärker arbeitet als Differenzverstärker und benutzt dabei eine Röhren-Transistor-Kombination in Kaskadenschaltung (*Bild 5*). Diese Schaltungstechnik wird gelegentlich bei den Breitbandverstärkern von Oszillografen eingesetzt. Sie vereint die hohe Steilheit eines Transistors mit der hohen Spannungsfestigkeit einer Elektronenröhre. Eine Strom-Gegenkopplung in den Emitterstrecken (500-Ω-Trimmer) sorgt für geringen Klirrgrad. Eine Glimmlampe dient als Übersteuerungs-Indikator.

Am Ausgang liegt außer dem Nf-Signal eine Polarisationsspannung von 300 V. Wegen der Vorwiderstände von 1 MΩ ist der Ausgang aber dennoch berührungssicher. Die technischen Daten der Schaltung nach Bild 5 sind in *Tabelle 1* zusammengestellt. In

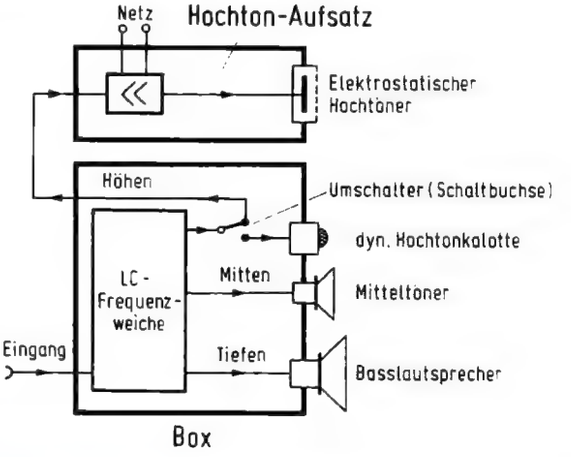


Bild 3. Anschluß der Hochtoneinheit an eine Mehrweg-Box

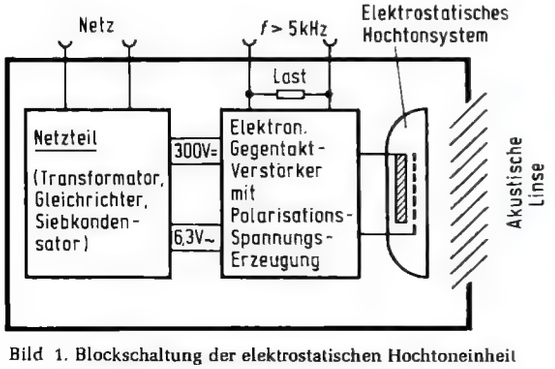


Bild 1. Blockschaltung der elektrostatischen Hochtoneinheit

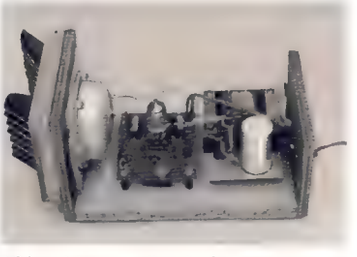


Bild 2. Mustergerät mit abgenommener Haube. v.r.n.l.: Stromversorgung, Verstärkerplatine, elektrostatisches Lautsprechersystem, akustische Linse

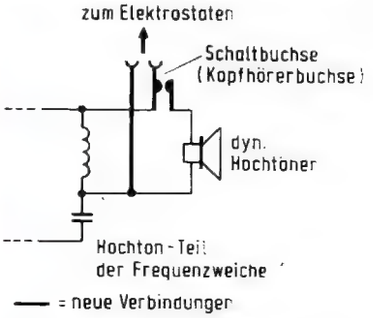


Bild 4. Einbau der Schaltbuchse in die Mehrweg-Box zum Betrieb der elektrostatischen Hochtoneinheit

Bild 6 und *7* ist die im Mustergerät verwendete Platine dargestellt, *Bild 8* zeigt den fertigen Verstärker.

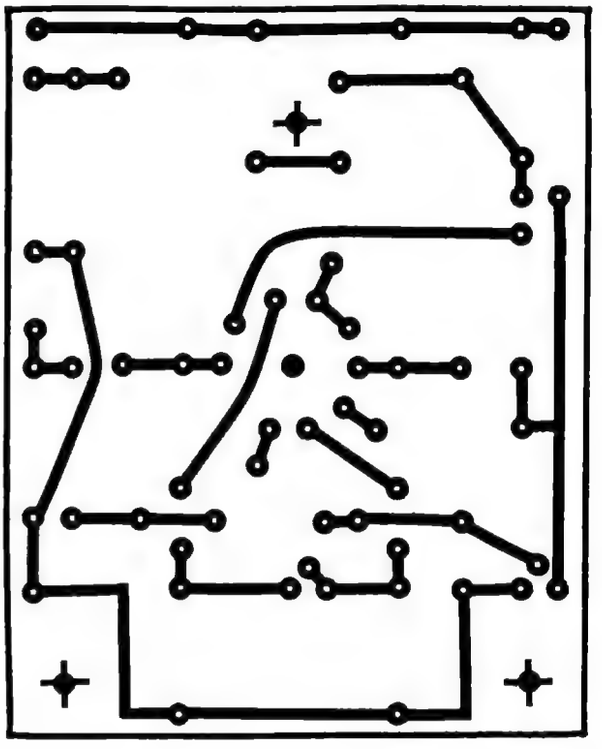
Stromversorgung

Den Aufbau des Netzteils zeigt *Bild 9*. Da die Schaltung des Verstärkers wegen der Gegentakt-Anordnung unempfindlich gegen Brummeinstreuung aus der Anodenspannung ist, genügt ein Einweg-Gleichrichter mit Siebkondensator vollkommen. Bei etwas stärkerer Dimensionierung von Transformator und Siebkondensator können mit einem Netzteil auch zwei oder mehr Verstärker betrieben werden.

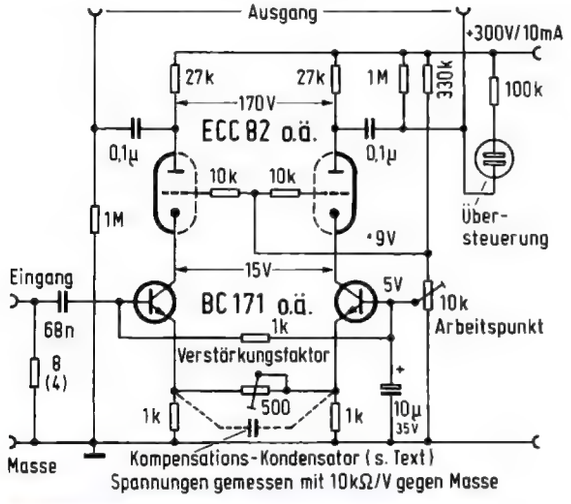
Bauteile für die Elektronik

Wie die *Tabelle 2* zeigt, werden für die Elektronik nur handelsübliche Bauteile verwendet. Wer schon einmal einen alten Rundfunk- oder Fernsehempfänger „ausgeschlachtet" hat, wird wahrscheinlich alle Teile in der Bastelkiste finden. Mit etwas Glück findet er dort vielleicht auch ein geeignetes elektrostatisches Lautsprechersystem. Das im Mustergerät verwendete System (*Bild 10*) stammt aus einer alten Musiktruhe. Die komfortablen und mit vielen Extras ausgestatteten Musiktruhen der fünfziger Jahre hatten oft zur Anhebung der Hochtonwiedergabe einen oder mehrere kleine elektrostatische Hochtonlautsprecher ein-

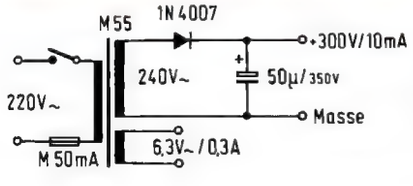
Bild 6. ▶ Platine des Verstärkers (Kupferseite)



▼ Bild 5. Schaltung des Verstärkers



◀ Bild 8. Die fertige Verstärker-Einheit



◀ Bild 9. Schaltung der Stromversorgung

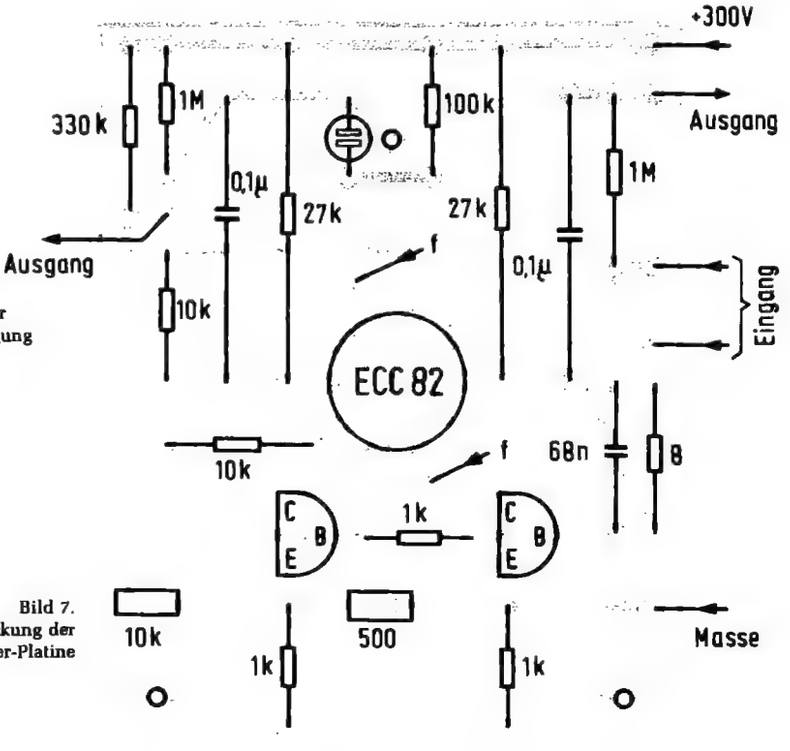


Bild 7. Bestückung der Verstärker-Platine

Tabelle 1. Technische Daten des Verstärkers

Eingangsimpedanz:	8 Ω oder 4 Ω, je nach Impedanz der Frequenzweiche, unsymmetrisch
Ausgangsimpedanz:	50 kΩ, symmetrisch
Spannungsverstärkung:	40...70 dB (je nach Pot.-Stellung)
Max. Ausgangsspannung:	140 V_{eff}, 400 V_{ss}
Polarisationsspannung:	300 $V_{=}$ (über Schutzwiderstand)
Frequenzgang, unbelastet (–1 dB):	5 kHz...200 kHz
Speisespannung:	300 $V_{=}$ / 10 mA, 6,3 $V_{\sim}$ / 300 mA

gebaut. Diese Systeme sind gewöhnlich so konstruiert, daß sie z.B. mit der Spannung, die an der Anode der NF-Endpentode liegt, direkt betrieben werden können.

Wer ein solches System nicht selber auftreiben kann, sollte in einer Rundfunk-Reparaturwerkstatt nachfragen. Auch im Restposten-Handel wurden geeignete Systeme zu Preisen von weniger als 1 DM pro Stück angeboten. Auf jeden Fall lassen sich auch andere als in Bild 10 gezeigte Bauformen mit Erfolg verwenden.

Prinzip der akustischen Linse

Das physikalische Prinzip der akustischen Linse ist in *Bild 11* dargestellt. Genau wie bei der optischen Zerstreuungslinse kommt auch hier der Effekt dadurch zustande, daß die Linse eine ebene Wellenfront (links in Bild 11) durch die zum Rand hin zunehmende Phasenverzögerung in eine gekrümmte Wellenfront verwandelt. Bei der hier verwendeten akustischen Linse wird diese Phasenverzögerung durch schräggestellte Lamellen (*Bild 12*) erreicht, in denen der Schall Umwege machen muß. Er kann sich zwischen den Lamellen nicht in seiner ursprünglichen Richtung ausbreiten, sondern nur zickzackförmig (*Bild 13*).

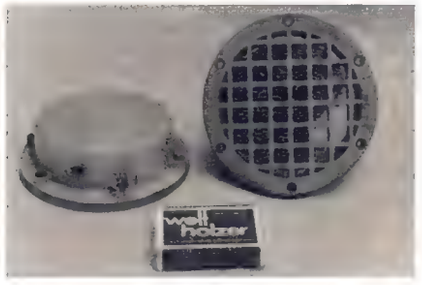


Bild 10. Die im Mustergerät verwendeten Lautsprechersysteme (Grundig zlp 0555K1)

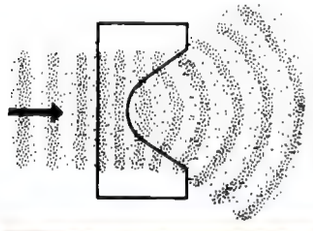


Bild 11. Wirkungsweise der aktustischen Linse

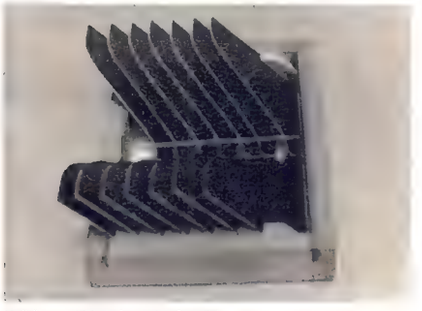


Bild 12. Die akustische Linse

Praktische Ausführung der akustischen Linse

Die Lamellen der akustischen Linse bestehen aus beidseitig mit DC-Fix-Folie beklebten Aluminiumblechen nach *Bild 14*. Die Bleche werden durch einen Holzrahmen (*Bild 15*) im Winkel von 45° und mit gleichem Abstand voneinander vor dem elektrostatischen Lautsprecher aufgestellt. Der Holzrahmen besteht außen aus vier Leisten mit dem Querschnitt 10 mm × 20 mm. Innen bilden 16 Leisten von 6 mm × 6 mm Querschnitt die Führung für die Lamellen. Sind alle sieben Lamellen im Rahmen befestigt, so wird zur Unterdrückung von mechanischen Schwingungeen ein Steg aus Hartgummi oder Plastikmaterial in die dafür vorgesehenen Kerben eingeleimt.

Bild 16 zeigt das mit dem Elektrostaten und der Linse erzielte Richtdiagramm für drei verschiedene Frequenzen. Wenn irgend möglich, sollte auf eine Stoffbespannung vor dem Hochton-System verzichtet werden.

Abgleich des fertigen Geräts

Das Trimmpotentiometer mit der Bezeichnung „Arbeitspunkt" ist so einzustellen, daß an den Anoden beider Röhrensysteme eine Spannung von etwa 170 V gegenüber Masse liegt. Normalerweise weichen die Spannungswerte an den beiden Anoden um nicht mehr als 10 V voneinander ab. Sollte die Differenz erheblich größer sein, so liegt wahrscheinlich ein Schaltungsfehler vor.

Mit dem Potentiometer „Verstärkungsfaktor" wird der Schalldruck der Hochtoneinheit auf den der Box abgestimmt. Dadurch können verschiedene Bauarten elektrostatischer Systeme gleichermaßen angeschlossen werden.

Kompensation der Last-Kapazität

Sind Leitungskapazitäten und Eigenkapazität des Lautsprechersystems erheblich größer als 100 pF, so ist der Verstärkerausgang kapazitiv überlastet. Es entsteht ein Spanungsabfall am oberen Ende des Frequenzbereichs, der je nach Lautsprechersystem verschieden stark ausgeprägt ist.

Ist der Spannungsabfall belastet/unbelastet bei einem Sinuston von 20 kHz größer als –3 dB, so sollte ein Kompensations-Kondensator parallel zum Gegenkopplungswiderstand (s. Bild 5) vorgesehen werden. Sein Wert ergibt sich aus der Formel:

Ausgangsimpedanz x Lastkapazität = Gegenkopplungswiderstand x Kompensationskapazität.

In der Praxis bestimmt man den Wert am einfachsten durch Abgleich auf unverzerrte Übertragung eines 20-kHz-Rechtecksignals.

Tabelle 2. Bauteile für die Elektronik

Widerstände:
8 Ω oder 4 Ω (Impedanz der Frequenzweiche) 1 W
3 x 1 kΩ 1/4 W
2 x 10 kΩ 1/4 W
2 x 27 kΩ 2 W
100 kΩ 1/4 W
330 kΩ 1/2 W
2 x 1 MΩ 1/4 W
Trimmpot. 500 Ω
Trimmpot. 10 kΩ

Kondensatoren:
68 nF 100 V
2 x 0.1 µF 300 V
10 µF 35 V (Tantal)
50 µF 350 V
Kompensations-Kondensator 0,01...0,1 µF
(s. Text) 100 V

Röhren, Halbleiter:
Röre ECC 82
Glimmlampe ohne Vorwiderstand, U_z ca. 60 V
2 x Transistor BC 171 o.ä.
Si-Diode 1 N 4007

Netztransformator:
sek. ca. 240 V_{eff}/20 mA und 6,3 V_{eff}/300 mA

Sonstiges:
Schalter
Sicherung 50 mA mit Halter
Kopfhörer-Schaltbuchse mit Stecker
Novalsockel
Lötstifte

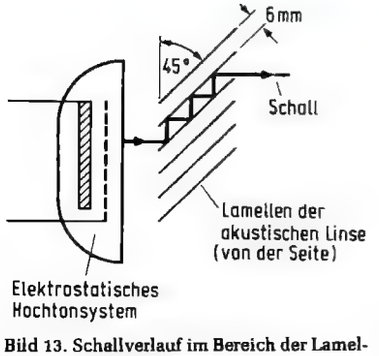


Bild 13. Schallverlauf im Bereich der Lamellen

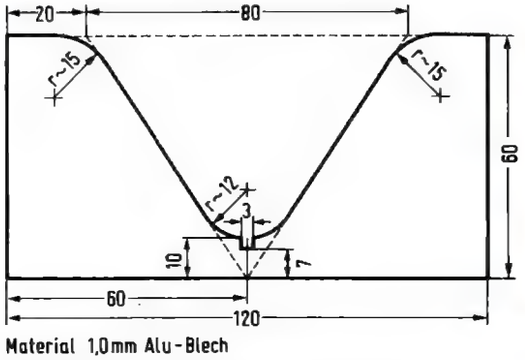


Bild 14. Form der Lamellen für die akustische Linse

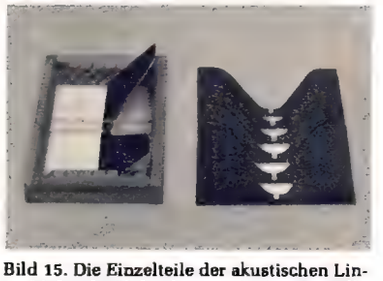


Bild 15. Die Einzelteile der akustischen Linse. Links: der Holzrahmen mit einer Lamelle und dem Steg; rechts die übrigen sechs Lamellen

Hat man keinen Oszillografen zur Verfügung, so nimmt man die Bedingung zur Hilfe, daß ein 20-kHz-Sinuston mit Last und mit Kompensation den gleichen Ausgangspegel erzeugen muß, wie er vorher ohne Last und ohne Kompensation gemessen wurde.

Die Lautsprecher-Anlage als Ganzes

Es erübrigt sich fast zu erwähnen, daß man die Qualität eines Lautsprechers nur dann richtig beurteilen kann, wenn auch die übrigen Bausteine der Hi-Fi-Anlage hohen Ansprüchen genügen. Im vorliegenden Fall sei besonders darauf hingewiesen, daß die Obertöne des in der Box eingebauten Mitteltöners vornehmlich in dem Teil des Tonfrequenz-Spektrums liegen, in dem das elektrostatische System seine Wiedergabetreue beweisen soll. Sorgfalt bei der Auswahl des Mitteltöners ist deshalb unerläßlich.

Erfahrungen im Hörtest

In der Musteranlage des Verfassers wurden verwendet: ein Tuner K+H ET 20, ein Plattenspieler Lenco L 75 mit Empire Rex 66E-X, ein selbstgebauter Vorverstärker und eine Endverstärker-Lautsprecher-Kombination, die als Nachbau K+H Regiebox OY [2] bezeichnet werden kann. Im Frequenzbereich von 30 bis 500 Hz arbeitet ein Kef-Baßlautsprecher B 139, im Bereich von 500 bis 5000 Hz ein Valvo-Mitteltöner AD 5060 SQ 8 und oberhalb 5000 Hz das elektrostatische System, welches in einem besonderen Gehäuse auf der Box steht.

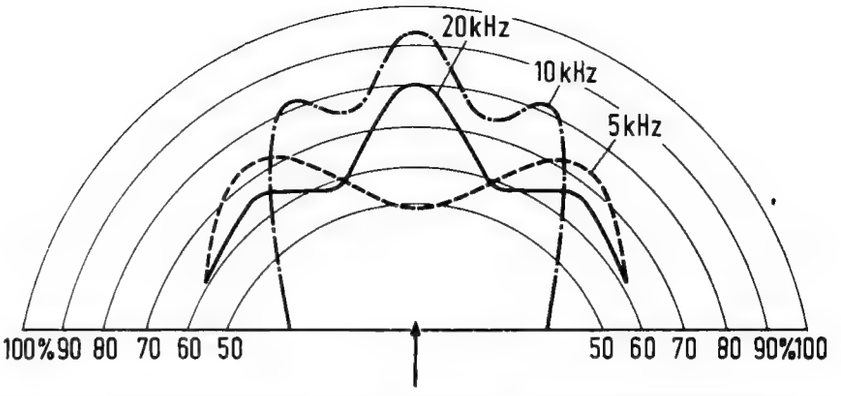


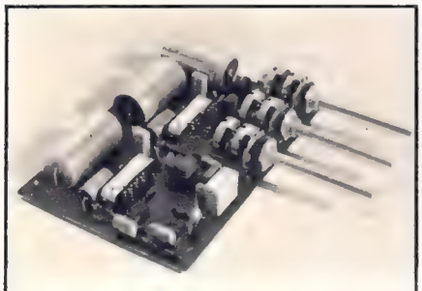
Bild 16. Richtcharakteristik des elektrostatischen Lautsprechers mit akustischer Linse für drei verschiedene Frequenzen

Bei dieser Anlage ergibt das elektrostatische System im Vergleich mit dem Kalottenhochtöner der Box eine deutlich größere Klangdifferenzierung im Hochtonbereich, die – gute Aufnahmen vorausgesetzt – dem ganzen Klangbild „live"-Eindruck verleihen kann. Musik spielt aus dem Lautsprecher heraus und nicht im Lautsprecher!

Je komplexer das Klangspektrum, desto überlegener ist das elektrostatische System. Besonders Spinett, Trompete, Mundharmonika und Metall-Schlagzeug jeder Art werden vom Zuhörer als regelrechter Ohrenschmaus empfunden.

Literatur

1: *Klinger, H.H.*: Lautsprecher und Lautsprechergehäuse für HiFi. Franzis-Verlag, 1968, S. 78.
2| FUNKSCHAU, 1968, Nr. 8, S. 221.



Integrierte Hi-Fi-Endstufe mit aktiver Klangregelung

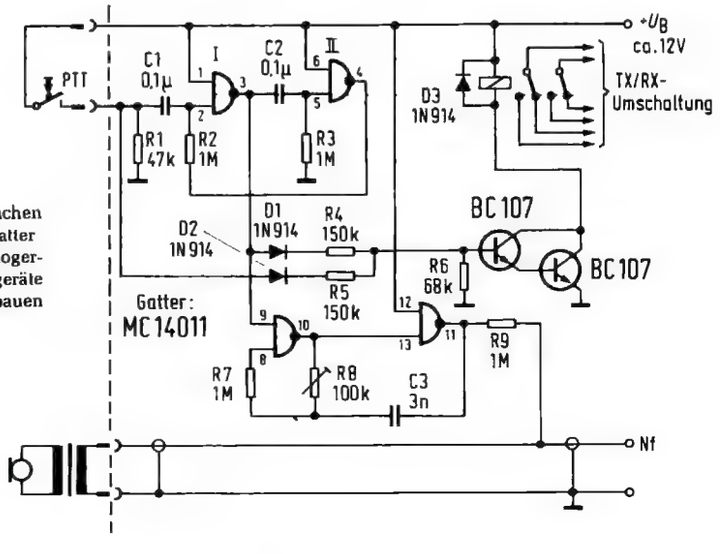
Aus Heft 16/76, Seite 689

Die Platine zu unserem Hi-Fi-Stereoverstärker, der mit zwei integrierten Schaltungen 2 x 26 W Ausgangsleistung „kann", ist nun unter der Bezeichnung FS 3 zum Preis von 17,50 DM lieferbar. Sie ist im einschlägigen Bauteilefachhandel und Buchhandel erhältlich. Sollte sie dort nicht vorrätig sein, besorgt sie ihr Buchhändler kostensparend. Sie kann auch beim Verlag direkt bestellt werden.

Roger-Pieps in der Mikrofonleitung

Ein auch den Bestimmungen der Deutschen Bundespost für den Betrieb von Amateurfunkgeräten genügender Roger-Pieps, der das Abwickeln eines QSO erleichert und das Wechselsprechen beschleunigt, läßt sich mit einfachen Mitteln aus einer CMOS-Schaltung herstellen (*Bild*).

Ein Vierfach-NAND-Gatter, z. B. MC 14011, wird einerseits als Monoflop, andererseits als astabiler Multivibrator mit 1750 Hz Ausgangsfrequenz geschaltet. Beim Loslassen der Sendetaste kippt das Monoflop, gebildet aus den Gattern I und II, durch den negativen Spannungssprung am Eingang für etwa 150 ms in den metastabilen Zustand und erzeugt an seinem Ausgang ein Gate-Signal für den Multivibrator; dieser beginnt zu schwingen. Weiterhin wird über eine OR-Verknüpfung D1, R4, D2 R5 das Sende-Empfangsrelais so gesteuert, daß es noch für die Dauer von 150 ms nach Loslassen der Taste in Sendestellung bleibt. Somit wird der mit 1750 Hz modulierte Träger ausgestrahlt. Die Modulation geschieht bei ei-



Mit einem einfachen Vierfach-Nandgatter läßt sich ein Roger-Pieps für Funkgeräte aufbauen

nem dynamischen Mikrofon sehr einfach gemäß der Schaltung über einen hochohmigen Widerstand R9.

Das Gerät baut man in ein kleines Kästchen ein, das auf einer Seite die passende Buchse für den Anschluß des Mikrofons und auf der anderen Seite eine kurze Verbindungsleitung zum Funkgerät mit passendem Stecker erhält. Das Relais ersetzt die Umschaltkontakte der PTT-Taste und wird mit dieser abgehenden Leitung verbunden. Bei der Sprechtaste ist nur noch ein Arbeitskontakt wirksam. Indem man das Mikrofon direkt am Funkgerät einsteckt, ist jederzeit auch normaler Betrieb möglich (nach Motorola-Unterlagen).

Automatische Ladeschaltung für NiCd-Zellen

Obwohl sich eingebaute Netzgeräte auch bei kleinen Geräten der Unterhaltungselektronik weitgehend durchgesetzt haben, hat der reine Batteriebetrieb nicht zuletzt durch Taschenrechner, Diktier-Kassettenrecorder und Handfunksprechgeräte nichts von seiner Bedeutung eingebüßt. Dabei bieten besonders wiederaufladbare NiCd-Akkus mit den Abmessungen üblicher Primärelemente die Möglichkeit eines sehr wirtschaftlichen Betriebs.

Die hier beschriebene Schaltung (*Bild 1*) wurde nach der folgenden Aufgabenstellung entwickelt: automatisches Aufladen von vier NiCd-Zellen Typ 501 RS (Abmessungen wie Primärelement UM 3, Mignon) nach den Angaben des Herstellers. Das bedeutet Aufladen der Zellen mit konstantem Strom von etwa 45 mA und Abschalten des Ladestroms beim Erreichen der Ladespannung von 1,35 V...1,45 V/Zelle. Das in Bild 1 gezeigte Schaltungsprinzip ist nicht nur auf diesen Anwendungsfall beschränkt, sondern kann bei entsprechender Modifizierung für Ladeschaltungen mit beliebigen Ladespannungen angewendet werden.

Bild 2 zeigt die ausgeführte Schaltung. Der Konstantstromgenerator besteht aus dem Transistor T1 (BC 160,) den Dioden D1...D2 und den Widerständen R1...R2. Bei dieser Dimensionierung fließt ein Konstantstrom von etwa 45 mA. Erreichen die NiCd-Zellen eine Ladespannung von 4·1,45 V = 5,8 V, schaltet der als Schwellenwertschalter arbeitende Thyristor Th1 durch und läßt dann den Konstantstrom durch die Leuchtdiode D4 fließen. Sie zeigt an, daß die Batterieladung beendet ist. Da in diesem Fall die Spannung am Einstellpotentiometer R3 nur noch etwa 2 V beträgt, wird die Batterie durch die Diode D3 von der Ladeschaltung abgeschaltet. Eine Entladung der Zellen über das Einstellpotentiometer wird ebenfalls durch D3 verhindert.

Zum Einstellen der Ladeschlußspannung werden lediglich ein einstellbarer Belastungswiderstand von etwa 150 Ω und ein Spannungsmesser benötigt. Der Belastungswiderstand wird anstelle der Batterie angeschlossen und so eingestellt, daß an ihm eine Spannung von 5,8 V abfällt. Danach wird R3 so lange verändert, bis die Leuchtdiode D4 gerade aufleuchtet und damit das Ende des Ladevorgangs anzeigt.

Auf einen Tastschalter, der nach Abschluß der Ladung ein Wiedereinschalten des Ladevorgangs ermöglicht, wurde bei dieser Schaltung verzichtet. Dies kann auch durch Ziehen und Wiedereinstecken des Netzsteckers erfolgen. Aufgrund der Hysterese des als Schwellenwertschalter eingesetzten Thyristors würde die Schaltung dabei ab 5,6 V (1,4 V/Zelle) wieder auf „Laden" umschalten. Die Hysterese ist damit so gering, daß sie noch innerhalb der als Ladespannung angegebenen Toleranz von 0,1 V (1,35 V...1,45 V) liegt. *Bild 3* zeigt die Realisierung der automatischen Ladeschaltung, die in einem Kunststoffgehäuse von 105 mm x 75 mm x 45 mm auf einer Leiterplatte untergebracht wurde. Die Aufnahme für die vier NiCd-Zellen wird über eine Klinkensteckverbindung mit der Ladeschaltung verbunden.

Ing. (grad.) Gerhard Filler

Anleitung zur Frontplattenherstellung

Für die Herstellung von Frontplatten bei Hobby-Geräten bzw. Frontplatten von Einzelstücken kann auf eine Reproduzierbarkeit einer Frontplatten-Vorlage verzichtet werden. Hierzu sind Alu-Frontplatten geeignet, die auf einer Seite geschliffen sind. Bei Frontplatten für 19"-Einschübe, die im Hobbybereich ihrer Vorteile wegen immer mehr Verwendung finden, ist dies der Fall. Benötigt werden Abreibebuchstaben, Zahlen und Zeichen diverser Größen, Symbole etc., Tuschefüller verschiedener Strichstärken und farbloser Lack aus der Spraydose (Isolierlack geht auch).

Zuerst wird die Frontplatte nach Entwurf gebohrt – dabei sind jegliche Kratzer zu vermeiden, – und dann mit Spiritus von Fett (Fingerabdrücken) gereinigt. Jetzt können nach dem Entwurf Symbole, Bezeichnungen, Zahlen etc. auf die Platte aufgebracht werden. Begrenzungslinien für Bedienfelder, Umrahmungen und Schaltermarkierungen werden mit Tusche aufgezeichnet; dabei ist immer auf mögliche Fingerabdrücke zu achten.

Wenn die Tusche trocken ist, legt man die Platte auf Zeitungspapier und besprüht sie gut mit farblosem Lack (Spraydose). Zur schnelleren Trocknung der Tusche und des Lackes kann die Platte jeweils unter eine Schreibtischlampe gelegt werden.

Wenn korrekt und sauber gearbeitet wird, ist schon die erste so hergestellte Frontplatte ein voller Erfolg.

Ing.(grad.) Peter Bräuer

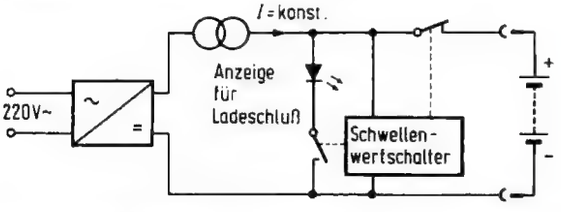


Bild 1. Schaltungsprinzip für eine automatische Ladeschaltung

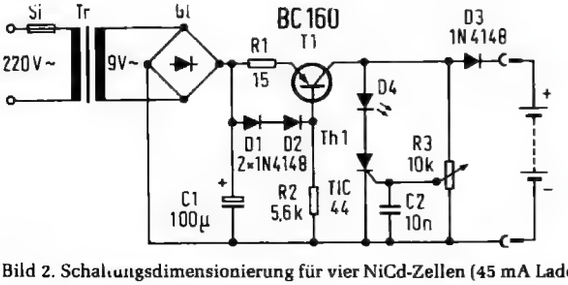


Bild 2. Schaltungsdimensionierung für vier NiCd-Zellen (45 mA Ladestrom)

Bild 3. Aufbau des Ladegeräts

Michael Ludwig

Elektronischer Sendersuchlauf für Varicap-Tuner

Zweck dieser als Denkanstoß gedachten Schaltung ist es, einen UKW-Tuner durch gezielte Änderung der Abstimmspannung auf einen Sender einzustellen. Wird der Sensorschalter betätigt, stellt die Schaltung den Tuner auf den Sender mit der nächst niedrigeren Frequenz ein. Ist das untere Ende der Skala erreicht, wird auf den Sender mit der höchsten Frequenz zurückgesprungen. Mit dieser Schaltung ist also eine erhebliche Steigerung des Bedienungskomforts eines Rundfunkgerätes möglich.

An die Anordnung Tuner – Zf-Verstärker sind folgende Forderungen zu stellen:

Tuner: Parallel zur Abstimmspannung darf kein Widerstand kleiner als 1 MΩ liegen.

Zf-Verst.: Die Nf-Spannung sollte mindestens 240 mV_{eff} bei ±75 kHz Hub betragen. Wenn ein Sender eingestellt ist und die Abstimmspannung geringfügig erhöht wird, muß die Spannung am Demodulatorausgang sinken. Es muß eine feldstärkeabhängige Spannung vorhanden sein, die für alle empfangswürdigen Sender mindestens 1,5 V beträgt.

Der Schmitt-Trigger (*Bild 1*) (und damit die gesamte Schaltung) nimmt abhängig von der Feldstärke zwei Zustände ein, die sich wie folgt charakterisieren lassen:

1. „Sender suchen": Der Verstärker wird so angesteuert, daß der Transistor der Stummabstimmung das Nf-Signal kurzschließt. Außerdem nimmt Punkt 2 das Potential 0 V ein. C 1 wird nun so lange über R 1 entladen, bis der Tuner auf einen Sender abgestimmt ist, was gleichzeitig mit einem Ansteigen der Feldstärke verbunden ist. Draufhin schaltet der Trigger um auf
2. „Sender festhalten": Der Verstärker, der, um einen möglichst großen Ausgangsspannungshub zu erreichen, aus diskreten Bauelementen aufgebaut wurde, hält als „übertriebene AFC" über R 1 die Spannung an C 1 konstant.

Werden die Sensorkontakte (*Bild 2*) durch den Hautwiderstand R_F eines Fingers überbrückt, triggert das Monoflop und legt über T 1 den einen Belag von C 2 an Masse, dadurch sinkt die Spannung an C 1 um etwa $^1/_{20}$. Dies hat eine Verstimmung des Tuners zur Folge, die Feldstärke nimmt ab, und der Schmitt-Trigger nimmt vorübergehend den Zustand (1) ein. C 2 entlädt sich wieder über R 2.

Unterschreitet die Abstimmspannung einen mittels Spannungsteilers einstellbaren Wert, wird C 1 durch einen aus zwei Transistoren gebildeten Unijunktiontransistor auf den Wert der maximalen Abstimmspannung aufgeladen. R 3 verhindert ein Überlasten der BE-Strecken der Transistoren. C 3 ist für ein zuverlässiges Schalten des UJT erforderlich.

Die in Bild 2 angegebene Dimensionierung bezieht sich auf eine maximale Abstimmspannung von 12 V und einen Zf-Ver-

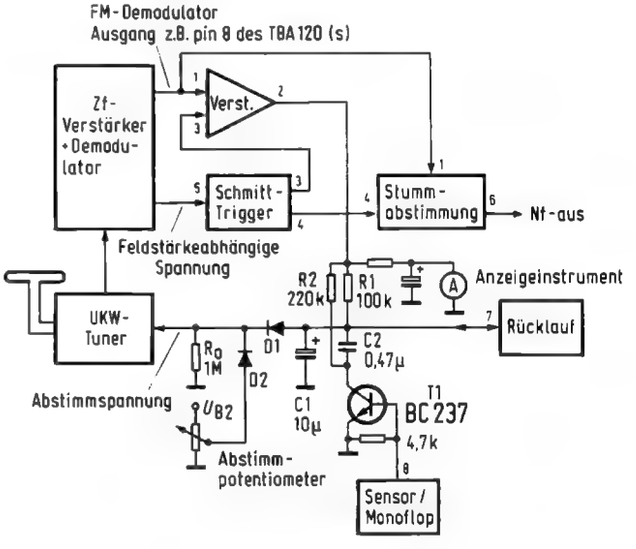
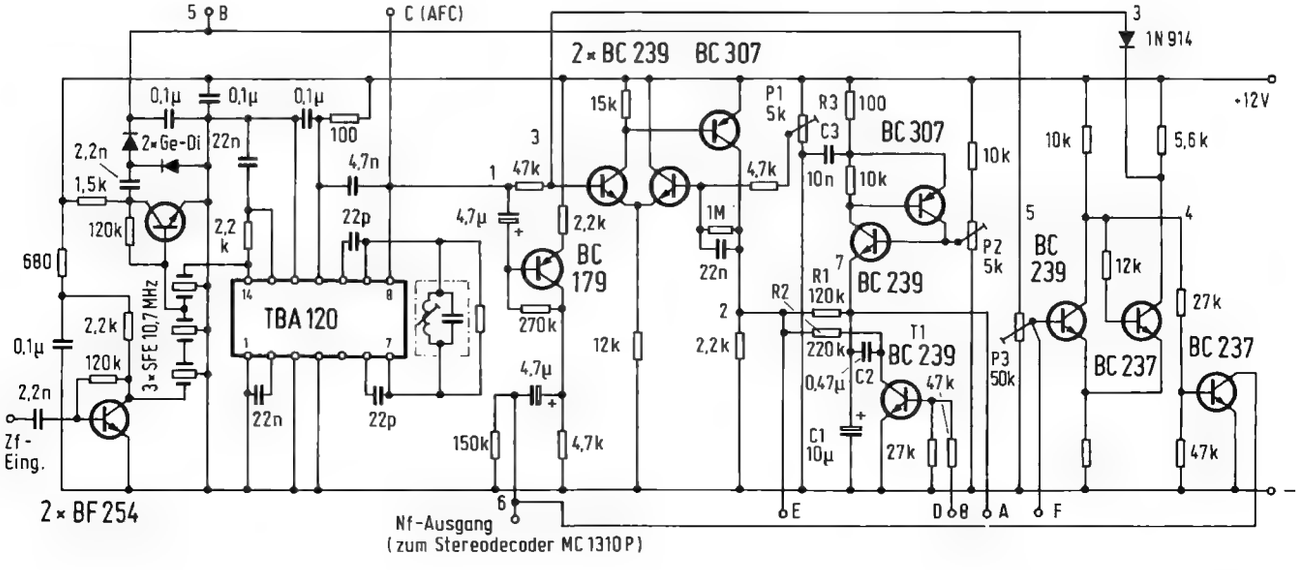


Bild 1. Blockschaltung des Sendersuchlaufs



▼ Bild 2. Zf-Verstärker mit Sendersuchlauf

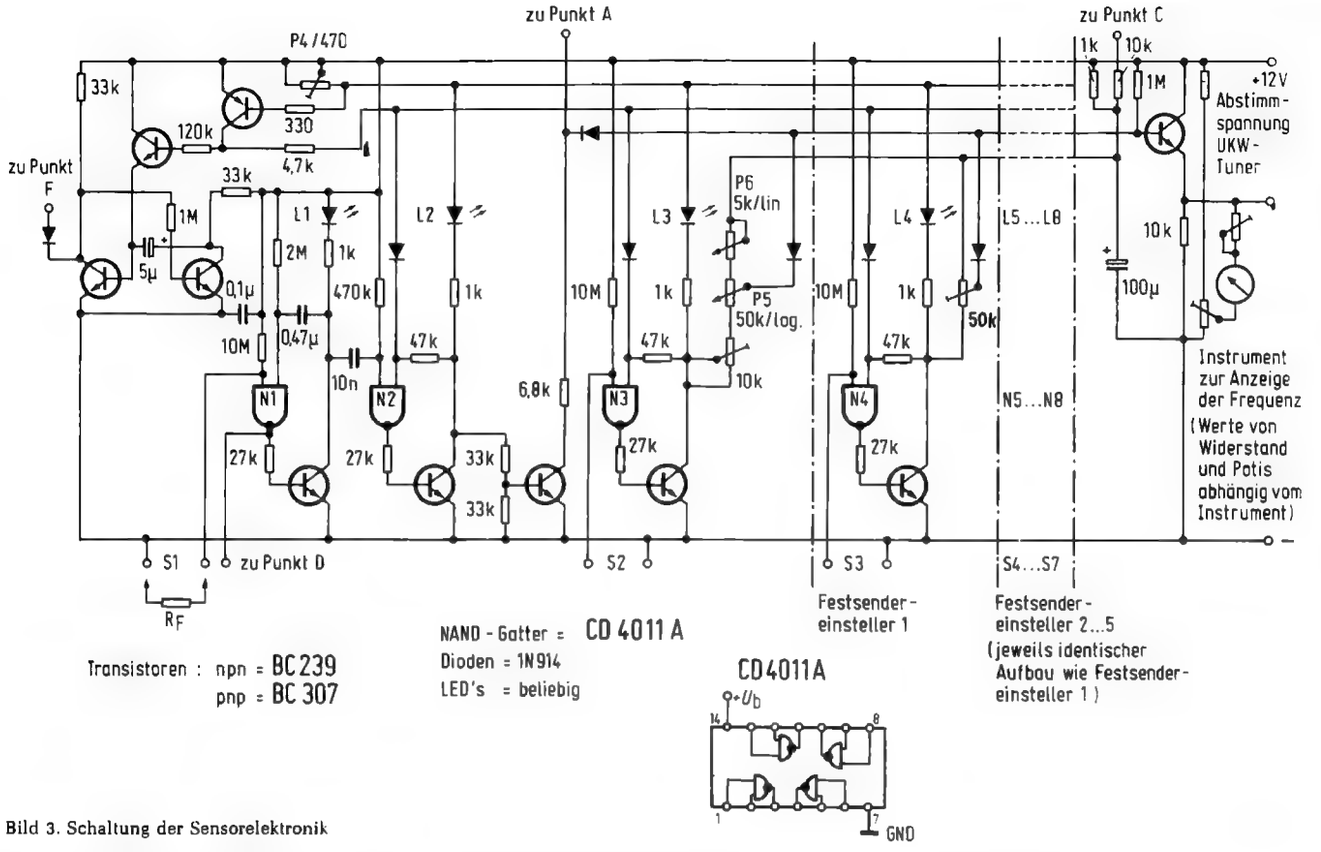


Bild 3. Schaltung der Sensorelektronik

stärker mit einer Nf-Ausgangsspannung von 260 mV_{eff}. Bei sinnvoller Umdimensionierung arbeitet die Schaltung auch unter anderen Gegebenheiten. Eventuell kann auch eine Veränderung von C 2 eine Verbesserung bringen.

Die Sensorelektronik (*Bild 3*) liefert die notwendigen Steuerimpulse für die Abstimmautomatik und ermöglicht auch das Vorprogrammieren von fünf Stationen mit Trimmern (Sensoren S 3...S 7). Wird Sensor S 2 betätigt, kann mit P 5 grob und mit P 6 fein auf einen Sender abgestimmt werden (P 5 und P 6 sind auf der Frontplatte des Empfängers anzuordnen). Sensor S 1 setzt den Sendersuchlauf in Betrieb. Bei jeder weiteren Berührung von S 1 schaltet der Sendersuchlauf um eine Station weiter.

Die Betriebsspannung der gesamten Schaltung wurde mit der IS TBA 625 B stabilisiert.

Einstellhinweise: Es wird davon ausgegangen, daß der Demodulatorkreis korrekt abgeglichen wurde. Man stellt den Schleifer des Trimmers P 4 so ein, daß er zum 330-Ω-Widerstand weist. Dann betätigt man zwei beliebige Sensoren. P 4 wird nun so verstellt, daß eine der beiden Leuchtdioden erlischt. Man schaltet um auf einen Festsendereinsteller und stimmt auf einen Sender ab (Punkt B auf Spannungsmaximum). Danach wird P 1 so eingestellt, daß an Punkt E etwa 6 V stehen. Danach werden P 2 und P 3 auf Mittelstellung gebracht. Nun kann auf Sendersuchlauf umgeschaltet werden. P 1 wird nun so eingestellt, daß an Punkt B maximale Spannung steht. P 2 wird so eingestellt, daß nach dem Sender mit der niedrigsten Frequenz auf den Sender der höchsten Frequenz zurückgesprungen wird. P 3 wird so eingestellt, daß die empfangsunwürdigen Sender übersprungen werden.

Berichtigung

Voreinstellbarer Frequenzzähler für VHF-Empfänger

FUNKSCHAU 1976, Heft 15, Seite 645

Der Spannungsregler IS 15 hat nicht die Bezeichnung L 130, sondern L 129. In Bild 13 sind Kollektoren und Emitter der Segmenttreiber vertauscht. IS 2 ist vom Typ SN 74 S 00 N.

Rolf Bürki

Drehzahlmesser, Schließwinkelmeßgerät und Voltmeter für das Auto

2. Teil

Im zweiten Teil seines Beitrages beschreibt der Autor den Drehzahlmesser und gibt dann Hinweise auf den Gebrauch des Meßgeräts. Außerdem erläutert er den richtigen Anschluß an das Bordnetz.

Drehzahlmesser

Die Genauigkeit der Meßbereiche wird durch die Toleranzen von C 4...C 8 bestimmt. Diese Kondensatoren müssen vor dem Einbau in die Schaltung ausgesucht werden.

Der Absolutwert der Kapazität ist nicht von Bedeutung. Toleranzen von ±20 % sind zulässig.

Untereinander müssen die Kondensatoren jedoch sehr genau sein. Folgende Bedingungen müssen eingehalten werden:

C 7 = 100 nF ± 20 %
C 7 + C 8 = 2 x C 7 ± 0,5 %
C 4 + C 5 + C 6 + C 7 + C 8 =
= 5 x C 7 ± 0,5 %

Gerät mit 10...15 V speisen. Rechteckgenerator an Buchsen „Masse" und „Unterbrecher". Ausgangssignal des Generators: Symmetrisches Rechteck von Null aus ansteigend auf min. +10 V. Symmetriegenau-

igkeit ist hier nicht von Bedeutung. Oszillograf an Massebuchse und St 13 anschließen. Trigger intern auf negativ gerichtete Flanke.

Betriebsartenschalter auf 4 Zyl., Minus an Masse stellen. Meßbereichschalter auf 6000 U/min. Generator auf Periodendauer 5 ms ± 25 µs (200 Hz) einstellen.

Die Zeit, während der St 13 Massepotential hat, mit R 26/R 27 auf 4 ms ± 0,1 ms einstellen. Mit R 31/R 32 Instrumentenzeiger auf genau 6000 U/min einstellen. Da C 4.....C 8 ausgesucht sind, stimmen die Bereiche 3000 und 1200 automatisch. Nachkontrolle mit 10 ms ± 50 µs (100 Hz) für 3000 U/min und 25 ms ± 125 µs (40 Hz) für 1200 U/min.

Betriebsartenschalter auf 6 Zyl., Minus an Masse. Meßbereichschalter auf 6000 U/min. Generator auf Periodendauer 3.333 ms ±17 µs (300 Hz) einstellen. Mit R 24/R 25 Instrumentenzeiger auf genau 6000 U/min einstellen. Da C 4...C 8 ausgesucht sind, stimmen die Bereiche 3000 und 1200 ebenfalls automatisch. Nachkontrolle mit 6,666 ms ± 33 µs (150 Hz) für 3000 U/min und 16,666 ms ± 83 µs (60 Hz) für 1200 U/min.

Voltmeter

Gerät mit 15 V ± 0,1 % speisen. Meßbereichschalter auf 15 V. Mit R 70/R 71 einen Zeigerausschlag von genau 15 V einstellen.

Richtwerte der Abgleichwiderstände

Bei Verwendung von Meßinstrumenten mit einer Empfindlichkeit von 100 µA haben die Abgleichwiderstände *ungefähr* die nachstehend angegebenen Werte:
R 38: 68 kΩ, R 45: 68 kΩ, R 84: 330 kΩ, R 58: 60 kΩ, R 61: 18 kΩ, R 64: 100 kΩ, R 67: 39 kΩ, R 26: 47 kΩ, R 31: 68 kΩ, R 25: 82 kΩ, R 71: 150 kΩ

Die *Tabelle* nennt die technischen Daten des Meßgeräts.

Betriebshinweise

Anschluß, Voreinstellung auf Wagentyp

Die drei Anschlüsse des Gerätes sind mit Masse, Batterie (möglichst direkt an der Batterie) und dem Unterbrecherkontakt zu verbinden. Die Steckbuchsen sind entsprechend bezeichnet. Die Leitungen dürfen auf keinen Fall Verbindung mit der Hochspannungsseite der Zündanlage haben. Der Schalter „Betriebsart" ist in diejenige Stellung zu drehen, welche für den jeweiligen Wagentyp zutrifft. Wenn die Polung der elektrischen Anlage nicht bekannt ist, kann sie mit dem Meßgerät auf zwei Arten ermittelt werden;

1. Bereichschalter des Schließwinkelmeßgerätes auf Stellung 15 V. Das Meßinstrument zeigt jetzt die Batteriespannung an. Bei falscher Polung schlägt der Zeiger nach links aus.
2. Stecker aus der Buchse „Unterbrecher" ziehen und Kippschalter S 1 auf Stellung „R". Die Lampe muß jetzt aufleuchten. Bei falscher Polung bleibt sie dunkel.

Grobeinstellung des Zündzeitpunktes

Leitung von der Zündspule zum Unterbrecher auftrennen. Unterbrecherkontakt wieder mit dem Prüfgerät verbinden, falls Leitung aufgetrennt wurde. Kippschalter S 1 auf Stellung „Einstellen". Kurbelwelle auf Marke für Zündzeitpunkt stellen. Zündverteiler drehen, bis die Lampe aufleuchtet. In diesem Moment hat der Kontakt gerade geöffnet. Zündverteiler festschrauben.

Die Feineinstellung des Zündzeitpunktes sollte, wenn möglich, mit der Stroboskoplampe vorgenommen werden.

Schließwinkelmessung

Kippschalter S 1 wieder auf Stellung „Messen" bringen. Verbindung vom Unterbrecher zur Zündspule wieder herstellen. Bereichschalter „Schließwinkel" auf geeigneten Meßbereich stellen. Motor starten und bei leicht erhöhter Leerlaufdrehzahl (1000...2000 U/min) gleichmäßig drehen lassen. Schließwinkel ablesen. Bei Anweichungen vom Sollwert des betreffenden Wagens muß der Unterbrecherkontakt justiert werden.

Achtung: Beim Verstellen des Unterbrecherkontaktes ändert sich auch der Zündzeitpunkt. Nach Einstellung des Schließwinkels muß immer der Zündzeitpunkt nachkontrolliert und wenn nötig eingestellt werden.

Bei laufendem Motor leuchtet die Lampe mit verminderter Helligkeit und kann bei kleinen Motordrehzahlen (Leerlauf) leicht flackern. Das Meßgerät erleidet keinen Schaden, wenn der Zeiger bei falsch gewähltem Meßbereich über den Skalenendwert hinausgeht. Nach dem Einschalten des Gerätes und bis zum Starten des Motors zeigt das Instrument entweder Null oder je nach eingeschaltetem Meßbereich 60°, 90° oder mehr als Endausschlag.

Prüfung des Gerätes: Prüftaste drücken. Das Instrument soll folgende Werte zeigen (Toleranz ±1 °).

Meßbereichschalter auf Stellung	Betriebsartenschalter auf 4 Zylinder	Betriebsartenschalter auf 6 Zylinder
45°	45°	30°
90°	45°	30°

Motordrehzahlmessung

Kippschalter S 1 auf Stellung „Messen". Bereichschalter „U/min" auf geeigneten Meßbereich stellen. Motor starten und Drehzahl ablesen.

Das Meßgerät erleidet keinen Schaden, wenn die Motordrehzahl höher ist als der eingestellte Meßbereichsendwert. Bei ca. 20 % Bereichsüberschreitung springt jedoch der Zeiger auf einen Wert zurück, welcher ungefähr der halben Motordrehzahl entspricht. In diesem Zustand sind falsche Ablesungen möglich. Bei Absenkung der Drehzahl unter den kritischen Punkt zeigt das Gerät automatisch wieder die tatsächliche Drehzahl an.

Prüfung des Gerätes: Prüftaste drücken. Das Instrument soll folgende Werte zeigen (Toleranz ±1,5 %).

Meßbereichschalter auf Stellung	Betriebsartenschalter auf 4 Zylinder	Betriebsartenschalter auf 6 Zylinder
1200	1200	800
3000	1200	800
6000	1200	800

Messung der Batteriespannung

Bereichschalter „Schließwinkel/Batteriespannung" auf Stellung 15 V drehen. Spannung ablesen. Motordrehzahl und Schließwinkel oder Motordrehzahl und Batteriespannung können gleichzeitig abgelesen werden.

Tabelle der technischen Daten

Drehzahlmesser:

Meßbereiche: 1200 – 3000 – 6000 U/min
Genauigkeit: besser als ± 1,5 % vom Endausschlag

Schließwinkelmeßgerät:

Meßbereiche für 4 Zylinder: 45°/90°
Meßbereiche für 6 Zylinder: 45°/60° (Skala 0...90°)
Genauigkeit: besser als ± 1°

Voltmeter:

Meßbereich: 0...15 V
Genauigkeit: besser als ±1 % vom Endausschlag

Gemeinsame Daten:

Speisespannung: 9...18 V
Polarität: Umschaltbar für Minus- oder Pluspol an Masse
Stromaufnahme: ca. 55 mA + Lampenstrom (ca. 250 mA inkl. Strom durch R 1)

Eingebauter Eichgenerator

Durch Drücken der Eichtaste wird ein Signal erzeugt, welches folgende Betriebswerte nachbildet:

	Toleranz	4 Zyl.	6 Zyl.
Drehzahl	±1,5 %	1200	800
Schließwinkel	±0,5°	45°	30°

Dipl.-Ing. Reinhard Gößler

Miniatur-Netzteil für vier Ausgangsspannungen

Speziell zur Stromversorgung der FUNKSCHAU-Mini-Meßgeräte ist das nachfolgend beschriebene Netzteil entwickelt worden. Durch eine sorgfältige Dimensionierung und die Spezialanfertigung des Netztransformators kann der Aufbau so kompakt erfolgen, daß das Gerät im Standard-Gehäuse der FUNKSCHAU-Mini-Serie Platz findet.

Der Baubeschreibung ist eine grundlegende Betrachtung für die Netzteil-Auslegung vorangestellt, die allgemein gültig ist und dem Praktiker über den Rahmen dieser Bauanleitung hinaus wertvolle Anregungen geben kann. Auch für das FUNKSCHAU-Mini-Netzteil bietet der Versandhandel einen vollständigen Bausatz an, der den problemlosen Nachbau der funktionsfähigen Schaltung ermöglicht.

Gerätebeschreibung

Die Stromversorgung der FUNKSCHAU-Mini-Meßgeräte ist für Standard-Spannungswerte ausgelegt worden, um einen möglichst flexiblen Einsatz zu gewährleisten. Für die Logikschaltungen wurden +5 V gewählt, und die Geräte, die eine höhere Versorgungsspannung erfordern, erhalten +12 V; zum Betrieb von Geräten mit symmetrischer Versorgungsspannung sind ±6 V vorgesehen. Durch diese Konzeption kommt man beim Mini-Netzteil mit vier festen Versorgungsspannungen aus, die den Strombedarf von etwa fünf bis zehn anderen Mini-Geräten decken, je nach angeschlossenem Gerät und dessen Betriebsart (*Bild 1*).

So vorteilhaft der Batteriebetrieb der Miniatur-Meßgeräte beim Service oder bei der kurzzeitigen Messung auch ist, so bleibt es beim Experimentieren oder im Laborbetrieb doch wünschenswert, eine wirtschaftliche Stromversorgung vom Netz zu ermöglichen. Hierfür hat sich beim Verfasser das Mini-Netzteil in Verbindung mit den bisher entstandenen Mini-Geräten bereits bestens bewährt.

Um eine optimale Lösung dieser Netzversorgung zu erreichen, ist eine sehr sorgfältige Dimensionierung der Schaltung unerläßlich. Die dafür notwendigen umfangreichen Berechnungen wurden auf einem Computer durchgeführt. In allgemeiner Form sind die wesentlichen Ergebnisse zusammengefaßt und mit in diesen Beitrag aufgenommen worden; damit erhält der Praktiker detaillierte Dimensionierungshinweise von genereller Bedeutung, die bei der Auslegung und Optimierung von Stromversorgungen eine wichtige Rolle spielen. Unter diesen Gesichtspunkten ist das FUNKSCHAU-Mini-Netzteil trotz der geringen Größe eine Hochleistungs-Stromversorgung, die bei einem Minimum an Volumen ein Optimum an Ausgangsleistung anbietet.

Blockschaltung

Die Blockschaltung des Mini-Netzteils zeigt *Bild 2*. Ein spezieller Flachtransformator, der eigens für diese Anwendung entwickelt wurde, setzt die Netzwechselspannung auf vier verschiedene Sekundärspannungen um. Jeder Zweig hat einen eigenen Brükkengleichrichter mit Glättungskondensator, um eine Verkopplung der Spannungen untereinander zu vermeiden. Vier Festspannungsregler stabilisieren die einzelnen Spannungen und gewährleisten gleichzeitig Kurzschlußfestigkeit und Sicherheit gegen thermische Überlastung. Die negative Ausgangsspannung von – 6 V entsteht durch den entsprechenden Anschluß der vierten Ausgangsspannung an das Bezugspotential; die Stabilisierung übernimmt auch hier ein Positiv-Festspannungsregler, weil er preiswerter und vor allem besser lieferbar ist als ein entsprechender Negativ-Regler.

Gleichrichter und Ladekondensator

Eine besonders wirtschaftliche Form der Gleichrichtung von Wechselspannungen stellt die Verwendung eines Brückengleichrichters dar, weil hierbei beide Halbwellen der Trafo-Sekundärspannung ausgenutzt werden (*Bild 3*). Derartige Gleichrichterbrücken gibt es bereits in kleinen Bauformen, und solche sind im vorliegenden Bausatz auch vorgesehen. Von den vier internen Dioden ist im Betrieb immer nur ein Paar leitend: Bei der positiven Halbwelle der Wechselspannung sind das D 1 und D 2, während bei der negativen Halbwelle D 3 und D 4 leiten. Der Ladekondensator C_L übernimmt die Aufgabe der Energiezwischenspeicherung, wenn die pulsierende Gleichspannung am Ausgang des Gleichrichters absinkt (*Bild 4*).

Die Ladespannung sinkt immer dann, wenn der Kondensator Strom an den Verbraucher liefert und dadurch entladen wird. Das Aufladen des Kondensators und der damit verbundene Anstieg der Ladespannung erfolgt immer dann, wenn die pulsierende Gleichspannung höher ist als der Augenblickswert der Kondensatorspannung. Bei fester Frequenz der Wechselspannung entsteht am Kondensator eine Welligkeit, deren Betrag nur von der Größe des Ladekondensators und vom fließenden Laststrom abhängt.

Da am Eingang des nachfolgenden Spannungsreglers für einen einwandfreien Betrieb eine Mindestspannung nicht unterschritten werden darf, ist für die optimale Schaltungsauslegung der Zusammenhang zwischen Kapazität, Laststrom und Welligkeit am Ladekondensator von entscheiden-

◄ Bild 1. Das Mini-Netzteil kann bis zu zehn andere Mini-Geräte versorgen

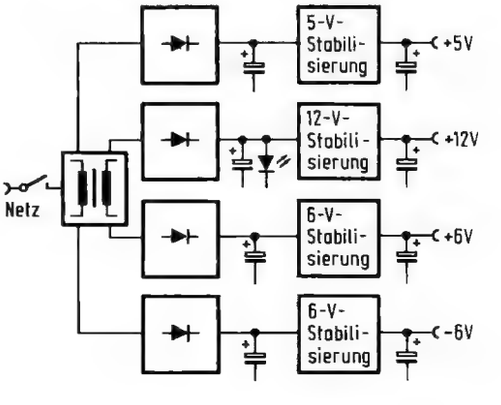
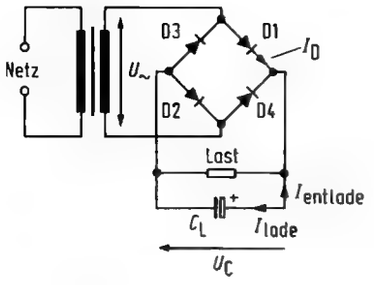


Bild 2. ► Blockschaltung des Mini-Netzteils



◀ Bild 3. Prinzip einer Gleichrichter-Brückenschaltung

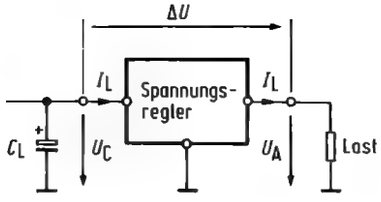


Bild 5. Die Verlustleistung am Regler muß als Wärme abgeführt werden.

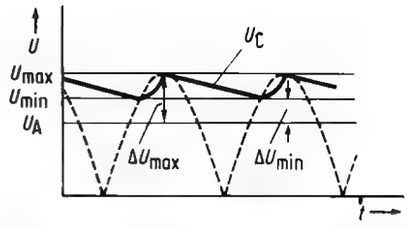


Bild 6. Spannungsverläufe an der Schaltung nach Bild 5

der Bedeutung. Eine kurze Überlegung soll die Schwierigkeit dieser Optimierungsaufgabe verdeutlichen.

Wenn man beispielsweise wegen des Volumens mit einem kleinen Ladekondensator auskommen will, muß man eine hohe Sekundärspannung vorsehen, damit bei gegebenem Laststrom die Ladespannung nicht unter den zulässigen Minimalwert absinkt; eine hohe Differenzspannung am Regler führt aber zu erhöhter Verlustleistung, was nicht erwünscht ist. Hier hängt das erreichbare Optimum dann von Faktoren ab, die sich nicht direkt in eine Rechnung einbeziehen lassen. So ist es etwa denkbar, daß man aus Gründen einer bestimmten Kondensator-Bauform Zugeständnisse an eine erhöhte Verlustleistung macht oder umgekehrt.

Bemessung des Ladekondensators

Unter der vereinfachenden Voraussetzung, daß der beim Entladen aus dem Kondensator fließende Laststrom konstant bleibt und die Eingangswechselspannung sinusförmig verläuft, besteht für die Kapazität C des Ladekondensators folgende Beziehung

$$C = \frac{I_{max}}{U_{max}} \cdot \frac{\arccos(-k)}{2\pi f \cdot (1-k)} \qquad (1)$$

Die einzelnen Größen haben folgende Bedeutung: I_{max} ist der maximale Laststrom der Gleichrichterschaltung, und U_{max} kennzeichnet den Maximalwert der Kondensatorspannung; er ergibt sich aus der Multiplikation des Wechselspannungs-Effektivwertes mit 1,41, vermindert um zwei Dioden-Durchlaßspannungen U_D

$$U_{max} = 1{,}41 \cdot U_{eff} - 2\,U_D \qquad (2)$$

Setzt man für $U_D = 0{,}7$ V ein, ergibt sich als gute Näherung

$$U_{max} = 1{,}4 \cdot (U_{eff} - 1) \qquad (3)$$

Mit f ist die Frequenz der Wechselspannung bezeichnet, und hier müssen demzufolge 50 Hz eingesetzt werden. Der Faktor k kennzeichnet die Welligkeit der Ladespannung U_C (Bild 4); er ist als Abkürzung des Verhältnisses von minimaler zu maximaler Ladespannung eingeführt:

$$k = \frac{U_{min}}{U_{max}} \qquad (4)$$

Formt man die Gleichung (1) in eine „zugeschnittene Größengleichung" um, ergibt sich folgende Beziehung

$$C = 2{,}25 \cdot \frac{I_{max}}{U_{eff}} \cdot \frac{\arccos(-k)}{(1-k)} \qquad (5)$$

mit C in [µF]
I in [mA]
U in [V]

Setzt man zur weiteren Abkürzung

$$M = 2{,}25 \cdot \frac{\arccos(-k)}{(1-k)} \qquad (6)$$

so kann man mit den M-Werten der *Tabelle* unmittelbar eine der drei Größen C, I oder U ausrechnen:

$$C = M \cdot \frac{I_{max}}{U_{eff}} \qquad (7)$$

Für eine vereinfachte Auslegung ist es zunächst zweckmäßig, k = 0,7 anzunehmen; es sinkt dann die Ladespannung am Kondensator nie unter den Wert, der gleich dem Effektivwert der Eingangswechselspannung ist. Nimmt man den hierfür gültigen M-Wert als Bezug mit M = 1 an, sieht man schnell den Einfluß der Kapazität auf die Welligkeit: Eine Verringerung der Welligkeit von k = 0,7 auf k = 0,8 erfordert bei gleichem Strom einen 60 % größeren Kondensator. Umgekehrt kommt man mit einem um 30 % kleineren Ladekondensator aus, wenn man für k = 0,6 zuläßt. In der Tabelle zeigt die Spalte der relativen M-Werte diesen Zusammenhang. Bei diesen Überlegungen muß man die entstehende Verlustleistung mit einbeziehen, wenn man eine optimale Dimensionierung erreichen will.

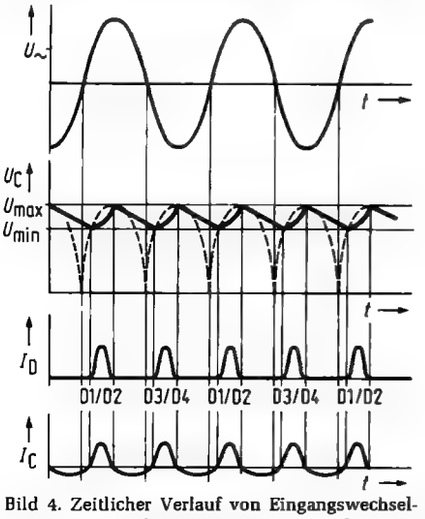


Bild 4. Zeitlicher Verlauf von Eingangswechselspannung, Kondensatorspannung, Diodenstrom u. Kondensatorstrom bei der Schaltung nach Bild 3

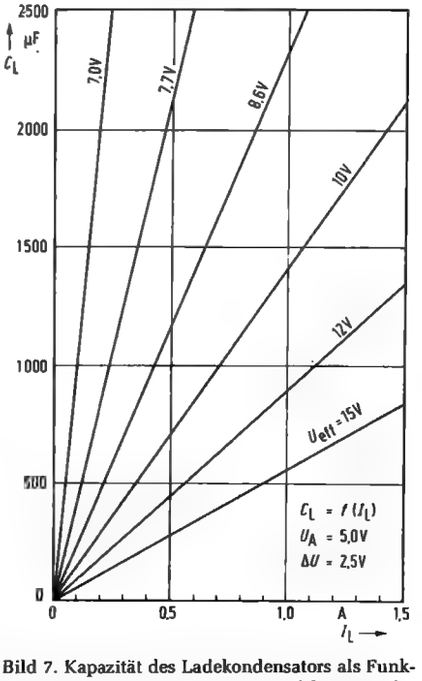


Bild 7. Kapazität des Ladekondensators als Funktion des Laststroms; Parameter: Effektivwert der Sekundärspannung

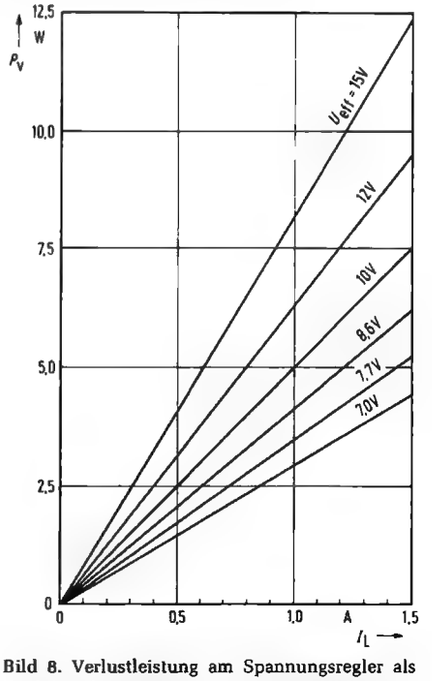
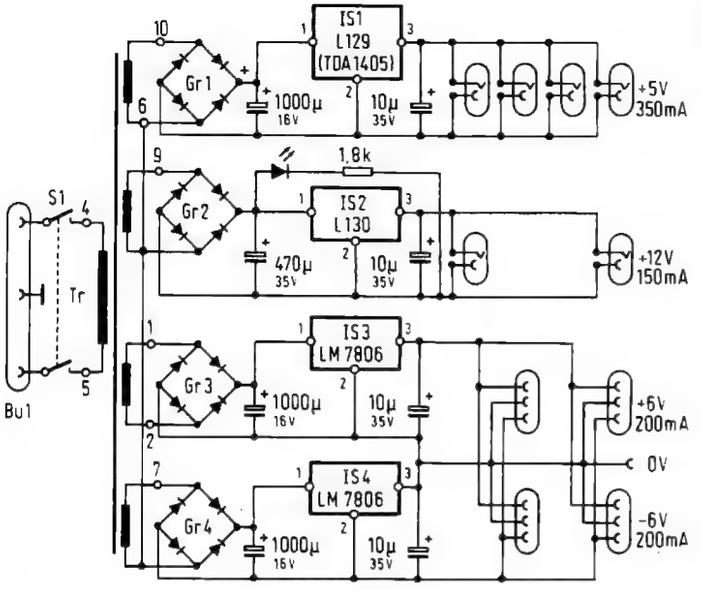


Bild 8. Verlustleistung am Spannungsregler als Funktion des Laststroms; Parameter: Effektivwert der Sekundärspannung



◀ Bild 9. Gesamtschaltung

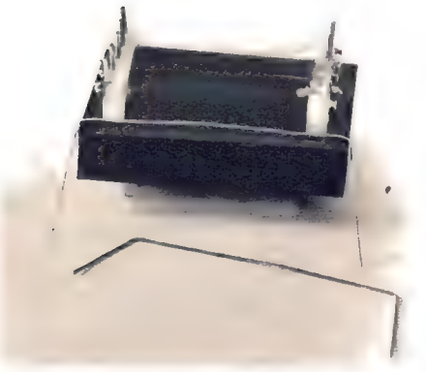


Bild 12. ▶ Zwei Drahtbügel halten den Netztransformator fest

Entstehende Verlustleistung

Da am Eingang des Spannungsreglers eine höhere Spannung anliegt als am Ausgang, und der Ladestrom durch den Regler fließt, entsteht eine Verlustleistung P_v, die gleich dem Produkt aus der Differenzspannung ΔU am Regler mal Laststrom I ist (*Bild 5*).

Diese Verluste treten in Form von Wärme auf, und man muß durch entsprechende Maßnahmen für eine Ableitung der Wärme sorgen. Für einen einwandfreien Betrieb darf am Spannungsregler eine minimale Eingangsspannung U_{min} nicht unterschritten werden. Dieser Wert ist vom entsprechenden Baustein abhängig, und er liegt bei handelsüblichen Typen in der Größenordnung von 2,5 V über der Ausgangsspannung (*Bild 6*). Daraus resultiert bereits eine feste Verlustleistung P_{V1}, die durch keine Schaltungsmaßnahme zu beeinflussen ist

$$P_{V1} = (U_{min} - U_A) \cdot I = \Delta U_{min} \cdot I \qquad (8)$$

Hinzu kommt eine weitere Komponente, weil die Ladespannung ständig zwischen U_{max} und U_{min} schwankt, im zeitlichen Mittel also größer ist als U_{min}. Diese Verlustleistung P_{V2} ist um so kleiner, je geringer die Welligkeit am Ladekondensator ist

$$P_{V2} = U_{eff} \cdot I \cdot \frac{(1-k)}{1.4} \qquad (9)$$

Führt man auch hier als Abkürzung ein

$$N = \frac{(1-k)}{1.4} \qquad (10)$$

so ergibt sich mit den entsprechenden N-Werten aus der Tabelle wiederum die leicht überschaubare Beziehung

$$P_{V2} = N \cdot U_{eff} \cdot I \qquad (11)$$

Die gesamte am Regler auftretende Verlustleistung P_V ergibt sich dann als Summe der Einzelkomponenten

$$P_V = P_{V1} + P_{V2} \qquad (12)$$

Zur Veranschaulichung dieses Sachverhalts dienen die Darstellungen in *Bild 7* und *Bild 8*, aus denen der erforderliche Ladekondensator und die auftretende Verlustleistung hervorgehen, jeweils in Abhängigkeit vom Laststrom. Die Kurven wurden für eine angenommene Ausgangsspannung von 5 V berechnet, und als minimale Differenzspannung am Regler sind 2.5 V zugrunde gelegt worden. Für andere Ausgangsspannungen müssen die entsprechenden Verläufe gemäß den angegebenen Gleichungen neu berechnet werden.

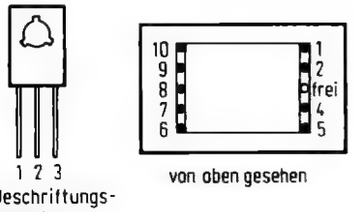
Gesamtschaltung

Die Detailschaltung des Netzteils zeigt *Bild 9*, wovon die wesentlichen Punkte bereits beschrieben wurden. Es bleibt noch zu erwähnen, daß die Leuchtdiode zur Betriebsanzeige dient, und die Kondensatoren am Ausgang das Verhalten der Spannungsregler stabilisieren. In *Bild 10* sind die Anschlußbelegungen für die IS und den Trafo dargestellt. Vor dem Einlöten sollte man sich unbedingt noch einmal von der richtigen Lage der Bauteile überzeugen, weil ein Verpolen nicht nur zur Zerstörung, sondern beim Transformator auch zu gefährlichen Spannungsüberschlägen führen kann.

Die im Schaltbild eingetragenen Werte für die Ausgangsströme sind das erreichbare Maximum bei Belastung einer einzigen Ausgangsspannung; werden gleichzeitig mehrere Spannungen belastet, geht der verfügbare Strom in den einzelnen Zweigen zurück. Insgesamt kann eine Gleichleistung von etwa 3.5 W entnommen werden.

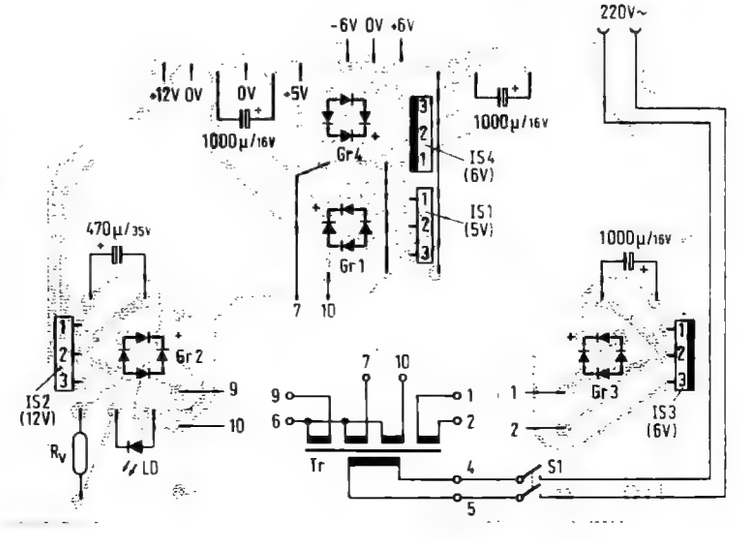
Tabelle der M- und N-Werte

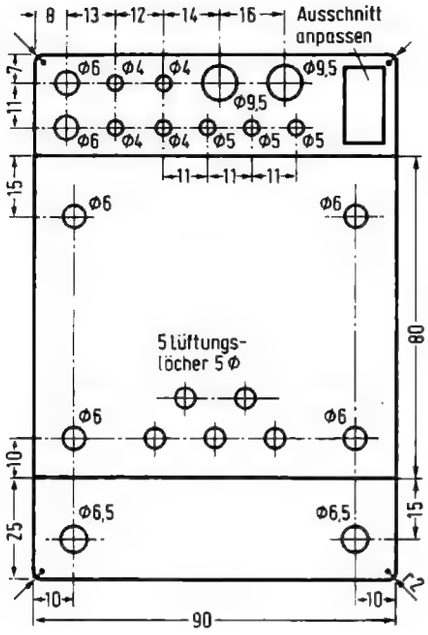
k	M	M_{rel}	N
0.4	7.4	0.4	0.42
0.5	9.4	0.5	0.35
0.6	12.5	0.7	0.28
0.7	17.6	1.0	0.21
0.8	28.1	1.6	0.14
0.9	60.5	3.4	0.07
0.95	127.1	7.2	0.04

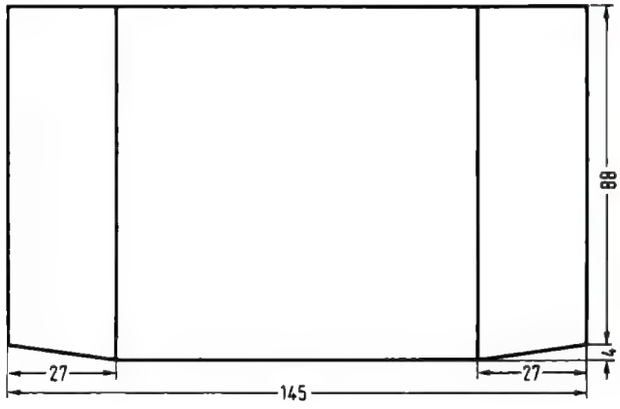


◀ Bild 10. Anschlußbelegung der IS und des Trafos

Bild 11. ▶ Bestückungsplan







◀ Bild 13. Maßangaben für die beiden Hauptteile des Gehäuses

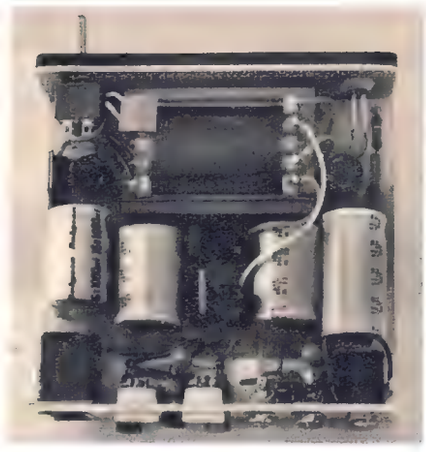


Bild 14. ▶ Innenaufbau des fertig bestückten Mustergeräts

▼ Bild 15. Verschiedene Stecker und Buchsen als Verbindungsmöglichkeit zum Netzteil

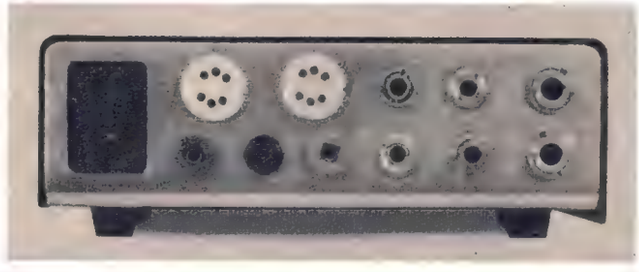


Bild 16. Anschlußbuchsen an der Rückwand des Mustergerätes; die Netzzuführung über einen Rasierapparate-Stecker ist nicht VDE-gerecht

Nachbau

Bevor wir mit dem eigentlichen Zusammenbau beginnen können, muß an der Platine der gestrichelt umrandete Teil ausgesägt werden (*Bild 11*). In den so entstandenen Ausschnitt setzen wir den Netztransformator ein, der von zwei Drahtbügeln gehalten wird (*Bild 12*). Die Drahtenden werden auf der Rückseite der vier Blindbohrungen festgelötet. Beim Einsetzen der übrigen Bauteile ist peinlichst auf richtige Polung zu achten. Die Leuchtdiode ist an der Katodenseite durch eine Markierung (Kerbe o.ä.) gekennzeichnet.

Die Tantalkondensatoren werden direkt an die Ausgangsbuchsen gelötet. Maßangaben für die Hauptteile des Gehäuses, wie es für das Mustergerät angefertigt wurde, sind in *Bild 13* zu finden. Die Selbstherstellung des Gehäuses ist bereits bei den Bauanleitungen früherer Mini-Geräte ausführlich beschrieben worden, so daß hier darauf verzichtet werden kann [1]...[3]. Den Innenaufbau des fertig bestückten Mustergeräts zeigt *Bild 14*.

Netzanschluß

Es kann gar nicht eindringlich genug auf höchste Sorgfalt im Bereich des Netzanschlusses hingewiesen werden! Es sei an dieser Stelle ausdrücklich vermerkt, daß das Netzkabel mit Flachstecker aus dem Bausatz keine Anschlußmöglichkeit für die Schutzerde vorsieht. Dieses Kabel ist auch nur zur vorläufigen Inbetriebnahme gedacht, und für das fertige Gerät wird unbedingt ein dreiadriges Schuko-Kabel empfohlen, dessen Schutzleiter an das Metallgehäuse anzuschließen ist! Alle Punkte, die Netzspannung führen, sind sorgfältig zu isolieren, um Unfälle zu vermeiden!

Zum Anschluß des mitgelieferten Schalters noch ein Tip: Bei einem Umschalter darf die Netzzuleitung niemals an den Mittelkontakten liegen, weil sonst im ausgeschalteten Zustand die unbenutzten Pole Spannung führen und das Berühren Unfälle verursachen kann. Außerdem soll der Schutzleiter länger abgesetzt sein als die beiden spannungsführenden Leitungen; reißt nämlich das Netzkabel aus irgenwelchen Gründen einmal ab, bleibt zumindest die Schutzerdung bis zuletzt erhalten und kann damit ihren Zweck erfüllen.

Anschlußbuchsen

Zum Anschluß der Mini-Geräte an das Netzteil sind die verschiedensten Möglichkeiten denkbar; um hier die individuelle Gestaltung zu ermöglichen, enthält der Bausatz keine Anschlußbuchsen. Selbstverständlich sind sie als Zubehör getrennt lieferbar, die Versandhändler halten sie auf Lager. Im Musteraufbau sind 2,5-mm-Ohrhörer-Buchsen für die 5-V-Leitungen vorgesehen, während die etwas größere Ausführung mit 3,5 mm Durchmesser zum 12-V-Anschluß dient; hierdurch ist eine versehentliche Falschpolung mit einer zu hohen Spannung ausgeschlossen. Zur Verbindung mit der doppel-

ten Versorgungsspannung von ±6 V bieten sich 2-mm-Miniaturbuchsen und -stecker an. Daneben gibt es dafür noch eine elegantere, gleichzeitig aber auch sehr teure Lösung: Man kann Fassungen für IS oder Transistoren zu Steckverbindungen umfunktionieren (*Bild 16*). Die abgebildeten Teflon-Fassungen haben sogar den Vorteil, daß sie sich ineinander stecken lassen, also als Stecker oder Buchse zu verwenden sind; wegen der vergoldeten Kontakte und der qualitativ hochwertigen Ausführung beträgt ihr Stückpreis allerdings mehrere Mark. Alle Buchsen sollten zur Vermeidung von Massekopplungen gegen das Gehäuse isoliert eingebaut werden. Nach Überprüfen der ordnungsgemäß anliegenden Ausgangsspannungen steht einem Netzbetrieb der Mini-Geräte dann nichts mehr im Wege!

Literatur

[1] Miniaturzähler für Frequenz und Periodendauer. FUNKSCHAU 1976, H. 7, S. 271...276.

[2] Universelle 24-Stunden-Digital- und Stoppuhr. FUNKSCHAU 1976, H. 12/13, S. 543...549.

[3] Vielseitiger Funktionsgenerator mit Zusatz für FM und C-Messung. FUNKSCHAU 1976, H. 17, S. 729...734.

Heinrich Frank

Automatischer Mikrofonübergabeton mit 1750-Hz-Auslöseschaltung

Der automatische Mikrofonübergabeton erzeugt beim Loslassen der Sprechtaste einen kurzen Nf-Ton. Dadurch kann der Gesprächspartner bei schwieriger Verständigung das QSO leichter verfolgen. Zusätzlich erzeugt die hier beschriebene Schaltung einen 1750-Hz-Rufton zum Auftasten von Relaisstellen. Ausgelöst wird der 1750-Hz-Ton entweder durch eine bereits eingebaute Tonruftaste, oder durch mehrmaliges kurzes Betätigen der Sprechtaste.

Die Schaltung eignet sich vorwiegend für den Einbau in Mobilstationen. Dabei spielt es keine Rolle, ob die Sende-Empfangsumschaltung mit einem Relais oder elektronisch erfolgt. Man muß lediglich darauf achten, daß beim vorhandenen Gerät Massetastung vorliegt, d.h. die Sendetaste muß mit einem Anschluß auf Masse liegen. Beim Entwurf der Schaltung fanden nur diskrete Bauteile Verwendung. Dadurch erübrigt sich eine Spannungsstabilisierung, und die Stromaufnahme bleibt gering. Sie beträgt bei der Tonerzeugung ca. 4 mA, sinkt beim Sprechbetrieb auf 1mA. In Stellung Empfang ist nur noch der Leckstrom vom C 12 maßgebend. Dieser liegt in der Regel unter 1µA.

Schaltungsbeschreibung

Wie aus *Bild 1* hervorgeht, besteht die Schaltung aus einem Tongenerator mit umschaltbarer Frequenz und zwei monostabilen Multivibratoren. Sie bestimmen die Dauer des Mikrofonübergabetons bzw. des 1750-Hz-Ruftones.

Wird die Sendetaste gedrückt, lädt sich der Kondensator C 1 über die Taste und die Widerstände R 2, R 3 auf (*Bild 2*). Der dabei fließende Ladestrom ruft am Widerstand R 3 einen Spannungsabfall in Form eines Impulses hervor. Die Diode D 1 ist so gepolt, daß der Impuls zur Basis vom Transistor T 1 gelangt und den Kippvorgang des Monoflops MF 1 auslöst. Der Tongenerator erhält Betriebsspannung über T 1 und die Diode D 4. Der Widerstand R 2 begrenzt den Ladestrom von C 1.

Der Kondensator C 2 wird bei geschlossener Taste über R 2 und R 4 entladen. Dabei entsteht auch am Widerstand R 4 ein Spannungsimpuls, den jedoch die Diode D 2 sperrt, was für ein sicheres Arbeiten des Monoflops wichtig ist. Über die Diode D 5 wird der Sender nach Masse getastet und eingeschaltet. Außerdem entlädt sich der Kondensator C 10 über die geschlossene Taste, dem Widerstand R 23 und der Diode D 8.

Beim Öffnen der Taste läuft der Vorgang umgekehrt. Der Kondensator C 2 lädt sich über R 1, R 2 und R 4 auf. Die Diode D 2 leitet den am Widerstand R 4 entstehenden Impuls an die Basis vom Transistor T 2 und bringt das Monoflop erneut zum Kippen. C 1 entlädt sich über die Widerstände R 1, R 2 und R 3. Nun sperrt die Diode D 1 den an R 3 entstehenden Impuls. Damit der Nf-Ton auch nach dem Öffnen der Sendetaste noch übertragen wird, übernimmt der Transistor T 7 für die Zeit, in der dem Tongenerator Betriebsspannung zugeführt wird, die Funktion der Sendetaste. Den nötigen Basisstrom von T 7 liefert der Widerstand R 21. Der Widerstand R 25 bildet zusammen mit dem Elko C 12 ein RC-Glied. Dadurch wird erreicht, daß sich die Betriebsspannung der Schaltung beim Ein- und Ausschalten des Funkgerätes nur langsam ändert und somit ein ungewolltes Kippen der Monoflops vermieden wird.

1750-Hz-Auslöser

Wie bereits erwähnt, wird der Kondensator C 10 beim Schließen der Sendetaste über den Widerstand R 23 und die Diode D 8 kurzgeschlossen bzw. entladen. Während des Entladevorganges sperrt die Diode D 9. Nach dem Öffnen der Taste liegt C 10, diesmal in Reihe mit der Diode D 9, dem Kondensator C 11 und dem Widerstand R 1 zwischen Masse und der Betriebsspannung. C 10 wird also aufgeladen, bildet aber mit dem Kondensator C 11 einen kapazitiven Spannungsteiler, so daß sich an C 11 eine Spannung von ca.

$$U_{c11} = U_{cein} = \frac{C11}{C11 + C10} \cdot U_B$$

(ca. 0,5 V) einstellt. Der zu C 11 parallelliegende Spannungsteiler R 24, P 3 läßt die Spannung U_{c11} nach 1 s auf den Wert $U_{c11} = 0{,}37 \cdot U_{c11ein}$ (ca. 0,2 V) absinken. Wird nun die Taste mehrmals kurzzeitig ein- bzw. ausgeschaltet, addiert sich U_{c11ein} zur jeweiligen Restspannung.

R 24 und P 3 sind so dimensioniert, daß in Potentiometermittelstellung die Taste 3mal betätigt werden muß, um den Transistor T 8 durchzuschalten und damit den Monoflop MF 2 zum Kippen bringt. Dies geschieht, indem durch den Widerstand R 11 Basisstrom I_{BT3} fließt. Der Tongenerator erhält über den Transistor T 3 und die Diode D 3 Betriebsspannung. Das Monoflop MF 2 schaltet außerdem über den Widerstand R 13 den Transistor T 5 durch und legt damit den Kondensator C x parallel zum Schwingkreis L 1, C 9. Der Transistor T 5 bewirkt also eine Frequenzumschaltung.

Der Kollektorwiderstand R 15 sorgt für ein sicheres Arbeiten von T 5. Ohne diesen Widerstand würde am Kollektor von T 5 wäh-

Das Mustergerät des Verfassers

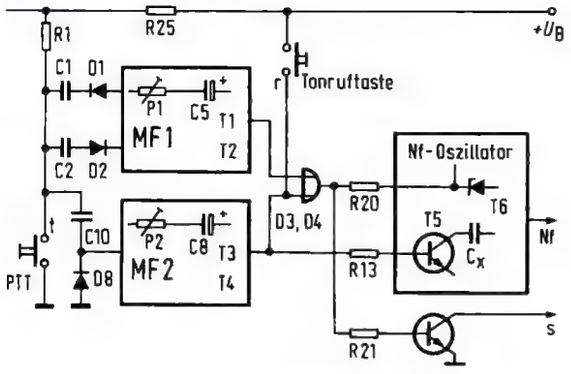


Bild 1. Prinzip der Schaltung mit den beiden Oszillatoren

rend der Tonerzeugung Wechselspannung anliegen. Wer bereits eine Tonruftaste eingebaut hat, kann diese nach Bild 2 an den Anschluß „r" anlöten. Somit kann der 1750-Hz-Ton auch durch die Tonruftaste ausgelöst werden. Dabei genügt ein kurzes Antippen, da auch hierbei Monoflop MF 2 kippt. Natürlich wird durch die 1750-Hz-Auslösung auch der Transistor T 7 durchgeschaltet und der Sender in Betrieb gesetzt.

Funktion der Monoflops

Die beiden monostabilen Multivibratoren wurden mit komplementären Transistoren aufgebaut. Da im Ruhezustand beide Transistoren gesperrt sind, kann in dieser Stellung fast kein Strom fließen. Weiterhin ist die Lastankopplung unproblematisch, und an der Basis des pnp-Transistors bietet sich die Möglichkeit der invertierenden Ansteuerung.

Die Funktion sei am Monoflop MF 1 verdeutlicht. Beide Transistoren (T 1, T 2) sind gesperrt und C 5 ist entladen. Gelangt ein Spannungsimpuls über die Diode D 2 an die Basis des npn-Transistors T 2, so schaltet dieser für die Dauer des Impulses durch. Der Kollektor von T 2 liegt auf annähernd Massepotential. Durch den in R 7 fließenden Strom wird auch der pnp-Transistor T 1 leitend. Nun beginnt sich der Kondensator C 5 über die Kombination P 1, R 8 und der Basis-Emitterdiode des Transistors T 2 aufzuladen. Beide Transistoren sind so lange leitend, wie im Kondensator C 5 Ladestrom fließt. Reicht der Ladestrom I_{es} nicht mehr aus, den Transistor T 2 durchzuschalten, wird auch dem Transistor T 1 der Basisstrom entzogen.

Durch den Lastwiderstand, in diesem Falle ist es der Tongenerator, wird die positiv geladene Seite des Kondensators C 5 auf Masse gelegt, während durch die negativ geladene Seite die Basis von T 2 in den negativen Bereich gezogen wird und somit den Ausschaltvorgang beschleunigt. Der Widerstand R 8 schützt den Transistor T 2 vor zu hoher negativer Basisspannung.

Der Rückkopplungszweig des Monoflops MF 1 (R 8, P 1, C 5) ist in der angegebenen Weise so dimensioniert, daß man an P 1 eine Einschaltdauer von 0,1...0,5 s einstellen kann. Die Kondensatoren C 3, C 4 und C 6, C 7 verhindern eventuell auftretende Schmutzeffekte, wie Hf-Einstreuungen oder Schaltspitzen.

Nf-Oszillator

Der Tongenerator wurde mit einem pnp-Transistor aufgebaut. Da durch diese Maßnahme der Schwingkreis L 1, C 8 auf Masse liegt, bereitet die Frequenzumschaltung keine Schwierigkeiten. Die Rückkopplung des Oszillators erfolgt induktiv durch L 2 (Meißner Oszillator). Der Basisspannungsteiler R 18, R 19 wurde hochohmig gewählt, um nichtlineare Verzerrungen zu verringern. Die Auskopplung der Nf erfolgt am Emitter von T 6 durch R 17. Der Wert von R 17 muß von Fall zu Fall verändert werden. Er bestimmt den Modulationsgrad des Nf-Tones. Der Wert 68 kΩ gilt für niederohmigen Modulatoreingang. Die Schwingkreisspule L 1 besteht aus einem Schalenkern mit 14 mm Ø und einem AL-Wert von 400 nH/Wdg.². Für L 1 wurden 500 Wdg. 0,01 CuL und für L 2 ca. 50 Wdg. aufgebracht. Steht ein Schalenkern mit anderem AL-Wert zur Verfügung, so kann die Windungszahl nach

$$w = \sqrt{\frac{L}{AL}}$$

errechnet werden.

Die Frequenz des Mikrofonübergabetones liegt zwischen 2-3 kHz. Der Kondensator C 9 läßt sich nach der Gleichung

$$C\,9 = \frac{25330}{f1^2 : L1}\ (\text{Hz}, 2,\ \text{H},\ \mu\text{F})$$

errechnen. Mit dem Kondensator Cx wird der 1750-Hz-Ton abgeglichen. Er kann nach

$$Cx = \frac{C\,9 \times 875}{f1}$$

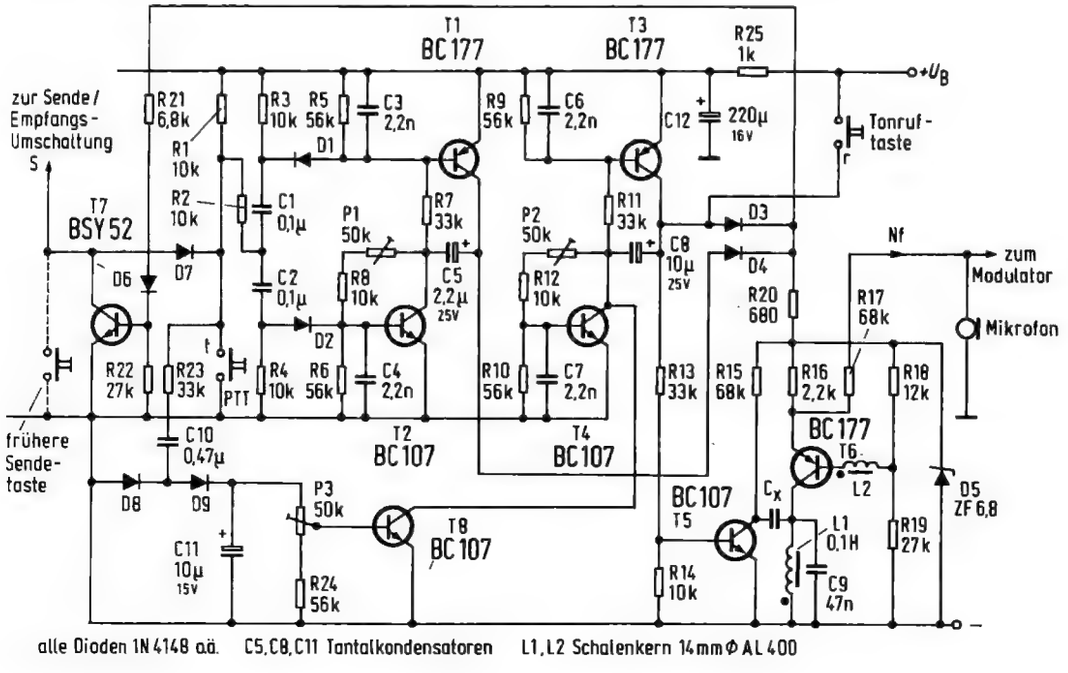


Bild 2. Schaltung des kompletten Geräts

alle Dioden 1N4148 od. C5,C8,C11 Tantalkondensatoren L1,L2 Schalenkern 14mmØ AL400

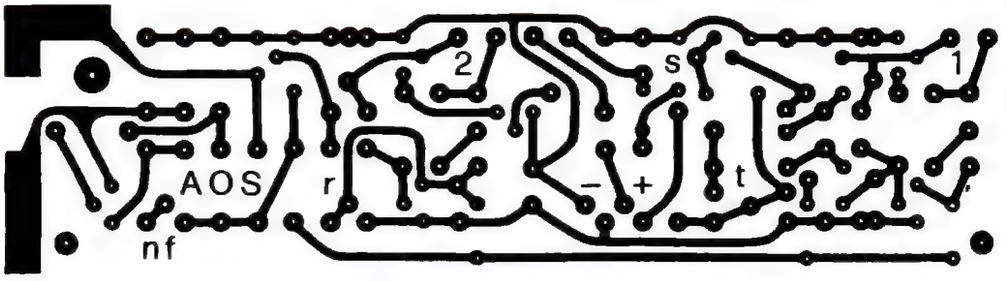


Bild 3.
Platine zum automatischen Auslöseton

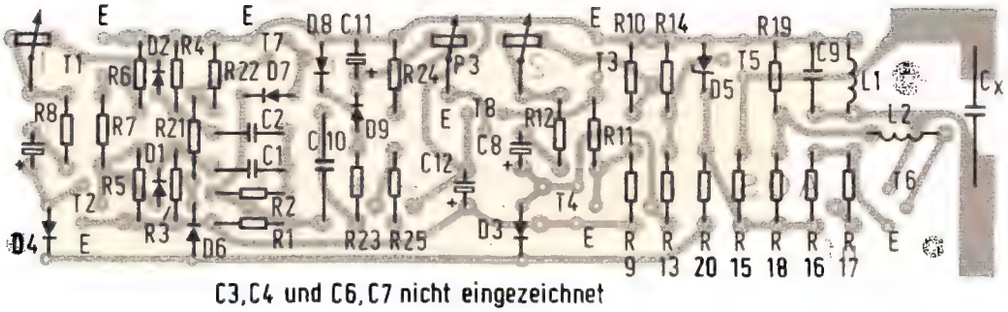


Bild 4.
Bestückungsplan zur Platine

C3, C4 und C6, C7 nicht eingezeichnet

grob ermittelt werden. Beim Einbau des Schalenkerns ist auf richtige Polung von L 2 zu achten. Die mit einem Punkt versehenen Anschlüsse kennzeichnen den Wicklungssinn.

Änderungsmöglichkeiten

Wie aus der Schaltungsbeschreibung hervorgeht, entsteht nicht nur beim Loslassen der Sendetaste ein Nf-Ton, sondern der gleiche Ton wird auch beim Drücken der Taste erzeugt. Diese doppelte Ausnutzung des MF 1 wurde gewählt, da sich mit nur wenigen zusätzlichen Bauteilen die Anwendungsmöglichkeiten der Schaltung erweitern, so z.B. zusätzlicher Selektivruf.

Natürlich kann durch Weglassen der Diode D 1 der „Einschaltton" unterdrückt werden. Ebenso könnte man durch Entfernen der Diode D 2 den eigentlichen Mikrofonübergabeton unterbinden, was in der Praxis jedoch kaum Anwendung finden dürfte. Wer bereits einen 1750-Hz-Tonruf eingebaut hat, und ihn auch nach dem Einbau des AOS als Selektivruf heranziehen will, kann diesen am Anschluß Cx (Kollektor T 5) nach Masse schalten. Der Plusanschluß des 1750-Hz-Tonrufes wird dabei fest an +12 V gelegt. Die Diode D 3 und der Kondensator Cx können in dieser Variante entfallen.

Nachbauhinweise

Die Schaltung wurde auf einer Platine nach *Bild 4* aufgebaut. *Bild 5* zeigt den Bestückungsplan. Für die Platinenanfertigung ist das Photoverfahren empfehlenswert. Die Dimensionierung der Bauteile ist völlig unkritisch. So können die Widerstände um eine E12-Reihe tolerieren (z.B. anstelle 56 kΩ auch 47 kΩ oder 68 kΩ). Es können auch andere Siliziumtransistoren als angegeben eingesetzt werden.

Die Zonenfolge muß natürlich beibehalten werden. Lediglich für die Kondensatoren C 5, C 6 und C 11 wurden wegen den geringeren Abmessungen Tantalkondensatoren verwendet. Außerdem weisen sie einen kleineren Leckstrom auf. Das ist besonders für C 5 und C 8 wichtig.

Die Schaltung funktioniert bei richtigem Aufbau und einwandfreier Funktion der Bauteile auf Anhieb. Stellt sich diese Erwartung nicht ein, so dürfte in jedem Falle ein Bestückungsfehler vorliegen (falsch gepolte Dioden und Kondensatoren, npn-pnp-Transistoren verwechselt). Zusätzlich seien noch einige Hinweise gegeben, mögliche Fehler zu beseitigen. Schwingt der Nf-Oszillator nicht an, ist die Spannung der Diode D 5 zu überprüfen (6,8 V). Möglicherweise muß die Wicklung L 2 umgepolt werden. Bleibt eines der Monoflops eingeschaltet, muß der Kondensator C 5 bzw. C 8 überprüft werden (falsch gepolt oder zu großer Leckstrom).

Ingo Thalmann

Codierter Türöffner mit nur einer Taste

Das Öffnen eines codierten elektronischen Schlosses geschieht meistens mit Hilfe von drei oder mehreren Tastern. Oft benutzt man zur Eingabe eine Telefonwählscheibe. Die aufwendige Tastatur kann bei Anwendung nachstehender Schaltung umgangen werden.

Ein weiterer Vorteil des Schaltungsvorschlages ist die Möglichkeit, preiswerte integrierte IS der Serie 74... einzusetzen, obwohl sich bei der TTL-Serie wegen der relativ großen Stromaufnahme Batteriebetrieb nicht unbedingt anbietet. Bei diesem Schaltungsvorschlag wird die Versorgung für die TTL-Bausteine erst nach der ersten Tastung eingeschaltet. Somit bietet sich die Entriegelung auch für den Einsatz in Kraftfahrzeugen an.

Der Schaltungsvorschlag läßt die Eingabe von zwei Zahlen zu, die durch Einlegen einer entsprechenden Eintastpause getrennt werden. Die Wahl der beiden Zahlen erfolgt durch entsprechenden Abgriff am Dezimaldecoder.

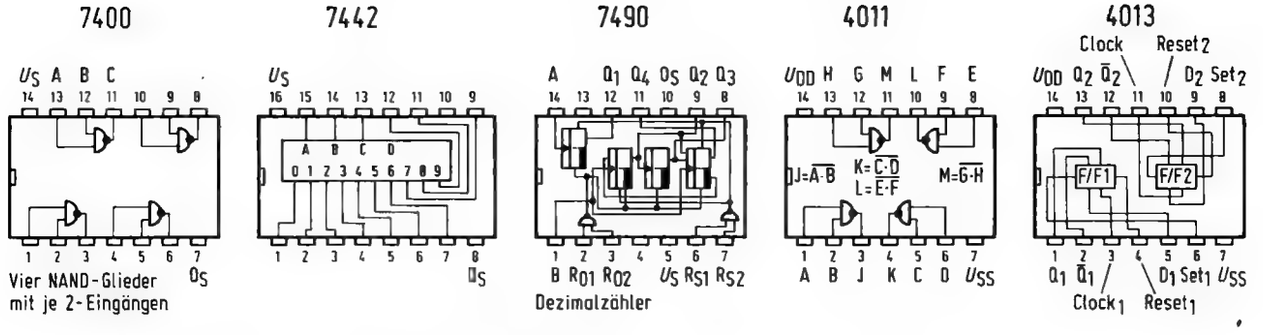
Schaltungsbeschreibung

Mit dem Taster wird Monoflop 1 gestartet (*Bild 1*). Der Ausgangsimpuls gelangt über den npn-Transistor invertiert an Monoflop 2 (CD 4013). Der Q-Ausgang (Pin 1) wird „H" und schaltet die Versorgungsspannung an die restliche Elektronik. Die Einschaltdauer wird durch R 1/C 1 bestimmt. In dieser Zeit muß die richtige Eingabe erfolgt sein. Bei wiederholter Betätigung verkürzt sich die Einschaltdauer durch die Restladung von C 1.

Durch den eingetasteten Impuls kippt auch Flipflop 2 und betätigt somit Monoflop 3. Ausgang Q wird „H" und lädt über R 2 den Kondensator C 2 auf. Bei jedem neuen Tastimpuls wird über die Gatter 1 und 2 der Transistor T 1 durchgeschaltet und somit die Ladung von C 2 nach Masse abgeleitet. Der Ladevorgang beginnt von neuem. Erst nach ausreichender Eintastpause (bestimmt durch R 2/C 2) wird über „Reset" Monoflop 3 zurückgeschaltet.

Der Eingangsimpuls, der bei jeder Tastung gleichfalls über Gatter 3 den Zähler 1 (Z 1) betätigt hat, wird nun durch die abgelaufene Zeit von Monoflop 3 (Q ist „L" und sperrt somit Gatter 3) über Gatter 4 an den zweiten Zähler (Z 2) geleitet.

Gatter 4 läßt die Umschaltung auf den



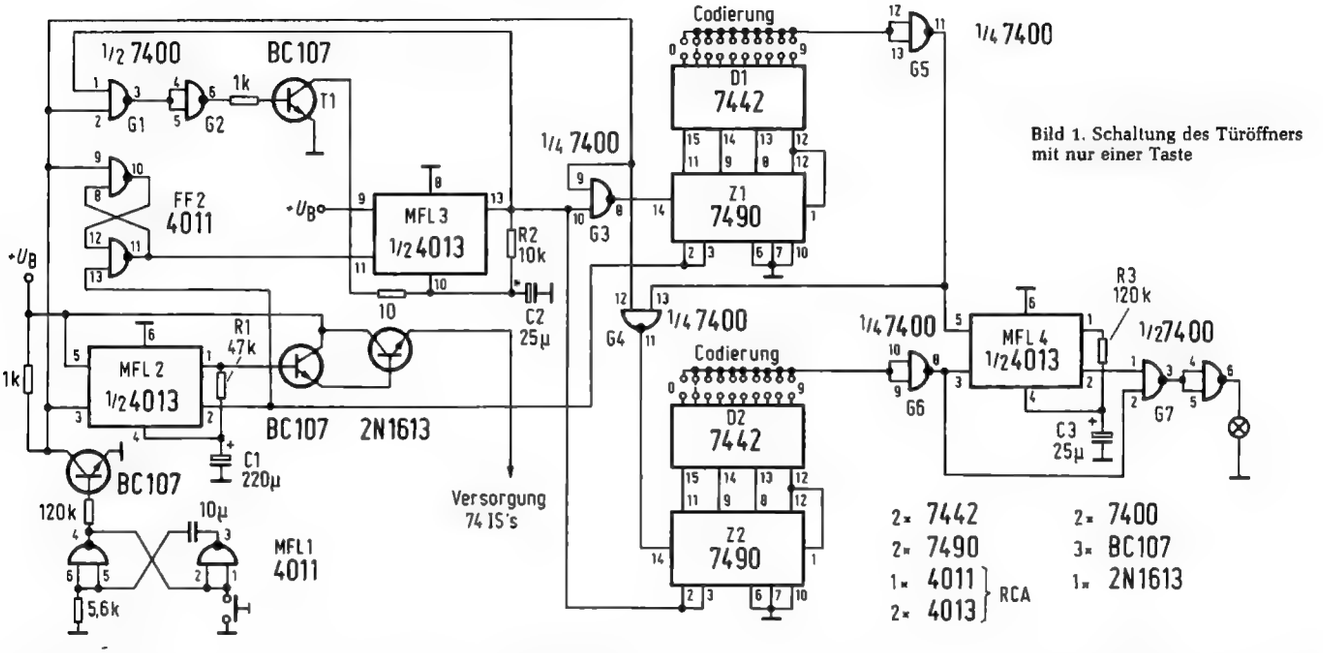


Bild 1. Schaltung des Türöffners mit nur einer Taste

zweiten Zähler aber nur zu, wenn am Zähler 1 die richtige Eingabe erfolgte (Pin 13 – Gatter 4 ist „H"). Bei richtiger Eingabe wird der gesuchte Abgriff der Decodierer 7442 „L". Der Ausgangspegel vom Decodierer D 1 gelangt nach Invertierung über Gatter 5 an den Dateneingang von Monoflop 4.

Bei richtiger Eingabe in den zweiten Zähler wird Monoflop 4 über Gatter 6 gekippt. Q wird „H"und lädt den Kondensator C 3 auf. Ist der zweite Zähler nicht weiter getastet worden, so wird bei einsetzendem Reset von Monoflop 4 an beiden Eingängen von Gatter 7 „H"-Pegel erzielt. Mit Hilfe eines Treibers steht dieser Pegel zur weiteren Verarbeitung an. Das abschließende Zurückkippen von Monoflop 2 setzt den Ausgang in Ruhestellung. Gleichzeitig werden die Zähler auf Null gestellt. *Bild 2* zeigt die Leiterseite, *Bild 3* die Bestückung des codierten Türöffners.

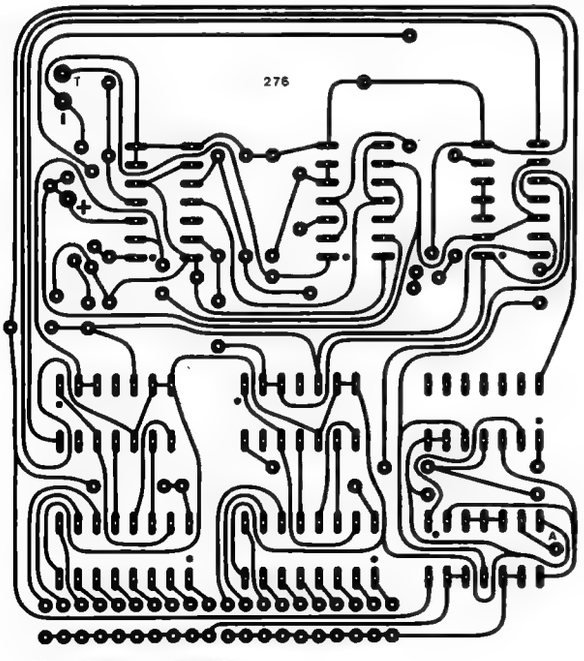


Bild 2. Platine des Türöffners

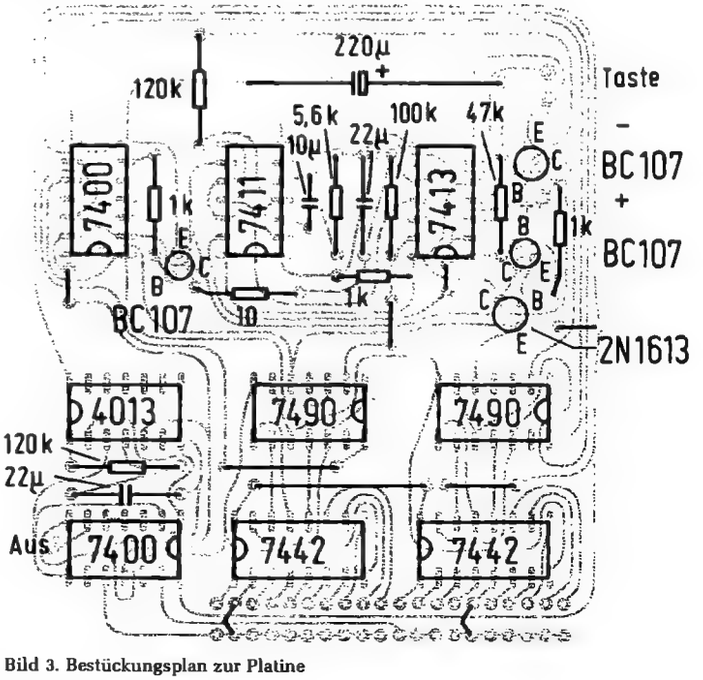


Bild 3. Bestückungsplan zur Platine

Otto Limann

Aufladbare Nickel-Cadmium-Batterien

Für batteriebetriebene Geräte aller Art, wie Reiseempfänger, Kassetten-Recorder, Filmkameras und Taschenrechner, bieten die gasdichten Nickel-Cadmium-Batterien (abgekürzt NiCd-Batterien) große Vorteile. Sie sind leichter, haben eine größere Kapazität in Amperestunden und lassen sich stets neu aufladen.

Die üblichen Primär-Trockenbatterien, seien es Kohle-Braunstein- oder Alkali-Manganausführungen, sind bekanntlich nur einmal zu verwenden und müssen dann durch neue ersetzt werden. NiCd-Batterien werden in genau den gleichen Abmessungen geliefert, z.B. als Mignon-, Baby- oder Monozellen. Sie gehören aber der Definition nach zu den wieder aufladbaren Akkumulatoren. Die Batteriehersteller sprechen von mindestens 1000 Ladezyklen. Dabei ist die Ladung im Gegensatz zu Blei-Schwefelsäure-Akkumulatoren vollkommen unkritisch. Bei Verwendung der dafür vorgesehenen Ladegeräte braucht man den Ladezustand in keiner Weise zu überwachen, und auch zu langes Laden verursacht keine Schäden an den Batterien. Sie sind absolut gasdicht und auslaufsicher.

Man kann diesen Batterien auch erhebliche Spitzenströme entnehmen. Daher eignen sie sich besonders zum Betrieb von Elektronenblitzgeräten, um den Blitzkondensator schnell aufzuladen und kurze Blitzabstände zu ermöglichen. Die Firma Metz hat deshalb für ihre Mecablitzgeräte, die mit Mignonzellen zu betreiben sind, ein spezielles Ladegerät Typ B 26 geschaffen. Es besteht nach *Bild 1* aus dem eigentlichen Ladeteil zum Einstecken in die Netzsteckdose und einer Aufnahmekassette für vier NiCd-Zellen der Größe Mignon, z.B. Varta 501 RS. *Bild 2* zeigt die Schaltung. Über einen Netztransformator und einen Brückengleichrichter wird die Ladespannung an die vier in Reihe liegenden Batteriezellen geführt. Die Lumineszenzdiode LD zeigt durch Aufleuchten an, daß Ladestrom fließt. Eine Z-Diode ZD parallel zum Ausgang des Ladegerätes schützt die Gleichrichterdioden D 1 bis D 4 vor eventuell auftretenden Spannungsspitzen, wenn während des Ladevorganges der Strom unterbrochen wird und das Ladegerät noch am Netz angeschlossen ist. Die Sekundärwicklung 1 – 2 mit dem Elektrolytkondensator C ist zum Direktbetrieb der Mecablitzgeräte 34 BCT bzw. 234 BTS aus dem Lichtnetz bestimmt. Man erhält damit eine Spannungsverdopplerschaltung, die den Blitzkondensator direkt auflädt.

Bild 1. Netz-Ladeset B 26 der Firma Metz für vier NiCd-Mignonzellen

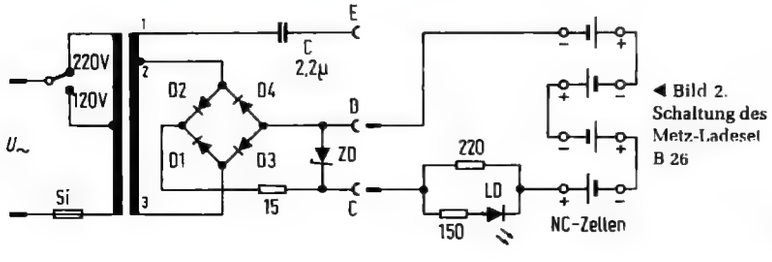
In *Bild 3* ist der Verlauf des Ladestroms I_L und der Klemmenspannung U_L von vier NC-Zellen 501 RS während des Ladens über einen Zeitraum von 16 Stunden dargestellt. Wie zu ersehen, ergibt sich ein fast konstanter Ladestrom von rund 40 mA, wie er für diese Zellengröße vorgesehen ist. Die Gesamtspannung steigt auf etwa 4,8 V, d. h. 1,2 V pro Zelle, an. Dies ist die Nennspannung einer NiCd-Zelle. Der Wert erscheint niedrig gegenüber der Anfangsspannung von 1,5 V bei einer Kohle-Zinkzelle, doch ergibt sich in allen Fällen ein absolut sicherer Betrieb mit NC-Zellen, weil sie infolge ihres viel geringeren Innenwiderstandes ausreichende Ströme liefern.

Das in Bild 1 gezeigte Ladegerät hat sich für verschiedene andere Anwendungszwecke bewährt. Damit aufgeladene Batterien wurden mit bestem Erfolg zum Beispiel in Trockenrasierern und Filmkameras verwendet.

Die Firma Philips liefert für ihre Elektronenblitzer ein ähnliches Ladegerät. Dabei werden die vier Zellen jedoch in Parallelschaltung geladen, und es können auch nur zwei oder drei Zellen aufgeladen werden. Die Batteriefirmen wie Daimon oder Varta liefern ferner NiCd-Ladegeräte auch für größere Batterietypen.

Bei den gasdichten Nickel-Cadmium-Zellen besteht die positive Elektrode aus Nickel-Hydroxid, die negative aus einer Cadmiumverbindung. Als Elektrolyt dient Kalilauge. Sie wird von den Poren der Elektrode und Separatoren aufgesaugt. Es ist keine freie Flüssigkeit in den Zellen enthalten. Der beim Laden sich bildende Sauerstoff wird durch elektrochemische Vorgänge an der negativen Elektrode gebunden. Beim Entladen erfolgt die Reaktion in umgekehrter Richtung, so daß sich stets wieder der gleiche physikalische Anfangszustand ergibt. Es zeigen sich keine Auflösungserscheinungen, daher ist die Lebensdauer sehr lang. Durch günstige Bemessung der Elektroden und der Elektrolytmenge wird außerdem erreicht, daß die Zelle unempfindlich gegen Überladen ist.

Metz ist übrigens auch bei anderen Blitzgeräten auf NiCd-Batterien umgestiegen. So wurde für das in *Bild 4* im Hintergrund ersichtliche Reporter-Blitzgerät ursprünglich eine dreizellige Blei-Schwefelsäure-Batterie verwendet, deren Abmessungen dem in Bild vorn ersichtlichen „schwarzen Kasten" entsprachen. Dieser jetzt verwendete schwarze Kasten enthält aber nach *Bild 5* fünf wieder aufladbare NiCd-Zellen Typ Varta RS 1,8. Damit ergibt sich eine sehr konstante und hoch belastbare Batterie mit 6,0 V



◀ Bild 2. Schaltung des Metz-Ladeset B 26

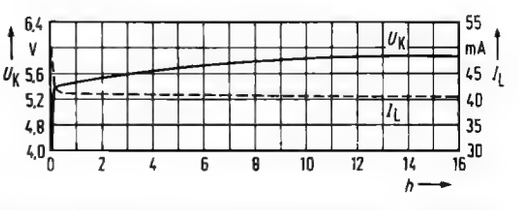


Bild 3. Ladestrom I_L und Klemmenspannung U_L der vier NiCd-Zellen 501 RS während der Ladung im Ladeset B 26

Bild 4. Batterieblock für das Reporterblitzgerät Mecablitz 502

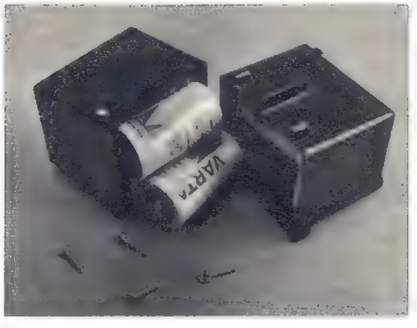


Bild 5. Der Batterieblock enthält fünf NiCd-Babyzellen Typ Varta RS 1,8

Nennspannung. Diese Batterie wird über die zum Blitzgerät gehörende Ladeeinrichtung aufgeladen.

NiCd-Batterien lassen sich selbstverständlich auch direkt von Gleichspannungsquellen, z. B. von Autobatterien her, aufladen. Die Firma Bolex liefert z. B. für ihre Filmkameras derartige Ladegeräte. *Bild 6* zeigt einen solchen Ladestecker. Er ist zum Einstöpseln in die Zigarettenanzünderbuchse eines Kraftwagens ausgebildet. Die Ladeleitung wird direkt an die mit zwei NiCd-Zellen zu betreibende Kamera angesteckt. Auf Reisen ist dies für den Filmamateur eine sehr günstige Lösung. Natürlich wird man nicht gerade während der Fahrt laden.

Zum Schluß noch eine typische elektronische Anwendung von NiCd-Zellen. Bei Halbleiterspeichern von EDV-Anlagen ist es sehr wichtig, daß bei Netzausfall die Stromversorgung durch die Notbatterie absolut ohne Unterbrechung erfolgt, damit der Speicherinhalt nicht verlorengeht. Als Beispiel hierfür gibt die Firma General Electric die Schaltung *Bild 7* an. Es handelt sich um den MOS-Speicher eines kleinen Rechners. Er wird im Normalfall über die beiden Reglerbausteine direkt aus dem Netz betrieben. Gleichzeitig liegen aber die beiden NiCd-Batterien 1 und 2 über ein weiteres Ladegerät am Netz und sind somit voll aufgeladen. Sie dienen gewissermaßen bereits als Pufferkondensator für die Betriebsspannung. Fällt das Netz aus, dann übernehmen sie sofort lückenlos den weiteren Betrieb, und die im Speicher enthaltenen Daten können nicht verlorengehen.

Bild 6. Eine Bolex-Schmalfilmkamera mit Ladegerät zum Laden aus einer Autobatterie

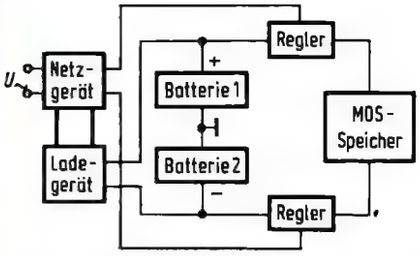


Bild 7. Blockschaltung einer unterbrechungslosen Notstromversorgung eines MOS-Speichers (nach General Electric)

NiCd-Batterien sind naturgemäß teurer als die gleichen Zellengrößen in Zink-Braunstein- oder Alkali-Manganausführung. Rechnet man grob mit dem zehnfachen Stückpreis, berücksichtigt aber die tausendfache Betriebszeit, dann kommt man selbst bei Amortisation der Anschaffungskosten des Ladegerätes auf eine erhebliche Ersparnis. Außerdem ergeben sich noch weitere Vorteile. Hält man einen zweiten Batteriesatz in Reserve, dann kann man jeweils noch vor der vollständigen Erschöpfung des im Gerät befindlichen Satzes die frische Batterie einsetzen und die andere wieder aufladen. Das ist vor allem bei mobilen Anlagen, z.B. Funksprechgeräten oder Fernsteueranlagen, ein ganz großer Vorteil, abgesehen davon, daß der Gang zum Händler erspart wird, um frische Batterien zu kaufen. Übrigens enthält der Anzeigeteil der FUNKSCHAU sehr oft günstige Angebote von NiCd-Zellen und dazu passenden Ladegeräten. Nur eines darf man auf keinen Fall tun: normale Trockenbatterien aufladen zu wollen! ■

Profi-Blitzgerät mit NiCd-Batterie

Kurz nach Abschluß des vorhergehenden Berichtes erreichte uns eine weitere interessante Meldung über die Verwendung von NiCd-Batterien in Elektronenblitzgeräten.

Die Braun AG brachte ein ungewöhnlich leistungsfähiges Blitzgerät Typ F 900 professional auf den Markt. Es ist vorwiegend für Berufs-Reporter gedacht und ermöglicht mit einem Film von 21 DIN bei Blende 2,0 Aufnahmen über Entfernungen bis zu 30 m. Das *Bild* zeigt das aus zwei Teilen bestehende Gerät. Der Blitzstab rechts arbeitet mit Helligkeits- bzw. Blitzzeitsteuerung und kann an der Kamera befestigt oder frei in der Hand gehalten werden. Der Generatorteil links wird mit einem Schulterriemen getragen. Links am Generatorteil ist das Ladegerät angesteckt. Es wird nur daheim oder im Studio benutzt. Das Batteriefach ist geöffnet. Man erkennt die im Vordergrund nochmals dargestellte NiCd-Batterie. Sie stammt von General Electric und besteht aus sieben Zellen mit einer Gesamtspannung von 8,4 V und einer Kapazität von 1,5 Ah. Mit einer Ladung liefert sie bis zu 5000 Blitze bei einer Blitzfolge von höchstens drei Sekunden. Die Batterie wird innerhalb von sieben Stunden neu aufgeladen und ist vollständig wartungsfrei und auslaufsicher. Nach Untersuchungen der Firma Braun kann man mit einer Lebensdauer von 500 bis 1000 Lade- und Entladezyklen für die Batterie rechnen. – Pro Ladung 5000 Blitze ergibt das ein Gesamtgewitter von fünf Millionen Blitzen....

Blitzgerät Typ Braun F 900 professionell. Im Batteriefach und vorn in der Mitte eine siebenzellige NiCd-Batterie von General Electric

Dipl.-Phys. Werner Scheichl, DC 6 TX

SSTV-Bildmustergenerator

Immer mehr Funkamateure wenden sich einer neuen Betriebsart zu: der Übertragung von Standbildern mittels eines schmalbandigen Fernsehverfahrens, *Slow Scan Television* (SSTV) genannt. Entsprechende Monitoren und Aufnahmekameras wurden bereits mehrfach in der Literatur beschrieben [1 bis 7]. Bei der Inbetriebnahme solcher Geräte können Schwierigkeiten auftreten, weil entsprechende Meßeinrichtungen nicht zur Verfügung stehen. Die vorliegende Arbeit soll dazu beitragen, diese Schwierigkeiten zu verkleinern.

In der Literatur findet man bereits SSTV-Bildmustergeneratoren [8, 9]. Diese haben aber einige Nachteile, wie zu geringe Anzahl der Bildmuster, Aufbau der Schaltung noch hauptsächlich mit diskreten Bauelementen oder Verwendung teurer Bauteile (z. B. Quarze).

An den zu beschreibenden Bildmustergenerator wurden folgende Forderungen gestellt:

- Verwendung digitaler und analoger integrierter Schaltungen
- Einfacher Abgleich
- Nachbausicherheit
- Darstellungsmöglichkeit der folgenden Bildmuster:
  - schwarze Bildfläche
  - weiße Bildfläche
  - horizontale Streifen
  - vertikale Streifen
  - weiße Gitter
  - schwarze Gitter
  - Schachbrett
  - Graukeil
- Erzeugung der drei *kanonischen* Töne
  - 1200 Hz für die Synchronisation von Zeile und Bild
  - 1500 Hz für Schwarz
  - 2300 Hz für Weiß

Die Schaltung

Wegen der Komplexität der Schaltung wird sie in Funktionsbaugruppen zerlegt, und diese werden der Reihe nach beschrieben. Auf grundlegende Ausführungen zur Technik des SSTV kann nicht eingegangen werden; es sei deshalb auf die einschlägige Literatur [10 bis 13] verwiesen. Die Gesamtschaltung gliedert sich in die folgenden Funktionsbaugruppen:

Synchronimpuls-Aufbereitung
Oszillatorbaugruppe
Oszillatorsteuerung
Bildmusterlogik
Graukeilschaltung
Aktives Filter
Spannungsversorgung

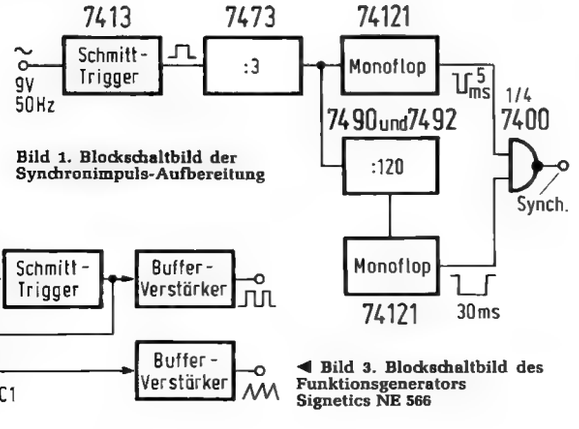


Bild 1. Blockschaltbild der Synchronimpuls-Aufbereitung

◄ Bild 3. Blockschaltbild des Funktionsgenerators Signetics NE 566

Synchronimpuls-Aufbereitung

Die Synchronimpuls-Aufbereitung dient zum Erzeugen der für die Synchronisation von Bild und Zeile erforderlichen Impulse. Weiterhin liefert diese Baugruppe Impulse, die zur Erzeugung der Bildmuster erforderlich sind.

Das Blockschaltbild dieser Funktionsbaugruppe zeigt *Bild 1*. Die Schaltung selbst ist in *Bild 2* dargestellt.

Alle Steuerfrequenzen, die im Bildmustergenerator erforderlich sind, werden vom 50-Hz-Netz abgeleitet. Dazu gelangt die Spannung einer 9-V-Wicklung des Netztransformators nach entsprechender Aufbereitung auf einen Schmitt-Trigger 7413 (IS 1), der 50-Hz-Rechteckimpulse erzeugt. Diese Impulse führt man an ein Dual-JK-Flipflop 7473 (IS 2), das die Frequenz durch drei teilt. Man erhält 16⅔-Hz-Impulse, die der Zeilenfrequenz entsprechen. Ein monostabiler Multivibrator 74121 (IS 4) bringt diese Impulse der Norm entsprechend auf eine Dauer von 5 ms. Die genaue Impulsdauer wird von außen mit einem Potentiometer eingestellt.

Die 16⅔-Hz-Impulse am Ausgang der IS 2 (7473) werden zunächst in einer

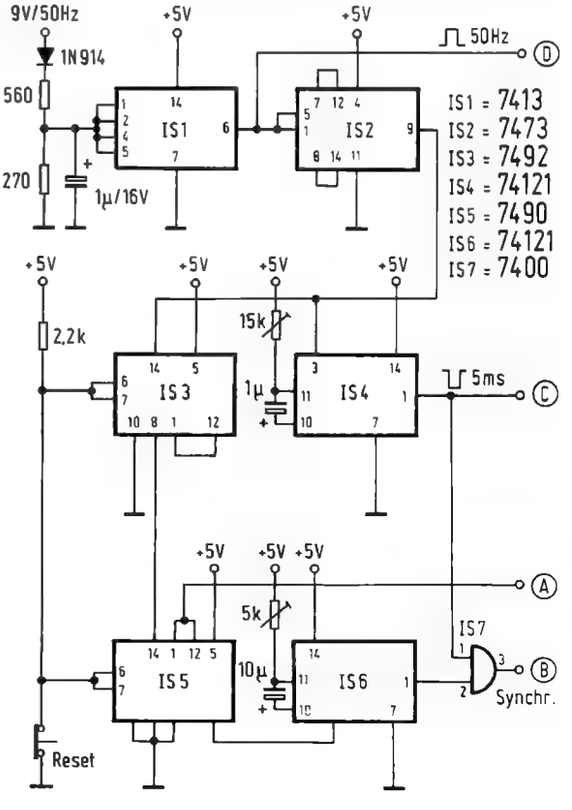


Bild 2. ► Schaltung der Synchronimpuls-Aufbereitung

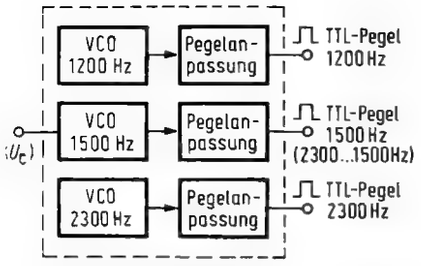


Bild 4. Blockschaltbild der Oszillatorbaugruppe

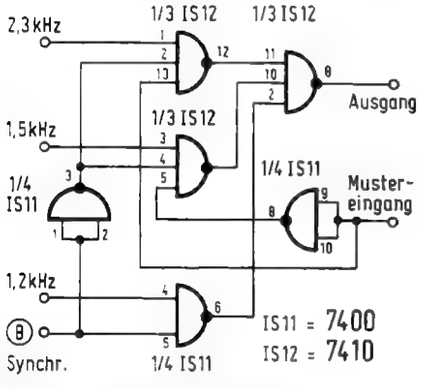


Bild 6. Schaltung der Oszillatorsteuerung

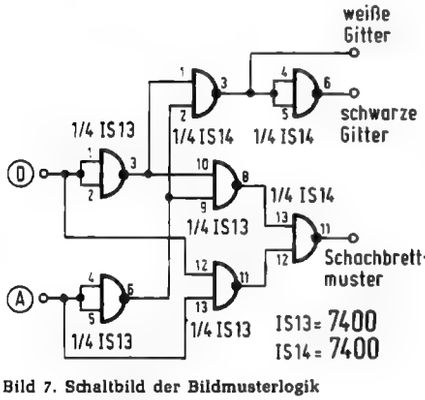


Bild 7. Schaltbild der Bildmusterlogik

7492 (IS 3) durch 12 und anschließend in einer 7490 (IS 5) durch 10 geteilt, wodurch man einen Zähler erhält, der die 120 Zeilen des SSTV-Bildes zählt. Er triggert eine 74121 (IS 6), die – über ein externes Potentiometer einstellbar – einen Bildimpuls von 30 ms Dauer liefert. Ein NAND-Gatter 7400 (IS 7) faßt die invertierten Bild- und Zeilenimpulse zusammen.

Die Baugruppe liefert neben den an B abnehmbaren zusammengefaßten invertierten Synchronimpulsen noch weitere Frequenzen, die für die Erzeugung der Bildmuster erforderlich sind (Ausgänge A, C, D). Über einen Ruhekontakt eines an der Frontplatte angebrachten Drucktasters können die Zeilenzähler zurückgesetzt werden. Dadurch ist der Start des Bildes zu jeder Zeit möglich.

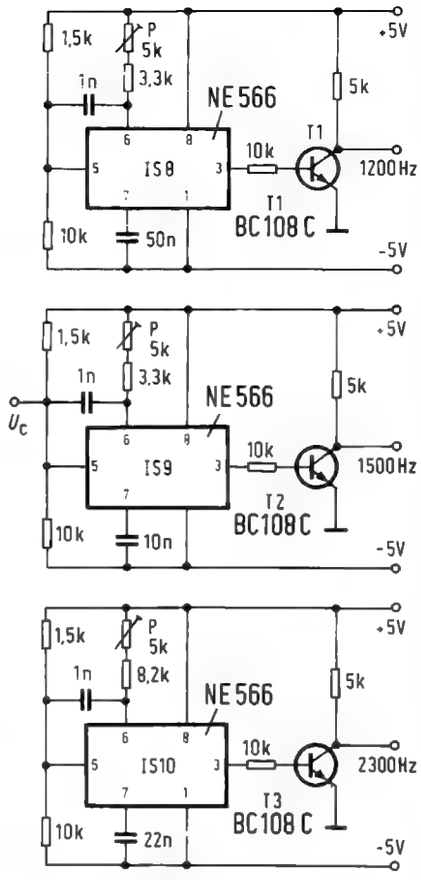


Bild 5. Schaltbild der Oszillatorbaugruppe

Oszillatorbaugruppe

Die Oszillatorbaugruppe besteht aus drei Oszillatoren, welche die drei Frequenzen 1200 Hz, 1500 Hz und 2300 Hz erzeugen. Verwendung finden integrierte Funktionsgeneratoren des Typs Signetics NE 566. Es handelt sich dabei um einen VCO sehr guter Linearität und Stabilität (100 ppm/°C).

Bild 3 gibt das Blockschaltbild dieses integrierten Bausteins wieder. Die Oszillatorfrequenz wird durch einen externen Widerstand R1 und einen externen Kondensator C1 sowie eine an U_C anzulegende Spannung bestimmt. Der Widerstand R1 ist variabel ausgeführt, so daß ein genauer Abgleich auf die Sollfrequenz möglich ist. Die Schaltung liefert neben einer hier nicht interessierenden dreieckförmigen Spannung ein rechteckförmiges Ausgangssignal. Zur Anpassung des Ausgangssignals an die nachgeschaltete TTL-Logik wird der NE 566 an ±5 V betrieben und eine Transistorstufe nachgeschaltet.

Der Oszillator zur Erzeugung der 1500 Hz läßt sich mit einer an U_C anzulegenden Sägezahnspannung wobbeln. Dadurch läuft seine Frequenz von 2300 Hz bis 1500 Hz. Diese Betriebsart dient zur Erzeugung des Graukeils. Auf nähere Einzelheiten wird noch eingegangen.

Bild 4 zeigt das Blockschaltbild der Oszillatorbaugruppe, *Bild 5* das Schaltbild.

Alle drei Oszillatoren sind ständig eingeschaltet. Die Auswahl der Frequenz erfolgt durch die Oszillatorsteuerung.

Die Oszillatorsteuerung

Die Oszillatorsteuerung hat die Aufgabe, in Abhängigkeit von Impulsfolgen, die das gewünschte Bildmuster bestimmen, eine der zwei Frequenzen von 1500 Hz oder 2300 Hz an einen Ausgang zu schalten bzw. bei Eintreffen eines Synchronimpulses die 1200-Hz-Frequenz durchzuschalten. Dabei gilt immer, daß die Synchronfrequenz „Vorfahrt" vor den Videofrequenzen hat, d. h. trifft ein Synchronimpuls ein, so wird der 1200-Hz-Oszillator auf den Ausgang durchgeschaltet.

Beim Graukeil wird der gewobbelte 1500-Hz-Oszillator, der von 1500 bis 2300 Hz läuft, auf den Ausgang geschaltet. Auch hier haben die Synchronimpulse „Vorfahrt". Die Schaltung ist mit Gattern der Typen 7400 und 7410 aufgebaut. Die Schaltung zeigt *Bild 6*.

Die Bildmusterlogik

Die Bildmusterlogik *(Bild 7)* erzeugt die Eingangsimpulse für den Mustereingang der Oszillatorsteuerung. Sie verknüpft Impulse aus der Synchronsignal-Aufbereitung derart, daß die gewünschten Bildmuster entstehen. So ergibt eine ODER-Verknüpfung ein Gitter- und eine Exklusiv-ODER-Verknüpfung ein Schachbrettmuster. Alle logischen Verknüpfungen wurden mit NAND-Gattern 7400 realisiert. Über einen Drehschalter können die Bildmuster ausgewählt und auf den Mustereingang der Oszillatorsteuerplatine gegeben werden.

Zum Erzeugen einer weißen bzw. schwarzen Bildfläche legt man das Terminal *Mustereingang* der Oszillatorsteuerung an +5 V bzw. 0 V.

Die Graukeilschaltung

Die Funktionsbaugruppe Graukeilschaltung erzeugt ein Bild zur Darstellung aller Grauwerte zwischen Weiß und Schwarz. Dazu muß die Frequenz stetig von 2300 Hz (Weiß) nach 1500 Hz (Schwarz) verändert werden. Dazu wird in Pin U_C des 1500-Hz-Oszillators eine Sägezahnspannung kapazitiv eingekoppelt, die die notwendige Frequenzvariation erzeugt. Der Zeilensynchronimpuls triggert den Sägezahn, so daß jeweils in einer Zeile die Frequenz von 2300 Hz nach 1500 Hz läuft. Da sich dieser Vorgang in jeder Zeile wiederholt, erhält man ein Bild des senkrecht verlaufenden Graukeils.

Bild 8 zeigt das Schaltbild dieser Baugruppe. Ein als Integrator geschalteter Operationsverstärker dient zur Sägezahnerzeugung. Der 10-nF-Kondensator und der 820-kΩ-Widerstand bestimmen die Anstiegszeit der Spannung am Ausgang des Operationsverstärkers, die nach Erreichen der positiven Versorgungsspannung dort verharrt. Um einen Sägezahn zu erzeugen, liegt dem Kondensator ein Transistor parallel, der vom Zeilensynchronimpuls durchgeschaltet wird und somit den Kondensator entlädt. Dadurch geht die Ausgangsspannung des Operationsverstärkers schlagartig auf Null zurück. Nach Ende des Zeilenimpulses kann sich der Kondensator erneut aufladen, die Spannung am Ausgang steigt wieder gegen die positive Versorgungsspannung. Die Steilheit des Sägezahns läßt sich mit P5 einstellen.

Über einen 47-µF-Kondensator gelangt die Sägezahnspannung in den 1500-Hz-Oszillator. P6 ermöglicht die Einstellung der Oszillatorfrequenz auf den Variationsbereich von 2300 bis 1500 Hz.

Bei der eben beschriebenen Betriebsart muß selbstverständlich in der Oszillatorsteuerung der 1500-Hz-Oszillator auf den Ausgang durchgeschaltet sein. Man erreicht dies durch Anlegen von +5 V an den Pin *Mustereingang* der Oszillatorsteuerung.

Der aktive Tiefpaß

Das am Ausgang der Oszillatorsteuerung anstehende Rechteck-Signal geht anschließend durch ein aktives Filter, das eine Tiefpaßcharakteristik mit einer Grenzfrequenz von 3 kHz aufweist. Seine Dimensionierung erfolgte nach [14]. Am Ausgang des Filters steht ein angenähert sinusförmiges SSTV-Signal zur Verfügung.

Die Schaltung des aktiven Filters zeigt *Bild 9*. Es sei ausdrücklich betont, daß die Werte für die Widerstände und Kondensatoren unbedingt eingehalten werden müssen, damit die Filtercharakteristik erhalten bleibt. Die „krummen" Werte für die Widerstände wurden durch Serienschaltung eines Festwiderstandes von 100 kΩ mit einem Einstellpotentiometer von 10 bzw. 25 kΩ realisiert. Nach dem Abgleich auf den angegebenen Widerstandswert verlötet man den Schleifer des Trimmpotentiometers mit der Halterung, um ein späteres Verdrehen zu verhindern.

Ein am Ausgang des Filters angeschlossenes Potentiometer erlaubt eine Abschwächung des SSTV-Signal-Pegels auf den für die Aussteuerung des Senders, Monitors bzw. Tonbandgerätes erforderlichen Wert. Das Potentiometer zur Pegeleinstellung wird an der Frontplatte des Bildmustergenerators angebracht.

Die Stromversorgung

Zum Betrieb der Funktionsbaugruppen des Bildmustergenerators sind die folgenden Spannungen erforderlich: +5 V, –5 V, +15 V, –15 V, 9 V Wechselspannung von 50 Hz.

Zweckmäßigerweise verwendet man einen einzigen Netztransformator mit entsprechenden Sekundärwicklungen.

Das +5-Volt-Netzteil

Zur Erzeugung der +5 V wird ein integrierter Spannungsstabilisator LM 309 K verwendet. Die Schaltung zeigt *Bild 10*.

Das –5-Volt-Netzteil

Die –5 V werden mit einer diskreten Schaltung realisiert, deren Schaltbild *Bild 11* zeigt. Es empfiehlt sich, hier ebenfalls einen integrierten Spannungsstabilisator zu verwenden, weil dadurch die Schaltung wesentlich vereinfacht wird. Entsprechende Bausteine sind preiswert im Handel erhältlich.

Das ±15-Volt-Netzteil

Für den Betrieb des Operationsverstärkers 741 im aktiven Tiefpaß ist eine Spannung von ±15 V erforderlich. Die Schaltung dieser Baugruppe (Z-Diodenstabilisierung) zeigt *Bild 12*.

Zusammenschaltung der Funktionsbaugruppen

Bild 13 zeigt die gegenseitige Verdrahtung der Funktionsbaugruppen einschließlich der zusätzlich erforderlichen Bauteile. An der Frontplatte des Gehäuses sind folgende Bauteile angebracht:

- Netzschalter
- Glimmlampe Netz
- Bildmusterwahlschalter
- Resetschalter Bild
- Buchse SSTV-Signal
- SSTV-Pegel-Potentiometer

An der Rückwand des Gehäuses befinden sich der Netzanschluß 220 V und ein Sicherungshalter für eine 250-mA-Feinsicherung.

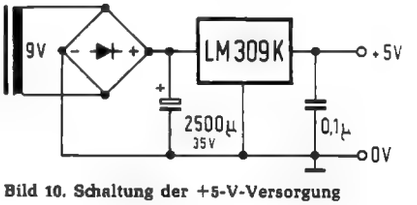


Bild 10. Schaltung der +5-V-Versorgung

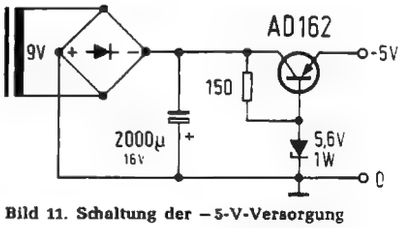
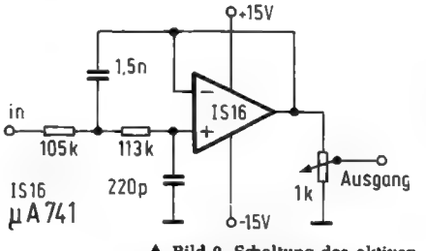
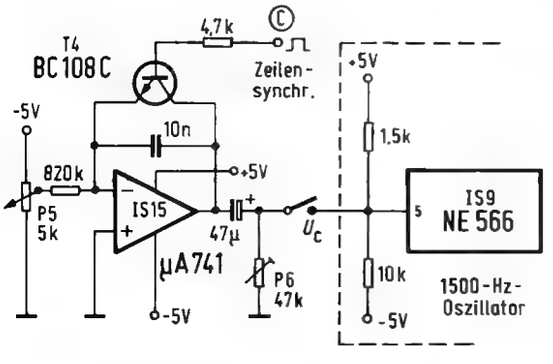


Bild 11. Schaltung der –5-V-Versorgung



▲ Bild 9. Schaltung des aktiven Tiefpasses (f = 3 kHz)



◀ Bild 8. Schaltbild der Funktionsbaugruppe Graukeil

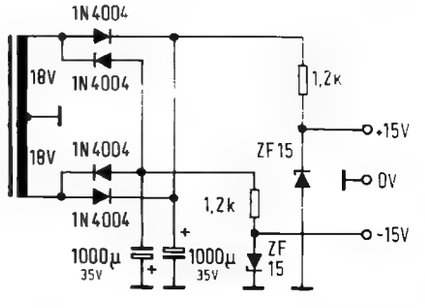


Bild 12. ▶ Schaltbild der ±15-V-Versorgung

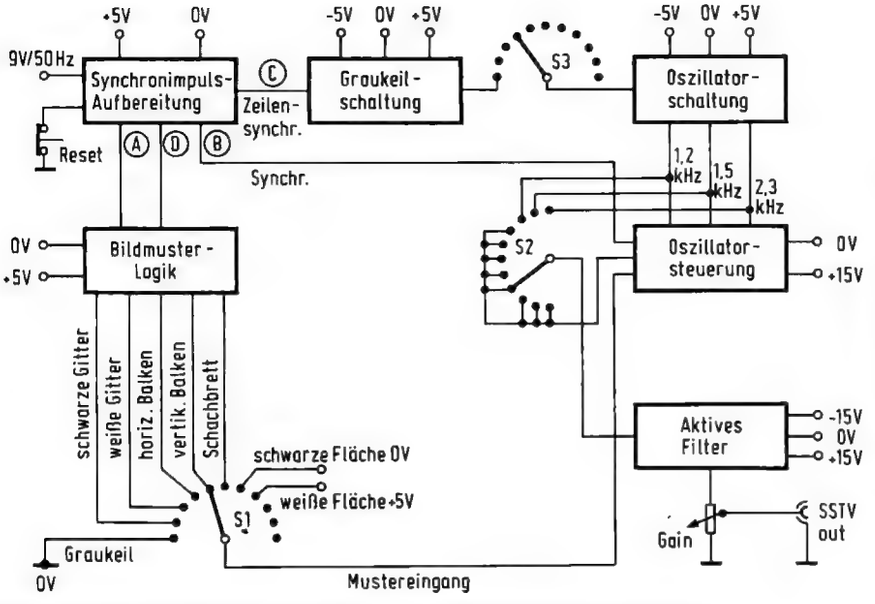


Bild 13. Verdrahtungsplan der Funktionsbaugruppen des SSTV-Bildmustergenerators

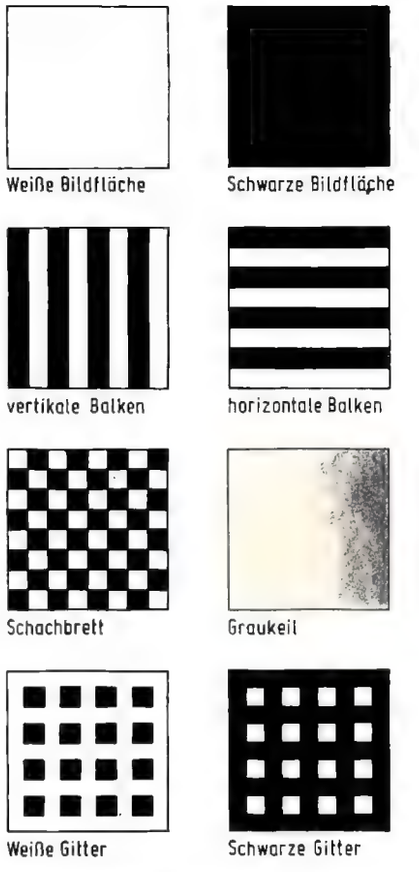


Bild 14. Darstellbare Bildmuster

Aufbauhinweise

Zweckmäßigerweise baut man das Gerät in gedruckter Schaltungstechnik auf. Dabei empfiehlt sich die Unterteilung der Schaltung in Synchronimpuls-Aufbereitung, Netzteil und Rest der Schaltung auf jeweils einer Platine gleicher Größe, die über Abstandshalter mechanisch untereinander verbunden werden. Entsprechende Platinen befinden sich in Vorbereitung.

Mit besonderen Schwierigkeiten ist beim Nachbau nicht zu rechnen, da ausschließlich unkomplizierte Nf- und Digitaltechnik zur Anwendung kommen.

Abgleich des Gerätes

Nach Überprüfung der Schaltung auf eventuelle Verdrahtungsfehler und deren Beseitigung kann das Gerät an das Netz angeschlossen und eingeschaltet werden. Dann geht man schrittweise folgendermaßen vor:

1. Man verbindet den Tastkopf eines Oszilloskops mit Pin 6 der 7413 (IS 1) und kontrolliert die 50-Hz-Rechteckimpulse.
2. An Pin 9 der 7473 (IS 2) müssen Rechteckimpulse mit 16⅔ Hz anliegen.
3. Mit dem 15-kΩ-Potentiometer von 74121 (IS 4) stellt man die Zeilenimpulse an Pin 1 auf 5 ms Dauer ein.
4. An Pin 11 der 7490 (IS 5) müssen Bildimpulse mit 7,2 s Wiederholfolge anstehen.
5. Mit dem 5-kΩ-Potentiometer der 74121 (IS 6) stellt man die Bildimpulse an Pin 1 auf 30 ms Dauer ein.
6. Man überprüft an Pin 3 der 7400, ob die Bild- und Zeilenimpulse richtig verknüpft werden, d. h. ob alle 7,2 s ein Bildimpuls zu sehen ist.
7. Mittels eines Frequenzzählers stellt man die drei Oszillatoren auf die Sollfrequenz ein. Dazu wird der Zähler an den Kollektor des BC 108 angeschlossen und mit dem Potentiometer P die entsprechende Frequenz eingestellt.
8. Der Abgleich des Graukeils kann am besten mit Hilfe eines SSTV-Monitors erfolgen. P5 und P6 werden so eingestellt, daß der Graukeil einwandfrei wiedergegeben wird.
9. Abschließend überprüft man nochmals alle Funktionen und Bildmuster mit Hilfe eines SSTV-Monitors.

Anwendung des Bildmustergenerators

Der beschriebene Bildmustergenerator ist eine Hilfe zum Abgleich und zur Überprüfung bzw. Beurteilung von SSTV-Monitoren. *Bild 14* zeigt die mit dem Gerät darstellbaren Bildmuster.

Zusammen mit einem Oszilloskop läßt sich ein SSTV-Signal bei seinem Durchgang durch einen Monitor überprüfen. Dabei kann das Funktionieren der einzelnen Stufen des Monitors kontrolliert werden, sei es die Videosignalaufbereitung oder die Synchronsignalabtrennung und -verarbeitung. Mit dem Graukeil ist eine Beurteilung der Wiedergabe der Grautöne möglich.

Ferner sei erwähnt, daß Funkamateure, die noch keine SSTV-Kamera besitzen, die Bildmuster zu Testzwecken auf den Amateurbändern aussenden können.

Literatur

[1] *Tschannen, Robert F.:* A Solid State SSTV Monitor. QST, Vol. LV (1971) Heft 3

[2] *Tschannen, Robert F.:* A Solid State SSTV Monitor. QST, Vol. LVII (1973) Heft 3

[3] *Pietsch, Hajo:* Slow Scan TV Monitor DJ 6 HP 009. DAFG-Sonderheft Nr. B/72

[4] *Wensauer, Uwe:* SSTV-Monitor mit IC cq-DL 1972, Heft 12

[5] *Wraase, V.:* SSTV-Monitor. Funk-Technik 1973, Nr. 20

[6] *Pietsch, Hajo:* Slow Scan TV Normenwandler DJGHP 013. DAFG-Sonderheft Nr. B 173

[7] *Wraase, V.:* SSTV-Kameraanlage. Funk-Technik 1973, Nr. 21

[8] *Rühr, Günter:* Ein Bildmustergenerator für Schmalbandfernsehen. cq-DL 1972, Heft 10

[9] *Kelley, Bert:* Slow-can TV Test Generator. Ham Radio 1973, Heft 7

[10] *Backmann, A.:* Schmalband-Fernsehen. DL-QTC 1971, Heft 5

[11] *Macdonald, Copthorne:* SSTV – ein niederfrequentes Bildübertragungssystem. QRV 1973, Heft 3 und folgende

[12] *Pietsch, Hajo:* SSTV-Schmalbandfernsehen. FUNKSCHAU 1973, Heft 5

[13] *Pietsch, Hajo:* SSTV-Aufnahme- und -Sendetechnik. FUNKSCHAU 1974, Heft 2

[14] *Elektronik-Arbeitsblatt Nr. 79:* Berechnung aktiver Hoch- und Tiefpaßfilter mit Tschebyscheff-Charakteristik. Elektronik 1974, Heft 1

Hans Ehrich

Kleinthermostat mit Leistungstransistoren

Unzählige Transistoren geben ihre Wärme ungenutzt an das umgebende Medium ab. In diesem Beitrag beschreibt der Autor zwei Schaltbeispiele, die diese Verlustwärme nutzbar machen. Statt üblicher Heizwiderstände heizen hier also Leistungstransistoren.

Die während des Betriebes eines Transistors laufend in Wärme umgesetzte Verlustleistung P_{tot} muß, damit die maximal zulässige Sperrschichttemperatur $T_{j\ max.}$ nicht überschritten und der Transistor nicht zerstört wird, ständig über das Transistorgehäuse, eventuell über einen Kühlkörper an die Umgebung (Luft) abgeführt werden.

Die Verlustleistung P_{tot} wird also infolge des Wärmestromes von der Sperrschicht über den Wärmewiderstand R_{th} des Transistors und des eventuellen Kühlkörpers an die Umgebung abgegeben. Die Grundgleichung der Wärmelehre, das ohmsche Gesetz der Wärmelehre, lautet:

$$\Delta T = T_j - T_U = R_{th\ L} \cdot P_{tot} \quad (1)$$

Der Wärmewiderstand, also das Vermögen eines Körpers, Wärme weiterzuleiten, wird mit R_{th} (K/W), die Temperatur der umgebenden Luft mit T_U (°C) bezeichnet (*Bild 1*). Was bei einer Schaltung als unerwünschte Verlustwärme abgeführt werden muß, läßt sich natürlich auch z.B. zur Aufheizung eines geschlossenen Raumes oder zur punktförmigen Erwärmung von Bauelementen benutzen. Über die verwendeten Formelzeichen gibt die *Tabelle* Auskunft.

Nachstehend wird ein Thermostat beschrieben, dessen Heizelement ein auf einem großen Kühlkörper montierter Leistungstransistor ist. Der Heizstrom I_C wird mit dem um den Faktor der Stromverstärkung B kleineren Basisstrom I_B gesteuert. Der Regler ist ein Proportionalregler, der von einer Brückenschaltung mit einem NTC-Widerstand gesteuert wird. *Bild 2* zeigt das Prinzipschaltbild, *Bild 3* die vollständige Schaltung. Die Bauelemente sind auf einer Lochrasterplatte hinter dem Kühlkörper montiert (*Bild 4*). Für den Heizstrom wird eine ungeregelte, für die Brückenschaltung eine geregelte Spannung verwendet. Beide Spannungen müssen galvanisch voneinander getrennt sein.

Bei der Dimensionierung eines solchen Thermostaten für einen kleinen Versuchsraum ist von den maximalen äußeren Abmessungen der zu testenden Schaltung oder Versuchsanordnungen, der maximalen Temperatur im Meßraum (T_M) und der Umgebungstemperatur (T_U) auszugehen. Je nach Dicke des Isoliermaterials liegen damit die äußeren Abmessungen des Gehäuses fest. Das Material für das Gehäuse kann frei gewählt werden. Notfalls kann es ein Pappkarton oder eine Styropor-Verpackung sein. Werden häufig Wärmetests zu machen sein, wird man ein stabileres Gehäuse aufbauen. Sollen die Wärmetests auch bei hoher Luftfeuchtigkeit durchgeführt werden, muß für das Gehäuse ein Material gewählt werden, welches kaum Feuchtigkeit aufnimmt und auch korrosionsfest ist. Das Isoliermaterial darf ebenfalls keine Feuchtigkeit aufnehmen.

Nachdem das Gehäuse mit Tür, abdichtbaren Durchführungen für Meßkabel etc. und eventuell einem Doppelfenster zur Beobachtung der Versuche versehen ist (hierbei ist darauf zu achten, daß keine Feuchtigkeit zwischen die beiden Scheiben dringen kann, sonst beschlägt die äußere Scheibe von innen), kann mit der Ermittlung der Heizleistung P_H begonnen werden. Die Heizleistung wird nach der Formel

$$P_H = \frac{T_M - T_U}{R_{th\ Geh}} \quad (2)$$

errechnet.

Die Berechnung des Wärmewiderstandes des Thermostatengehäuses $R_{th\ Geh}$ ist aufwendig und nicht sehr genau. Einfacher ist es, die notwendige Heizleistung empirisch zu ermitteln und daraus den Wärmewiderstand zu berechnen

$$R_{th\ Geh} = \frac{T_M - T_U}{P_H} \quad (3)$$

Man heizt dafür den Thermostaten auf eine bestimmte Temperatur, z.B. 50 °C, auf. Nachdem die Temperatur eingeschwungen ist und das Innere des Thermostaten sich gleichmäßig erwärmt hat, mißt man die Heizleistung P_H, die erforderlich ist, um die Temperatur auf 50 °C zu halten. Dabei sollte sich die Umgebungstemperatur T_U (Raumtemperatur) möglichst nicht ändern. Die Wärmequelle kann ein beliebiges Heizelement sein, das von einem regelbaren Netzteil versorgt wird.

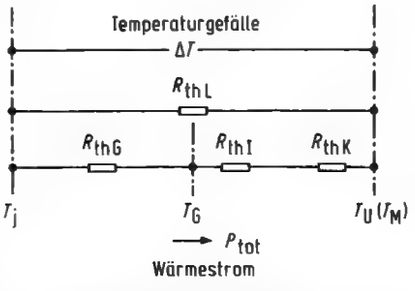


Bild 1. Vereinfacht dargestellter Wärmewiderstand zwischen Sperrschicht und umgebender Luft bei einem Leistungstransistor mit Kühlkörper

Ein Kunststoffgehäuse aus 3...5 mm dikkem Plexiglas mit den inneren Abmessungen 50 mm x 50 mm x 40 mm hat ungefähr einen Wärmewiderstand $R_{th\ Geh}$ von 50 K/W. Ein mit Styropor isoliertes Gehäuse mit den inneren Abmessungen 300 mm x 250 mm x 200 mm und mit einem als Tür ausgeführten Doppelfenster aus 5 mm dickem Plexiglas kann in etwa einen Wärmewiderstand $R_{th\ Geh}$ von 2...10 K/W haben. Wenn der Wärmewiderstand einmal bekannt ist, kann bei späteren Versuchen für verschiedene Temperaturdifferenzen ΔT_{MU} die Heizleistung P_H errechnet werden.

Für unser Beispiel nehmen wir folgende Werte an: Thermostatengehäusewärmewiderstand: $R_{th\ Geh}$ = 6 K/W, Umgebungstemperatur: T_U = 20 °C, Temperatur im Meßraum: T_M = 65 °C.

Nach Formel (2) benötigen wir:

$$P_H = \frac{\Delta T_{MU}}{R_{th\ Geh}} = \frac{65\ °C - 20\ °C}{6\ K/W} = 7{,}5\ W \quad (4)$$

Bei den angenommenen Werten ist eine Heizleistung P_H von 7,5 W notwendig, um die Temperatur T_M auf 65 °C zu halten. Zum schnellen Aufheizen ist ein Vielfaches dieser Leistung empfehlswert.

Funktionsbeschreibung

Die Funktion der Schaltung ist folgende: Beim Einschalten des Thermostaten ist der NTC-Widerstand R 3 kalt und sein Widerstand groß. (Für die Temperaturregelung eignen sich im Glasrohr eingeschmolzene Miniatur-NTC-Widerstände, wie z. B. Valvo 2322 627 12472 oder 2322 627 21472. Es können natürlich auch andere NTC-Widerstände verwendet werden, deren Kaltwiderstand R_{25} bei 4,7 kΩ...5,6 kΩ liegt, eventuell sind die Brückenwiderstände umzudimensionieren.) Damit ist die Brücke verstimmt. Die Basis des Transistors T 1 erhält eine negative Spannung, er wird gesperrt. Damit

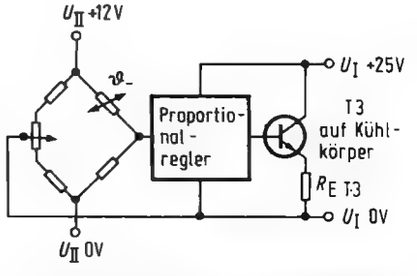


Bild 2. Prinzipschaltung des elektronisch geregelten Kleinthermostaten

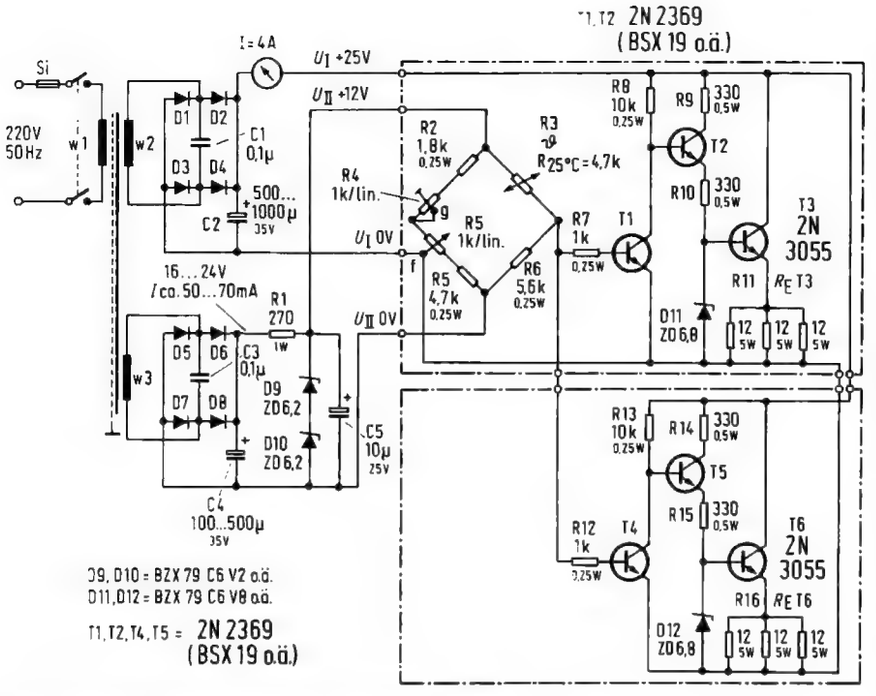


Bild 3. Gesamtschaltung des Kleinthermostaten mit doppeltem Heizkreis

fließt der Strom I_{R8} zum Transistor T 2. Der Transistor T 3 wird über den Widerstand R 9, den Transistor T 2 und den Widerstand R 10 angesteuert.

Damit die maximal zulässige Sperrschichttemperatur $T_{j\,max}$ des Transistors T 3 nicht überschritten und der Transistor nicht zerstört wird, muß der Kollektorstrom $I_{C\,T3}$ durch den Emitterwiderstand $R_{E\,T3}$ und die Z-Diode D 11 auf etwa 1,5 A begrenzt werden. Der nicht benötigte Emitterstrom $I_{E\,T2}$ fließt über die Z-Diode D 11 ab.

Die Heizleistung P_H des Heiztransistors T 3 wird infolge des Wärmestromes von der Sperrschicht über die Wärmewiderstände des Transistorgehäuses und des Kühlkörpers an die Luft im Thermostaten abgegeben. Ebenso trägt die Heizleistung P_H des Emitterwiderstandes $R_{E\,T3}$ zum Aufheizen bei. Die Heizleistung beträgt während des Aufheizens:

$P_H = U_I \cdot I_{E\,T3} = 25\ V \cdot 1{,}5\ A = 37{,}5\ W$

Davon entfallen auf den Emitterwiderstand $R_{E\,T3}$:

$P_{H\,RE\,T3} = (I_{E\,T3})^2 \cdot R_{E\,T3} = (1{,}5\ A)^2 \cdot 4\ \Omega = 9\ W$

und auf den Heiztransistor T 3:

$P_{H\,T3} = (U_I - I_{E\,T3} \cdot R_{E\,T3}) \cdot I_{E\,T3}$
$= (25\ V - 1{,}5\ A \cdot 4\ \Omega) \cdot 1{,}5\ A = 28{,}5\ W$

Durch die Heizleistung erwärmen sich der Thermostateninnenraum und der NTC-Widerstand R 3, sein Widerstand wird mit steigender Temperatur kleiner, die Brücke nähert sich dem Gleichgewicht, die Basisspannung des Transistors T 1 wird positiv. Nun fließt ein Teil des Stromes I_{R8} zum Transistor T 1, der Rest zum Transistor T 2. Damit verkleinert sich der Basisstrom $I_{B\,T3}$, und die Heizleistung P_H am Heiztransistor T 3 und am Emitterwiderstand $R_{E\,T3}$ sinkt. Sobald die gewünschte Temperatur erreicht ist, ist die Brücke im Gleichgewicht, und es wird nur noch die Heizleistung P_H zugeführt, die zur Erhaltung der gewünschten Temperatur T_M im Meßraum erforderlich ist.

Steigt die Umgebungstemperatur T_U oder gibt die zu testende Schaltung oder Versuchsanordnung Wärme an den Meßraum ab, so wird der Wert des NTC-Widerstandes R 3 kleiner, und die Brücke wird in die andere Richtung verstimmt. Nun wird die Basis noch positiver, und der gesamte Strom I_{R8} fließt zum Transistor T 1. Damit werden die Transistoren T 2 und T 3 gesperrt, bis die Temperatur T_M im Meßraum wieder etwas fällt.

Für das genannte Beispiel wurde für die Transistoren T 3 und T 6 der npn-Leistungstransistor 2N3055 gewählt. Sie sollen B≧ 60 bei 2 A aufweisen. (Andere Stromverstärkungsfaktoren sind bei entsprechender Dimensionierung der Vorstufenwiderstände möglich.) Die maximale Verlustleistung P_{tot} des 2N3055 errechnet sich aus der umgestellten Formel (1):

$$P_{tot} = \frac{T_{j\,max} - T_M}{R_{th\,G} + R_{th\,I} + R_{th\,K}} \qquad (5)$$

Ist der Transistor mit Wärmeleitpaste direkt auf dem Kühlkörper montiert, kann bei der Berechnung der Wärmewiderstand zwischen Transistorboden und Kühlkörper vernachlässigt werden. Wenn der Transistor T 3 (T 6) elektrisch vom Kühlkörper mit einer Glimmerscheibe isoliert werden muß, so ist der Wärmewiderstand der Glimmerscheibe $R_{th\,I}$ zu berücksichtigen ($R_{th\,I}$ etwa 1,5 K/W für 100 µm Glimmer und 1,25 K/W für 50 µm Glimmer. Diese Werte reduzieren sich um 50...60 %, wenn beide Seiten der Glimmerscheibe mit Wärmeleitpaste eingefettet werden).

Wir montieren den 2N3055, $R_{th\,G} \leqq 1{,}5$ K/W, mit Wärmeleitpaste direkt auf einen Kühlkörper mit einen Wärmewiderstand von $R_{th\,K} = 2{,}5$ K/W. Die maximale Verlustleistung des 2N3055 beträgt nach Formel (5):

$$P_{tot} = \frac{200\ °C - 65\ °C}{1{,}5\ K/W + 0\ K/W + 2{,}5\ K/W}$$
$$= 33{,}75\ W$$

Um den Transistor T 3 während des Aufheizens nicht zu überlasten, betreiben wir ihn mit 28,5 W. Zur Errechnung der Sperrschichttemperatur $T_{j\,T3}$ am Ende der Aufheizzeit stellen wir die Formel (5) um:

$T_{j\,T3} = (R_{th\,G} + R_{th\,I} + R_{th\,K}) \cdot P_H + T_M$ (6)
$= 1{,}5\ K/W + 0\ K/W + 2{,}5\ K/W) \cdot 28{,}5\ W +$
$65\ °C = 179\ °C$

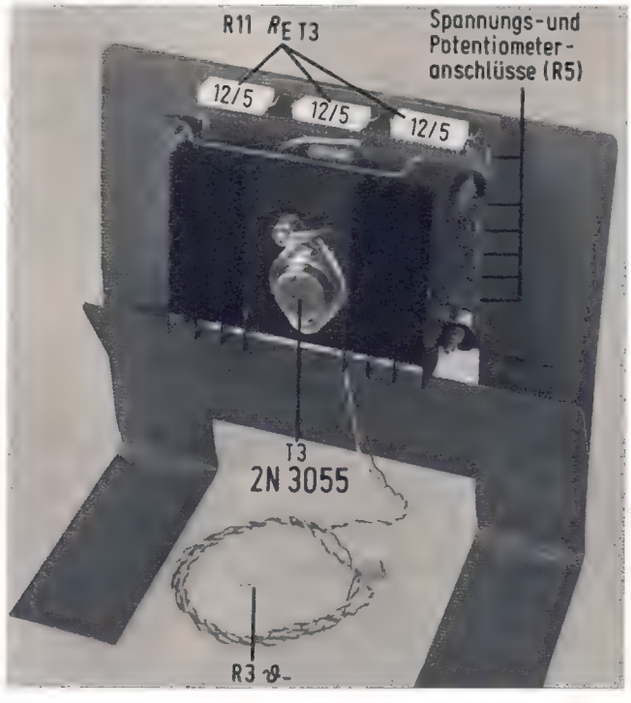


Bild 4. Aufbau des Heiztransistors mit Proportionalregler und Miniatur-NTC-Widerstand

Diese Sperrschichttemperatur ist rein theoretisch, denn während die Temperatur im Meßraum ansteigt, wird die Heizleistung $P_{H\,T3}$ bereits herabgesetzt. Nach der Aufheizzeit wird nach Formel (4) eine Heizleistung P_H von 7,5 W benötigt. Davon entfallen auf den Transistor T 3:

$$P_{H\,T3} = (U_I - \frac{P_H}{U_I} \cdot R_{E\,T3}) \cdot \frac{P_H}{U_I} \qquad (7)$$

$$= (25\ V - \frac{7{,}5\ W}{25\ V} \cdot 4\ \Omega) \cdot \frac{7{,}5\ W}{25\ V} = 7{,}14\ W$$

Daraus ergibt sich nach Formel (6) eine Sperrschichttemperatur $T_{j\,T3}$ von
(1,5 K/W + 0 K/W + 2,5 K/W) · 7,14 W + 65 °C = 93,6 °C

Hat der Thermostat einen kleineren Wärmewiderstand oder ist ein schnelleres Aufheizen bzw. Ausgleichen des Wärmeverlustes beim Öffnen der Tür erforderlich, so kann, wie Bild 3 zeigt, ein zweiter Proportionalregler mit den Transistoren T 4, T 5 und einem zweiten Heiztransistor T 6 an die Meßbrücke angeschlossen werden.

Wird bei den Wärmeversuchen eine hohe Luftfeuchtigkeit im Meßraum gefordert, so kann zur besseren Wasserverdunstung ein flaches Wassergefäß mit möglichst großer Wasseroberfläche vom zweiten Heiztransistor T 6 aufgeheizt werden. *Bild 5* zeigt schematisch den Aufbau eines Wasserverdunsters. Der Emitterwiderstand $R_{E\,T6}$ wird weiterhin zur Meßraumheizung benutzt.

Der Bau eines passenden Netzteiles darf als hinreichend bekannt vorausgesetzt werden, so daß sich eine Beschreibung erübrigt, zumal keine besonderen Anforderungen gestellt werden.

Mit dem Kleinthermostaten kann man nicht nur das Temperaturverhalten elektronischer Schaltungen untersuchen, sondern bei entsprechender Auslegung des Meßraumes auch biologische Versuche und Untersuchungen durchführen, z.B. Herstellen eines Kleinklimas für Terrarien oder Untersuchungen bei der Pflanzenaufzucht. Zur Aquarienaufheizung bringt die Isolierung der Schaltung gegen das Wasser im Aquarium wegen eventueller elektrolytischer Vorgänge und der damit verbundenen Korrosion Probleme mit sich. Der Thermostat läßt sich auch für Untersuchungen bei der künstlichen Weiselaufzucht (Bienenköniginnenaufzucht) verwenden. Bei der natürlichen Aufzucht sorgt das große Bienenvolk selbst für das richtige Klima. Bei der künstlichen Aufzucht muß man den wenigen daran beteiligten Bienen dabei helfen. Die Imker unter den Lesern mögen die vielleicht etwas laienhafte Darstellung des Verfassers entschuldigen.

Der Verfasser hat für Unterrichtszwecke mit dem beschriebenen Kleinthermostaten Hühnereier ausgebrütet. Der Thermostat war für den etwa 21 Tage dauernden Brutvorgang entsprechend präpariert: Temperatur 37,5 °C, Luftfeuchtigkeit 95...99 %. Eine kleine Leuchtstofflampe zur Beobachtung des Versuches war oberhalb des Thermostaten vor einem zusätzlichen Doppelfenster montiert. Durchführungen zur Frischluftzufuhr waren so angeordnet, daß die kalte Luft sich erst am Kühlkörper erwärmen mußte, bevor sie sich mit der warmen Innenluft mischen konnte.

Sobald das latente Leben in den Hühnereiern begann, gaben die Eier Wärme ab, und die Heizleistung in den Transistoren T 3 und T 6 wurde reduziert. Nach 21 Tagen geduldigen Wartens und täglich mehrmaligem Drehen der Eier während der ersten Hälfte der Brutzeit (damit wird verhindert, daß der Eidotter einseitig an der Schale liegt), konnte der sich über mehr als eine Stunde hinziehende Schlüpfvorgang beobachtet werden.

Spot-Heater

Ein weiteres Anwendungsbeispiel ist der Spot-Heater: Darf man z.B. bei der Suche nach einem Wärmefehler nicht die komplette Schaltungsplatine einem Wärmetest im Thermostaten unterziehen, sondern nur ein einzelnes Bauelement (Transistor, integrierte Schaltung), so greift man meistens mangels eines geeigneten Heizelements gerne zu einem Lötkolben und heizt damit das betreffende Bauteil auf. Da die Aufheizung unkontrolliert ist, kann das aufgeheizte Bauteil durch zu hohes Aufheizen irreparabel ausfallen, obwohl es vorher nicht defekt war.

Montiert man den Heiztransistor T 3 (Transistoren im SOT-32-, SOT-78-Gehäuse eignen sich gut dazu) und den NTC-Widerstand R 3 auf ein Cu- oder Al-Blech, wie es *Bild 6* zeigt, kann man mit diesen Vorrichtungen zu untersuchende Bauelemente definiert aufheizen. Es empfiehlt sich, den Transistor T 3 elektrisch vom Cu-/Al-Blech zu isolieren und ihn und den NTC-Widerstand R 3 in Wärmeisolierung einzubetten. Da die Wärmeabgabe geringer ist als bei den zuvor beschriebenen Kühlkörpern, muß die maximale Heizleistung P_H für den Spot-Heater neu bestimmt und der Kollektorstrom $I_{C\,T3}$ entsprechend begrenzt werden (D 11, R 11).

Tabelle der verwendeten Formelzeichen

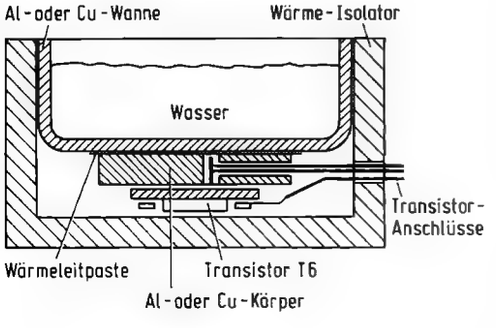
T_j	°C	Sperrschichttemperatur
$T_{j\,max}$	°C	zulässige Sperrschichttemperatur
T_U	°C	Umgebungstemperatur der Luft
T_M	°C	Temperatur im Meßraum
T_G	°C	Temperatur des Transistorgehäuses
ΔT	°C	$T_j - T_U$
ΔT_{MU}	°C	$T_M - T_U$
I_C	A	Kollektorstrom
I_E	A	Emitterstrom
I_B	A	Basisstrom
B		statische Stromverstärkung I_C/I_B
R_{th}	K/W	Wärmewiderstand, allgemein
$R_{th\,G}$	K/W	Wärmewiderstand des Transistors zwischen Sperrschicht und Gehäuse
$R_{th\,I}$	K/W	Wärmewiderstand der Isolierscheibe
$R_{th\,K}$	K/W	Wärmewiderstand zwischen Kühlkörper und umgebender Luft
$R_{th\,L}$	K/W	Summen-Wärmewiderstand zwischen Sperrschicht und umgebender Luft bei Verwendung eines Kühlkörpers
$R_{th\,Geh}$	K/W	Wärmewiderstand des Thermostaten-Gehäuses
P	W	Leistung, allgemein
P_{tot}	W	zulässige Transistorverlustleistung bei statischer Belastung
P_H	W	Heizleistung
R_{25}	Ω	Widerstand eines NTC-Widerstandes bei 25 °C
K/W		Kelvin/Watt, (bisher °C/Watt)

Literatur

[1] Funktechnische Arbeitsblätter Kühlung von Leistungstransistoren HI 22 DK 621.382.3-71, Franzis-Verlag

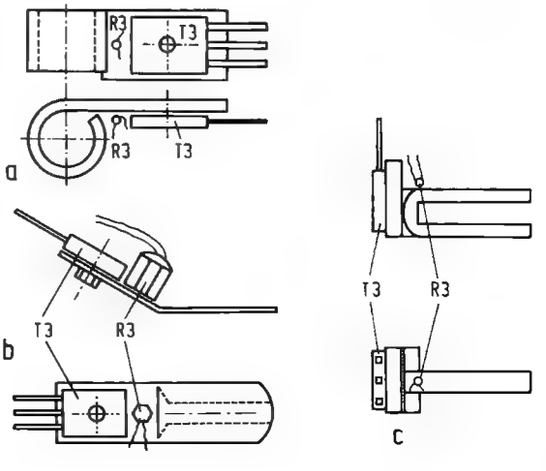
[2] Siemens Technische Mitteilungen 1-6300-071 Wärmeableitungen bei Transistoren

[3] Siemens Technische Mitteilungen 1-6300-077 Temperaturregler mit Transistoren



◄ Bild 5.
Schematischer Aufbau eines Wasserverdunsters

Bild 6. ►
Spot-Heater. a = schematischer Aufbau eines Spot-Heaters für Transistorengehäuse wie TO-1/5/18; b = schematischer Aufbau eines universellen Spot-Heaters; c = schematischer Aufbau eines Spot-Heaters für integrierte Schaltungen in Dual-In-Line-Gehäuse, Wärmeabgabe durch Gabelform von unten nach oben



Reinhard Weiß

Uhrzeit- und Normalfrequenzempfänger für DCF 77 mit Gangreserve

1. Teil

Der Sender DCF 77 ermöglicht neben der Herstellung lokaler Eichfrequenzen auch eine störsichere und genaue Zeit- und Datumsanzeige. In vielen Veröffentlichungen ist darauf im einzelnen hingewiesen worden (siehe Literatur am Ende des Beitrags). Hier soll nun ein Zeit- und Normalfrequenzempfänger mit Gangreserve bei Senderausfall beschrieben werden, der sich beim Verfasser seit knapp drei Jahren bewährt hat. Diese Bauanleitung ist nicht als Kochrezept zu verstehen, sondern sie wendet sich an den versierten Praktiker, der auch über entsprechende Meßmittel verfügt.

Das Konzept

Bild 1 zeigt die Blockschaltung der Aufbereitung: Über eine Ferritantenne mit anschließendem Antennenverstärker (7408) gelangt das modulierte DCF-Signal über ein schmalbandiges Bandpaßfilter mit anschließender Verstärkung (7409) zum Demodulator (7401), der die Sekunden- und Minutenmarken abtrennt. Außerdem stellt eine Senderausfallerkennung an fehlenden Sekundenimpulsen einen Senderausfall fest, zusätzlich gelangt das Hf-Signal über einen Begrenzer auf eine PLL-Schaltung (7402), die einen 1-MHz-Oszillator (7306) an die Trägerfrequenz von DCF 77 anbindet. Damit wird der Oszillator praktisch so (langzeit-)stabil gehalten wie die Trägerfrequenz des DCF 77 [1, 5].

Die 1-MHz-Quarzfrequenz wird nach der Methode des quasiperiodischen aperiodischen Teilers [9] auf 77,5 kHz und außerdem zur weiteren Verarbeitung auf 100 kHz und 1 Hz heruntergeteilt. Aus der Teilerkette können diverse Teilfrequenzen für Eichzwecke abgenommen werden.

In einem zweiten Regelkreis (7403) werden Sekundenimpulse, die durch Teilung der 100 kHz entstehen, in einer Impulsshiftautomatik mit den DCF-Sekunden verglichen und im langfristigen Mittel phasenstarr daran angebunden. Eine Verzögerung t_1 sorgt dafür, daß durch entsprechende zeitliche Vorteilung der synthetischen Sekundenimpulse die Laufzeiten zwischen Sende- und Empfangsort einerseits und im Empfänger andererseits kompensiert werden.

Die Impulsshift arbeitet so, daß sie je nach Erforderlichkeit dem 100-kHz/1-Hz-Teiler je Sekunde entweder einen zusätzlichen Zählimpuls liefert oder einen Zählimpuls sperrt. Im Mittel stellt sich die Phasenlage zwischen den DCF-Sekunden und den synthetischen Sekunden um t_1 verschoben auf ± 10 µs genau ein.

Die synthetisch erzeugten Sekunden dienen zur digitalen Steuerung der Zeitdekodierung (7405), was eine sehr störsichere Verarbeitung ergibt. Einerseits sind dadurch hochfrequente Störimpulse, die in den Empfänger gelangen und zu Fehlzählungen führen könnten, praktisch unwirksam; andererseits bleibt die Phasenbeziehung zwischen den DCF- und synthetischen Sekunden auch bei Störungen langfristig erhalten, so daß es nicht zu einer Drift der Sekundenphasen kommt.

DCF 77 arbeitet prinzipiell im Dauerbetrieb; jedoch wird er jeden 2. Dienstag im Monat zwischen 5 und 9 Uhr für Wartungsarbeiten abgeschaltet. Auch sonst ist mit gelegentlichen kurzzeitigen Senderausfällen zu rechnen. Bei Senderausfall sorgt ein Inhibit-Flipflop (RS-FF auf 7405) für die Abschaltung der Regelkreise. Außerdem setzt der erste Minutenimpuls, nachdem der Sender wieder arbeitet, die Teilerkette 100 kHz/1 Hz in eine definierte Stellung, womit etwaige Fehlzählungen, die während des Ausfalls aufgetreten sein könnten, korrigiert werden. Nach einem Netzausfall oder nach Inbetriebnahme des Gerätes sorgt das gleiche Flipflop ebenfalls für ein Rücksetzen der Teilerkette.

Die Dekodierung und Speicherung der Zeitinformation unterscheidet sich wesentlich von der in [7] beschriebenen Schaltung, weil besonders großer Wert auf Störsicherheit gelegt wurde.

Die angezeigte Uhrzeit eines Gerätes nach diesem Konzept kann auf zwei verschiedene Arten entstehen. Im Normalfall wird die kodierte Zeitinformation des Senders dekodiert, auf Übertragungsfehler überprüft und – sofern die Überprüfung positiv war – gespeichert und zur Anzeige gebracht. Für den Fall, daß die Überprüfung einen Übertragungsfehler festgestellt hat oder der Sender ausgefallen ist, läuft die Uhr als normale quarzgesteuerte, „selbstzählende" Digitaluhr weiter. Das sieht im einzelnen folgendermaßen aus:

Die synthetischen Sekundenimpulse werden in jedem Fall in den Sekundenzähler und der 60. Impuls als Übertrag in den Stunden-Minuten-Zähler/Speicher eingezählt. Gleichzeitig fragt der um t_2 (150ms) verzögerte synthetische Sekundenimpuls während der 20. und der 35. Sekunde (= Torzeit der Taktsteuerung) den Sekunden-Demodulator (7401) nach binären Einsen oder Nullen ab und liest über den Eingang E die Information in das Schieberegister ein. Kurz vor dem Einschreiben wird der alte Registerinhalt gelöscht.

Mit Hilfe der bei der Übertragung mitgesendeten Prüfbits wird eine Paritätskontrolle durchgeführt: Die Anzahl der Einsen bei den Stunden einerseits und den Minuten andererseits muß geradzahlig sein. Das bedeutet, daß jeweils bei den Stunden und den Minuten 1 bit bei der Übertragung verfälscht sein darf. In dem Fall erkennt die Paritätskontrolle den Fehler und verhindert durch das Übernahmegatter Ü eine Übernahme aus dem Schieberegister in den Stunden-Minuten-Zähler/Speicher und läßt diesen stattdessen bis zur nächsten Überprüfung als freien Zähler weiterlaufen. War die Paritätskontrolle positiv, übernimmt der Minutenimpuls des Senders über Ü die Information in den Speicher. Der Stunden-Minuten-Zähler/Speicher wird damit definiert gesetzt. Dabei ist es unerheblich, welchen Zählerstand der Sekundenzähler hat; er wird in jedem Fall mit jedem Minutenimpuls zurückgesetzt. Wenn eine Übernahme aus dem Schieberegister erfolgt, wird gleichzeitig ggf. auch das Inhibit-Flipflop zurückgesetzt. Mit S1 kann die Uhr auf internen Betrieb umgeschaltet werden, es erfolgt dann keine Senderübernahme mehr.

Realisierung

Alle Baugruppen (außer dem Antennenverstärker) wurden auf Steckplatinen mit 21poligen Stiftleisten (DIN 41617) aufgebaut. Bei den Folienvorlagen für die einseitig kaschierten Platinen ist jeweils die Leiterbahnseite (Anti-Bestückungsseite, ABS) in der Ansicht von der Leiterbahnseite her dargestellt. Bei den zweiseitig kaschierten Platinen ist zusätzlich die Bestückungsseite (BS) in der Ansicht von der BS her dargestellt. Für die Baugruppe 7405 wurde ein Format 160 mm x 75 mm, für 7406 160 mm x 45 mm und für alle anderen acht Platinen eine Größe von 75 mm x 100 mm gewählt.

Die in Bild 1 angegebene Bezifferung an den Baugruppen-Ein- und Ausgängen ist identisch mit den wirklichen Stift-Belegungen der einzelnen Platinen. In den folgenden Schaltplänen sind die wichtigsten Impulsformen und Schaltflanken markiert und einige typische Spannungswerte angegeben.

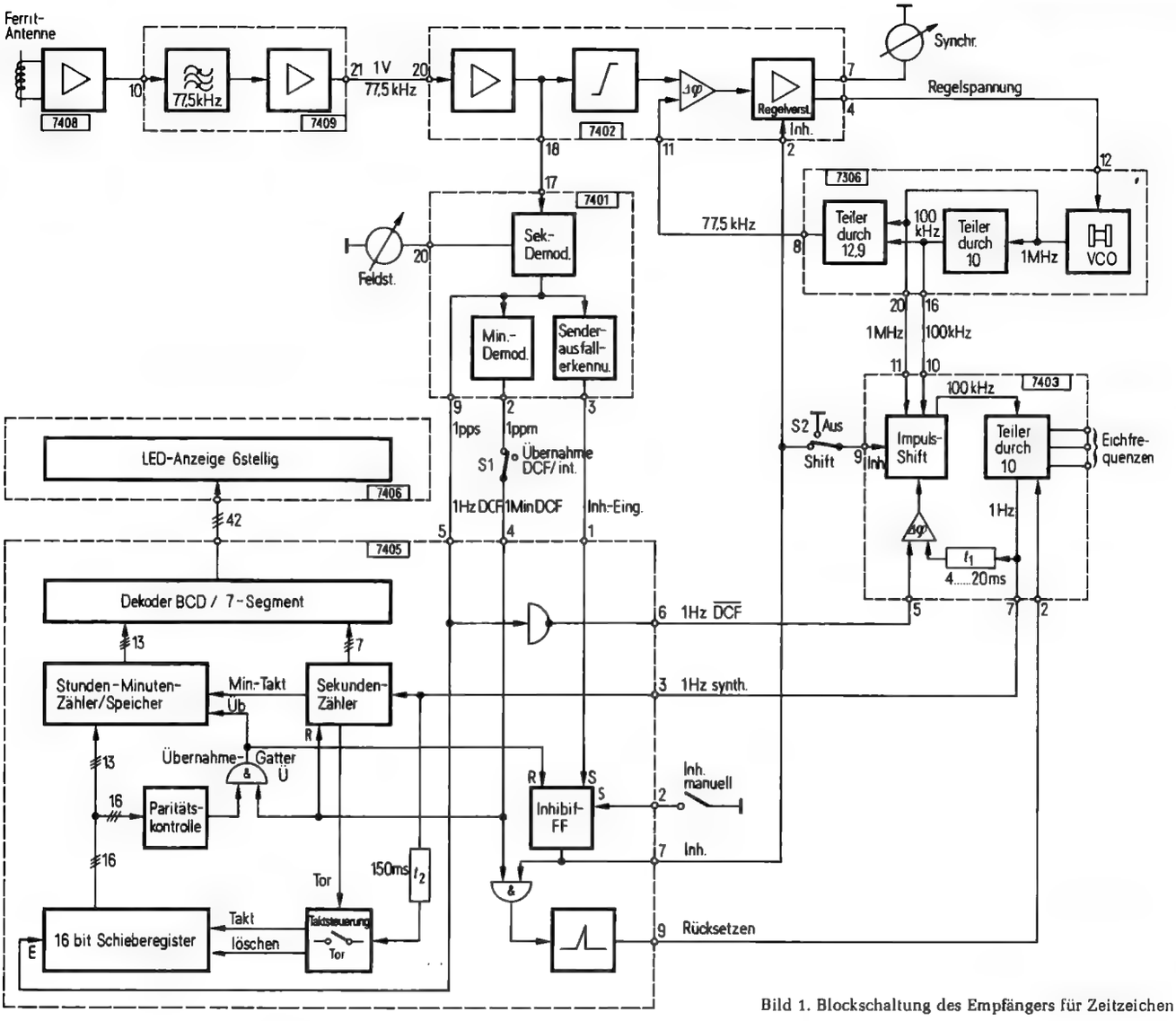


Bild 1. Blockschaltung des Empfängers für Zeitzeichen

Antennenverstärker 7408

Der Antennenverstärker hat die Aufgabe, das Empfangssignal direkt an der Antenne (Ferritstab) zu verstärken und dem eigentlichen Empfänger über Koax-Kabel zuzuleiten. Da das Signal geradeaus verstärkt wird, muß zur Vermeidung von Rückwirkungen (Schwinggefahr) der Ferritstab bzw. der Antennenverstärker räumlich getrennt vom übrigen Empfänger aufgestellt werden. Die geringste zulässige Entfernung hängt u.a. von der Abschirmung des Empfängers ab und muß experimentell ermittelt werden (ca. 1m).

Bild 2 zeigt die Schaltung des Antennenverstärkers, die auch schon in [7] veröffentlicht wurde. Der MFC 4010A ist ein 3stufiger Breitbandverstärker. Die Ankopplung an die Ferritantenne erfolgt über einen kapazitiven Spannungsteiler; die Auskopplung geschieht über einen Emitterfolger mit T. Die Betriebsspannung wird aus dem Empfänger über das Koax-Kabel eingespeist. Die Bandbreite der Schaltung beträgt etwa 2 kHz. *Bild 3* zeigt die Platine des Verstärkers, *Bild 4* den Bestückungsplan hierzu.

Bandfilterverstärker 7409

Der Filterverstärker soll die eigentliche Empfängerselektion und -verstärkung bringen. Seine Bandbreite sollte unter 1 kHz betragen. Für die Realisierung gibt es verschiedene Möglichkeiten, die der Verfasser erprobte.

Zunächst wurde versucht, ein aktives RC-Filter nach der Phasendifferenzmethode [10] aufzubauen, das den Vorteil hätte, einfach und preiswert zu sein. Leider stellte sich jedoch heraus, daß die thermische Stabilität bezüglich Bandbreite bzw. Verstärkung unzureichend war und leicht zu Schwingneigungen führte.

Gute Ergebnisse bringen LC-Filter, z.B. wie in [5] oder [11] beschrieben. Jedoch sind dafür einige Schalenkerne und Hf-Litze erforderlich. Schalenkerne sind jedoch nicht ganz billig, und Hf-Litze läßt sich schlecht verarbeiten. Ein nach [11] beschriebenes mehrkreisiges Bandfilter läuft bei dem Funkamateur DJ 1 WM sehr zufriedenstellend.

Für dieses Empfangskonzept nun wird ein Quarzfilter (*Bild 5*) vorgeschlagen, dessen Prinzip und Funktion in [7] und [12] beschrieben wurde und das sich durch einfachen Nachbau und geringe Bandbreite (ca. 30 Hz) auszeichnet; letzteres ist im Hinblick auf die Gangreserve bei Senderausfall wegen

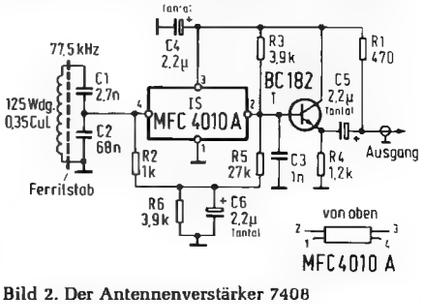
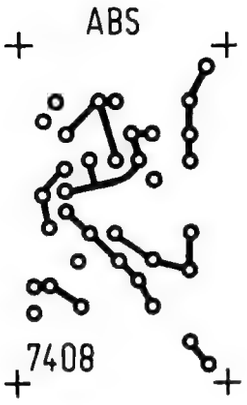


Bild 2. Der Antennenverstärker 7408



◀ Bild 3.
Doppelseitig kaschierte Platine des Antennenverstärkers. Die Bestükkungsseite bleibt voll kaschiert, wird jedoch freigebohrt

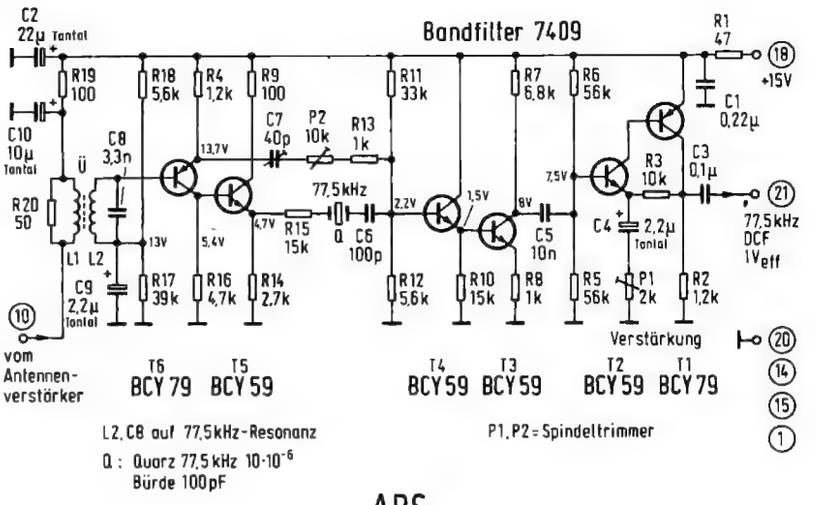
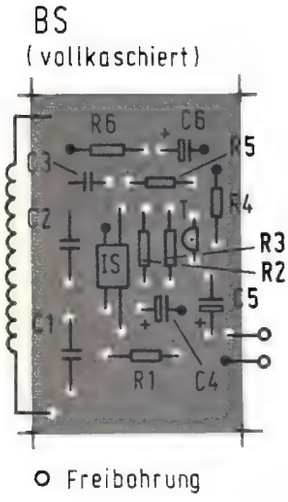


Bild 5. ▶
Schaltung des Bandfilters 7409

L2, C8 auf 77,5kHz-Resonanz
Q: Quarz 77,5 kHz 10·10⁻⁶
Bürde 100pF

P1, P2 = Spindeltrimmer



◀ Bild 4.
Bestückungsplan des Antennenverstärkers. Alle mit ● gekennzeichneten Punkte auf der BS verlöten

Bild 6. ▶
Platine des Bandfilters

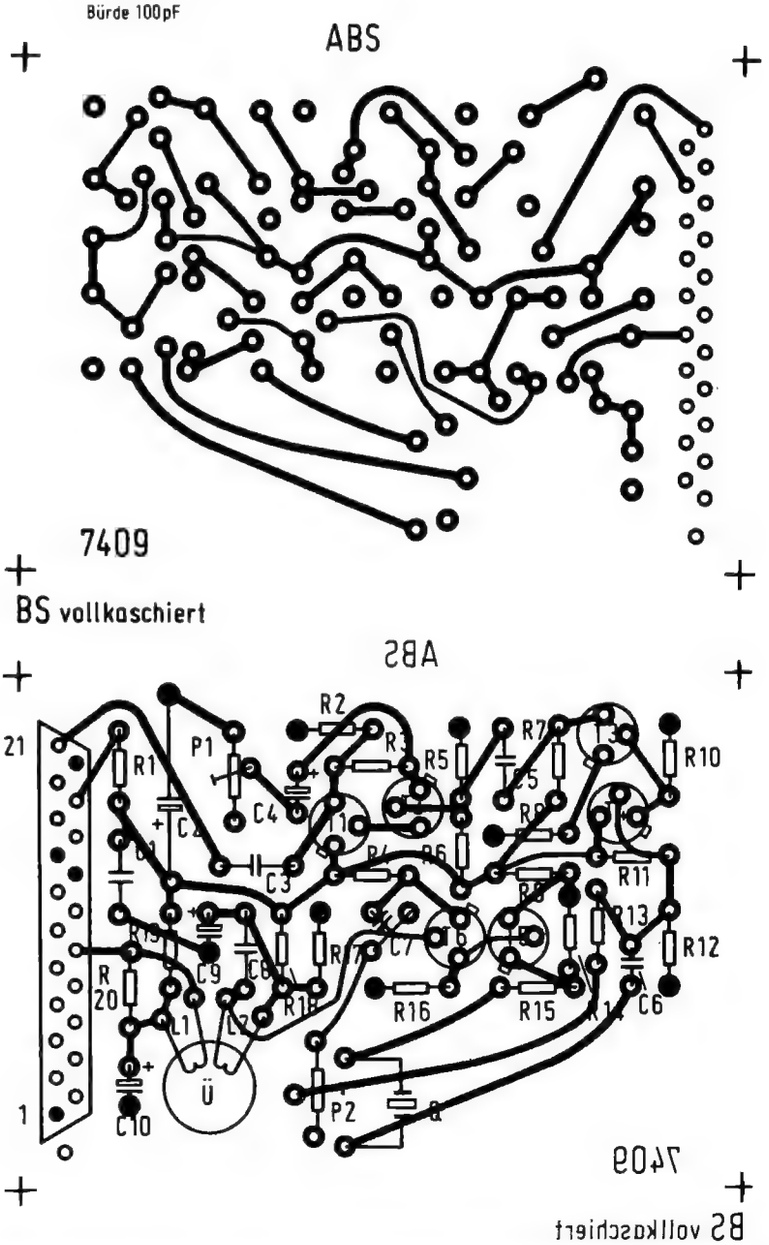


Bild 7. Bestückungsplan zu Bild 6. Alle Bohrlöcher auf BS freibohren, bis auf die mit ● gekennzeichneten (auf BS zu verlöten)

geringerer Störanfälligkeit wichtig. Diese Schaltung unterscheidet sich im wesentlichen von der in [7] angegebenen durch die fehlende automatische Verstärkungsregelung, die für dieses Konzept nicht brauchbar ist, weil im Senderausfall sonst die Verstärkung hochläuft und sehr viel Störungen mitverstärkt werden.

Die Transistoren T3, T2, T1 verstärken das schmalbandige Hf-Signal. Die Verstärkung läßt sich mit P1 so einstellen, daß an Punkt 21 etwa 1V_{eff} anstehen. C7 und P2 werden so eingestellt, daß das Ausgangssignal störungsfrei ist (sauberste Kurvenform). Der Übertrager Ü ist unkritisch. Es eignet sich z. B. ein Schalenkern 18 x 14 Al 630 (mit Luftspalt), primär 5Wdg., sekundär 40 Wdg. 0,3 CuL. Die Resonanzfrequenz von L2 C8 muß bei 77,5 kHz liegen und kann ggf. mit C8 korrigiert werden. An Punkt 10 wird das Koax-Kabel zum Antennenverstärker angeschlossen, dessen Betriebsspannung über R19 eingekoppelt wird. *Bild 6* zeigt die Platine, *Bild 7* den Bestückungsplan hierzu. Das Filter sollte in ein abgeschirmtes Gehäuse (z.B. Teko 3/A) eingebaut werden.

Sekunden-Minuten-Demodulator 7401

Bild 8 zeigt die Schaltung, wie sie im wesentlichen schon in [2] und [4] beschrieben wurde. Mit D1, D2 wird das Empfangssignal von Punkt 17 gleichgerichtet und im Opera-

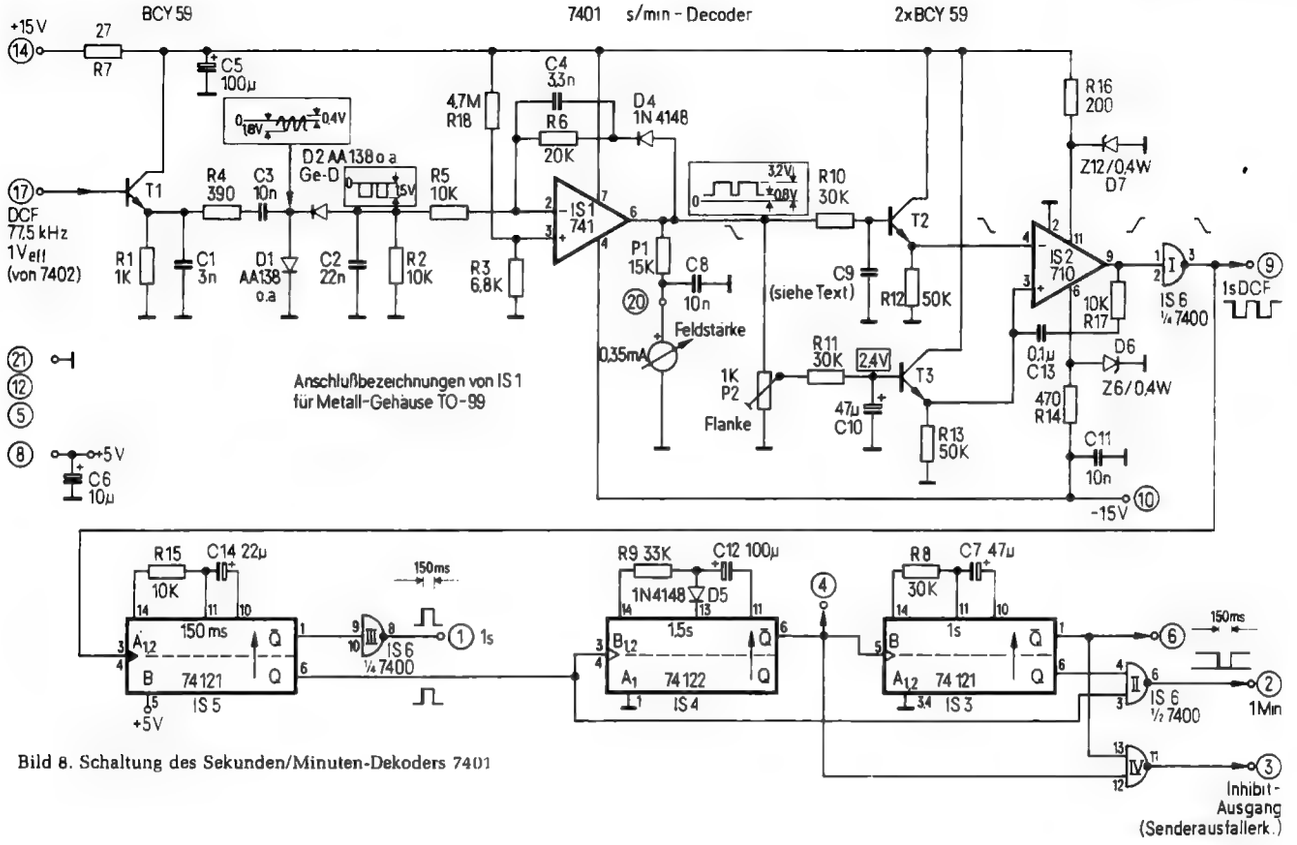


Bild 8. Schaltung des Sekunden/Minuten-Dekoders 7401

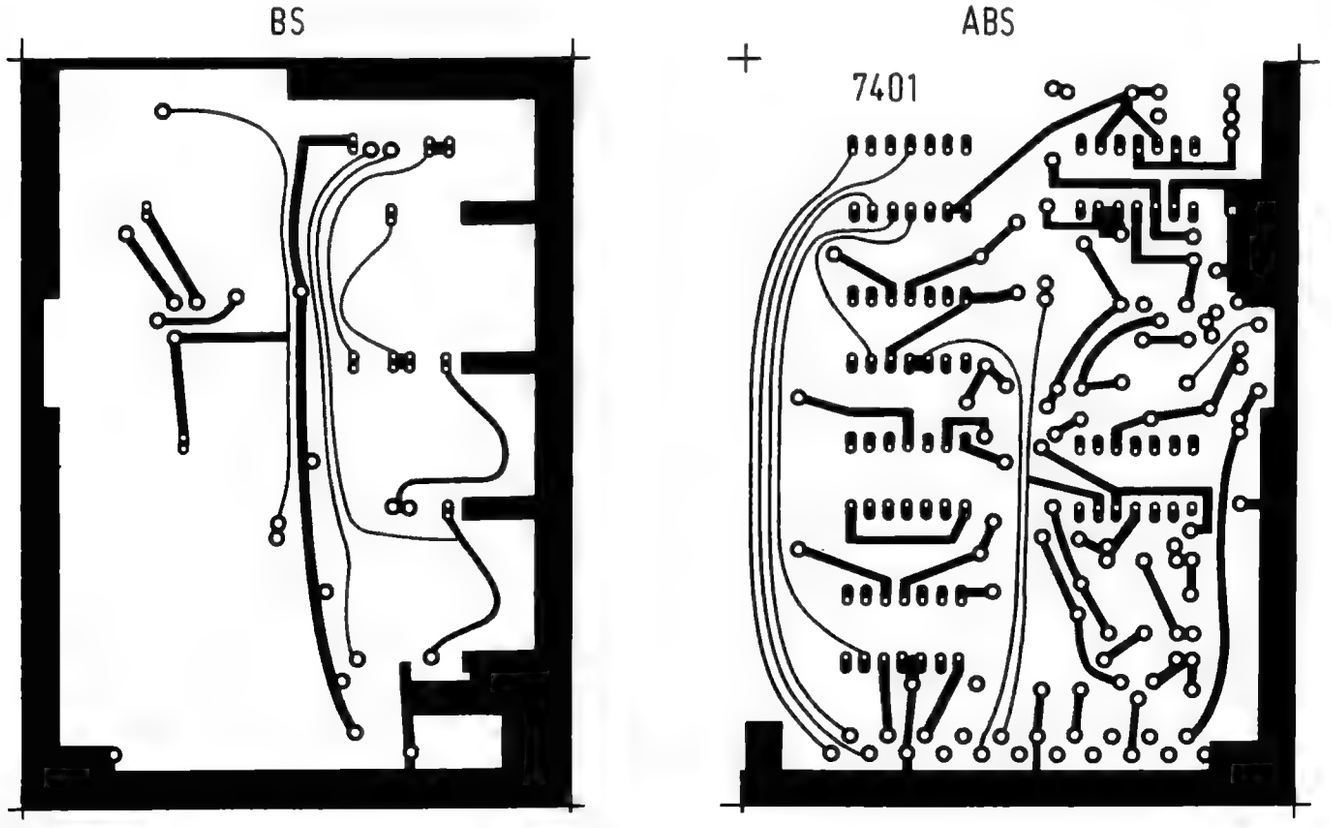


Bild 9. Platine des Sekunden/Minuten-Dekoders. Die Platine ist doppelseitig kaschiert und geätzt

tionsverstärker IS1 verstärkt. Die Diode D4 linearisiert die Gleichrichtung und kompensiert die Schwellspannungen von T2, T3. Damit funktioniert die Schaltung in einem weiten Eingangsspannungsbereich zufriedenstellend. Gegebenenfalls kann noch eine weitere Diode D3 mit D4 in Reihe geschaltet werden. R18 erzeugt an R3 einen Spannungsabfall (= Vorspannung für IS1), der bei fehlendem Hf-Signal eine gewisse Unterdrückung von Störungen bewirkt.

P2 wird so justiert, daß sich C10 auf ca. 75 % der maximalen Spannung an C9 auflädt. Der Komparator schaltet daher jedesmal dann, wenn der Träger sich um 25 % seiner Maximalamplitude absenkt und demoduliert damit die Sekundenmarken. C9 verbessert die Störsicherheit, sollte aber möglichst klein sein (<0,1 µF). Die Dauer der auf diese Weise gewonnenen Sekundenimpulse ist 100 ms bzw. 200 ms entsprechend der Binärkodierung des DCF-Signals [1]. Die Sekunden stehen an Punkt 9 zur weiteren Verarbeitung zur Verfügung.

Sie gelangen weiterhin zu der Monoflop-Kette IS5, IS4, IS3. IS5 gibt einheitliche Sekundenimpulse mit 150 ms Dauer ab, womit das nachtriggerbare Monoflop IS4 getriggert wird und infolge seiner großen Zeitkonstanten (1,5 s) dauernd angeregt bleibt. Die 59. Sekunde jeder Minute wird zur Ankündigung der Minute nicht übertragen. Daher fällt IS4 nach 59,5 s ab und triggert dabei IS3. Der darauffolgende Sekundenimpuls (=Minutenimpuls) wird über das von Ausgang Q (IS3) vorbereitete Gatter II (IS6) als Minutenimpuls an Punkt 2 abgegeben.

Das Gatter IV (IS6) stellt fest, wann die beiden Monoflops IS3, IS4 zusammen abgefallen sind: In dem Fall fehlen offenbar die nachtriggernden Sekundenmarken des Senders, und ein Senderausfall muß vorliegen.

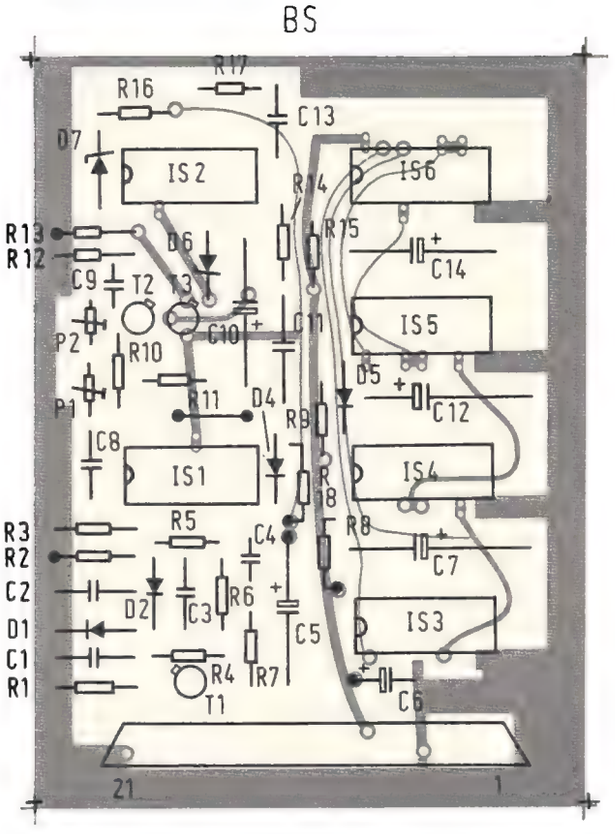


Bild 10. Bestückungsplan zu Bild 9. Alle mit ● gekennzeichneten Punkte zusätzlich auf der BS verlöten

Damit wird auf einfache Weise eine Senderausfallerkennung vorgenommen.

Die Wahl der Zeitkonstanten R9 C12, R8 C7 ist nicht ganz unproblematisch: Im Senderausfall können Störimpulse in den Empfänger gelangen, die u.U. eine Minute simulieren: Jeder Störimpuls triggert IS4; nach 1,5 s fällt es z.B. wieder ab und triggert IS3. Fällt in den Zeitraum zwischen 1,5 s und 2,5 s nach dem Auftreten des letzten Störimpulses ein weiterer, wird dieser fälschlicherweise als Minute erkannt und führt zu einer Fehlschaltung in den nachfolgenden Stufen. Bei einem schmalbandigen Filter sind solche Störungen während eines Senderausfalls jedoch recht selten. Darauf wird später noch weiter eingegangen. *Bild 9* zeigt die Platine, *Bild 10* den Bestückungsplan des Dekoders.

(Fortsetzung folgt)

Uhrzeit- und Normalfrequenzempfänger

Vielfältig war das Echo, das vor etwa zwei Jahren der Beitrag „Datums- und Zeitangabe drahtlos empfangen über DCF 77" (Heft 19/74, S. 727) auslöste. Das bewiesen nicht nur die vielen Anfragen zu diesem Thema, sondern auch die große Zahl der hierzu eingehenden Manuskripte. Nicht ohne Grund ist das Interesse an dieser Art von Geräten so groß. Zunächst läßt sich relativ einfach eine Vergleichsfrequenz ableiten, die um einiges genauer ist als der Quarz, der zu Hause so vor sich hin schwankt. Außerdem kommt der Sender einem zur Zeit ausgeprägten Bedürfnisse entgegen: Er ermöglicht, allerdings mit einigem Aufwand, die digitale Anzeige der Zeit und der Wochentage, und auch dies mit einer vom Praktiker sonst kaum erreichbaren Genauigkeit.

Nach dem Motto „für jeden etwas" wird die FUNKSCHAU daher in der nächsten Zeit eine Reihe von Beiträgen veröffentlichen, die sich mit diesem Thema befassen. Für jeden etwas bedeutet in diesem Fall, daß das Spektrum der Bauanleitungen vom einfachen bis zum komplizierten Gerät reichen wird.

Bei all diesen Geräten handelt es sich übrigens um Bauanleitungen, die zum Selbstbau anregen sollen. Das bedeutet, daß hierfür im Normalfall keine Platinen und Bausätze lieferbar sein werden.

Praktiker, die jedoch nicht über die Möglichkeiten verfügen, sich so intensiv dem Thema zu widmen, sollten nicht verzweifeln: Im Rahmen der FUNKSCHAU-Mini-Bausätze ist für das Jahr 1977 auch ein Bausatz eines Normalfrequenzempfängers in Vorbereitung. Ein Veröffentlichungstermin steht allerdings noch nicht fest.

Dr.-Ing. Fritz Spillner, DJ 2 KY.

Der Wirkungsgrad eines Amateur-Dipols

Amateure haben seit Bestehen des Amateurfunks und der Festlegung der Bänder (1925) recht viele Antennen erdacht und beschrieben. Diese Vielzahl erklärt sich dadurch, daß ihnen kein Hilfsmittel zur Verfügung stand, um den Wirkungsgrad objektiv zu testen. Deshalb gerieten Wunderantennen schnell wieder in Vergessenheit. Übrig blieb im wesentlichen nur der Dipol.

In einem früheren Bericht [1] wurde abgeleitet, wie man den Antennen-Wirkungsgrad mit hinreichender Genauigkeit mit der Stehwellenmeßbrücke erfassen kann. Der vorliegende Beitrag stellt eine Fortsetzung und Vertiefung des Themas in Theorie und Praxis dar. Auf die recht beachtlichen Fehler beim Messen des SWR wird eingegangen.

L/C-Kreis

In den Antennenhandbüchern der Amateure steht vermerkt, daß man den Dipol als L/C-Kreis auffassen kann. In [1] wurde konsequent dieser Grundvorstellung nachgegangen und die elektrischen Daten dieses Antennen-Schwingkreises mit Zahlenwerten belegt. Zum Teil gelangt man zu überraschenden Ergebnissen. Theorie und Praxis stehen im guten Einklang. Der Amateur muß manche Vorstellung neu überdenken.

SWR-Brücke

Bis vor kurzem hat man dem Stehwellenverhältnis (SWR) eine übertriebene Bedeutung beigemessen, heute möchte man es abwerten. Die Wahrheit liegt in der Mitte [2]. Leider läßt oft die Meßgenauigkeit der Amateur-SWR-Brücken grundsätzlich zu wünschen übrig. Im vorliegenden Falle ist jedoch eine gewisse Genauigkeit erforderlich.

Die abgegriffenen Hf-*Spannungen* für Vor- und Rücklauf werden nämlich an der Brücke (heute) über Siliziumdioden in eine *Gleichspannung* verwandelt und gemessen. Dieser Umwandlungsprozeß stellt den wunden Punkt dar. Bei (alten) Röhrendioden sind beide Spannungen von kleinen Beträgen ab fast gleichlaufend. Je 1 V Hf entspricht theoretisch 1,4 V Gleichspannung. Bei Halbleiterdioden (*Bild 1*) beginnt aber erst bei rd. 0,6 V Hf der erste Gleichstrom zu fließen. Zu höheren Spannungen hin folgt der gekrümmte Teil der Kurve. Alle einfachen Wechselstrommeßgeräte mit Meßgleichrichter und Drehspulinstrument zeigen deshalb im unteren Gebiet der Skala eine gedrängte Anordnung der Teilstriche. Erst ab 0,6 V sind brauchbare SWR-Messungen möglich. Darunter fallen sie viel zu niedrig („schön") aus.

Ein einfaches Beispiel: Das wahre SWR beträgt 2 : 1. Bei 100 W vorwärts sind es 11 W rückwärts (11 %). Die zugehörigen Spannungen an 60 Ω betragen: 77,5 V zu 24,5 V Hf. Nehmen wir an, daß die (kurze) Brücke davon 6 % aufnimmt, dann liegen 4,6 bzw. 1,5 V Wechselspannung für den Vor- bzw. Rücklauf vor. Laut Bild 1 ergeben sich dafür 4,5 bzw. nur 0,4 V Gleichspannung. Statt 4,6 : 1,5 V Wechselspannung = 3,1 : 1 ergeben sich jetzt 4,5 : 0,4 V Gleichspannung = 11,3 : 1. Der Fehler ist also recht beachtlich.

Je niedriger die Meßfrequenz, um so kleiner fallen die Hf-Spannungen an der Brücke aus, um so mehr muß deshalb der Vorwiderstand des Anzeigeinstruments herausgenommen werden, und um so fehlerhafter fallen die SWR-Werte aus. Man muß das SWR zumindest bei *maximalem* Output messen und nicht mit 1 W (*Bild 2*), wie es in einem älteren Firmenprospekt vermerkt steht.

Es gibt zwei Arten von SWR-Brücken. Die gängigste (*Bild 3*) greift an einem 60-Ω-Richtkoppler die Vor- und Rücklauf-Hf-Spannung ab. Sie sind auf den „langsamen" Frequenzen des KW-Bandes viel zu klein, um vernünftige SWR-Werte anzeigen zu können. Man muß schon mit einer großen Linear-Endstufe arbeiten. Als Faustformel für richtige SWR-Werte gilt:

$$\sqrt{\text{Watt}} \cdot \text{MHz} \geqq 100 \qquad (1)$$

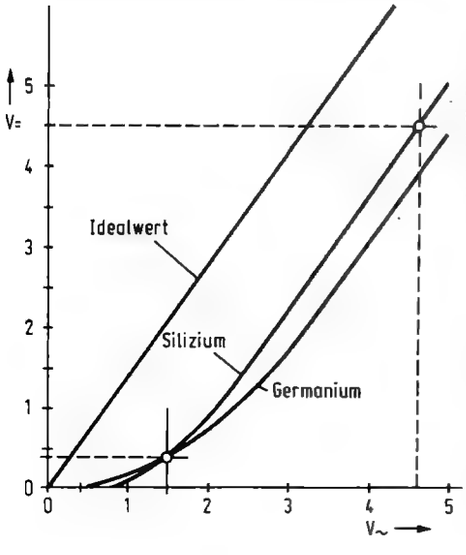
für 100 W beispielsweise ist bei 3,5 MHz der Wert 35 nicht ausreichend. Hingegen genügt 1 W bei 145 MHz vollauf. Diese Brückenart eignet sich deshalb besonders für UKW.

Die andere Methode bedient sich einer Toroidspule (*Bild 4*). Sie dürfte bei kommerzieller Fertigung nicht teuerer sein als ein Richtkoppler. Die Hf-Spannungen fallen wesentlich höher und das SWR auf 80 bis 10 m richtiger aus. Man hat gewissermaßen eine lange Meßstrecke bifilar auf einen Ringkern gewickelt. Für UKW eignet sich dieses Prinzip nicht sonderlich.

Man sollte also den Richtkoppler für UKW einsetzen und die Toroidspule für KW. Wer es sehr genau nehmen möchte, kann nach kommerziellen Vorbild Vor- und Rücklauf getrennt in W messen und daraus [3] das SWR berechnen. Selbstverständlich sind dann die Kabelverluste [2] ebenfalls zu beachten.

Die Güte der Antenne Q_A

In [1] wurde dargelegt, daß zwischen der Durchlaßkurve (Dämpfungskurve) eines Schwingkreises und der SWR-Kurve ein direkter Zusammenhang besteht. Trägt man für einen 2 x 20 m langen Dipol das SWR rechts und links (*Bild 5*) neben der Resonanzstelle (niedrigstes SWR) auf, dann bedeutet der Abstand bei einem beiderseitigen SWR von 2 : 1 die Bandbreite $b_{(2:1)}$ in MHz. Setzt man sie in Formel (2) ein, dann ergibt sich die Güte Q_A der Antenne.



◄ Bild 1. Gleichrichterkurve für Silizium- u. Germaniumdioden

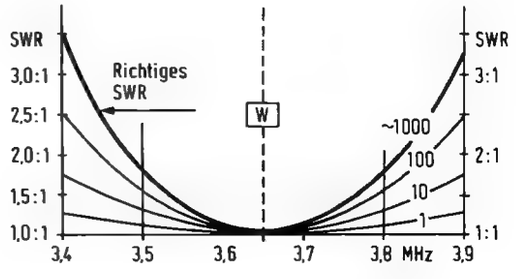


Bild 2. ► Stehwellenverhältnis in Abhängigkeit vom Output des Senders an einem Richtkoppler für 3,5 MHz

Die Steuerung des Transistors

Ob in einem Verstärker überhaupt eine gegenkoppelnde Wirkung eintritt, hängt ferner von der Art der Steuerung des Transistors ab, d.h. ob der Transistor mit einem Strom oder mit einer Spannung gesteuert wird. Dieses wiederum wird bestimmt vom Innenwiderstand der Signalquelle. Man spricht von einer Stromsteuerung des Transistors, wenn der Quellwiderstand, der Innenwiderstand R_g der Signalquelle, groß ist im Vergleich zum Eingangswiderstand R_e des Transistors. Von der Signalquelle aus gesehen, liegen R_g und R_e in Reihe und in einer Reihenschaltung wird die Höhe des fließenden Stromes bekanntlich durch den größeren von zwei verschiedenen Widerständen bestimmt.

Ist im anderen Falle der Quellwiderstand R_g klein im Verhältnis zu R_e, wird der Transistor spannungsgesteuert, da die von der Signalquelle abgegebene Spannung – unabhängig von der Belastung – konstant ist. Für die Gegenkopplung bedeutet dies, daß eine parallel eingespeiste Spannung u_{GK} bei Spannungssteuerung nicht wirksam werden kann, da sie durch den niedrigen Quellwiderstand kurzgeschlossen wird. Eine Serieneinspeisung der Gegenspannung dagegen kann voll zur Auswirkung kommen. Bei Stromsteuerung des Transistors ist es umgekehrt. Hier kann eine parallel zugeführte Spannung wirksam werden, eine in Reihe hinzuaddierte jedoch vermag den Eingangsstrom kaum zu beeinflussen und kommt daher nicht zur Geltung.

Die Grundschaltungen

Die einfachste Form einer *Spannungsgegenkopplung* mit Paralleleinspeisung erhält man, wenn ein Widerstand R_{GK} vom Kollektor zur Basis geschaltet wird (Bild 3). R_{GK} bildet dann mit dem Eingangswiderstand des Transistors den Gegenkopplungsspannungsteiler und jede Änderung des Kollektorpotentials wird der Basis mit umgekehrtem Vorzeichen mitgeteilt. Ist der Innenwiderstand der Signalquelle klein, findet, wie erläutert, jedoch keine Wechselspannungsgegenkopplung statt. Die Anordnung dient dann in dieser Form der Stabilisierung des Arbeitspunktes und der Widerstand R_{GK} dient gleichzeitig zur Gewinnung der Basisvorspannung. Es handelt sich hier also um eine reine Gleichspannungs- oder auch statische Gegenkopplung.

Wo man wie normal die Basisspannung über einen Basisspannungsteiler erzeugt und der R_i der Signalquelle genügend groß ist, kann man den Gleichspannungsanteil durch einen Kondensator C_{GK} abtrennen, um so nur die Ausgangs-Nf zurückzukoppeln. C_{GK} muß dabei so bemessen sein, daß keine Schwächung der Nf-Spannung im interessierenden Übertragungsbereich eintritt.

Eine *Stromgegenkopplung* mit Reihenaddition erhält man, wenn man den Widerstand R_{GK} in die Emitterleitung einfügt. Er wird wie der Lastwiderstand im Kollektorkreis vom Ausgangsstrom durchflossen, d.h. der an ihm auftretende Spannungabfall u_{GK} wird bestimmt von der Höhe des Ausgangsstromes. Vom Eingang her gesehen liegen u_e und u_{GK} in Reihe und als Steuerspannung u_{st} wird die um die Gegenspannung verminderte Eingangsspannung wirksam. Die Schaltung erlaubt sowohl Wechselstrom- wie auch Gleichstromgegenkopplung und ist um so wirksamer, je niedriger der Innenwiderstand der Signalquelle ist. Man findet diese Anordnung mit kapazitiv überbrücktem Emitterwiderstand – also mit unwirksam gemachter Wechselstromgegenkopplung – in fast jeder Nf-Stufe zur Stabilisierung des Arbeitspunktes.

Eine Gegenkopplung kann auch über mehrere Stufen geführt werden. Um die richtige Phasenlage zu erhalten, kann dabei die Gegenspannung z.B. vom Kollektor der zweiten Stufe zum Emitter der ersten Stufe geführt werden (*Bild 6a*) oder umgekehrt: man leitet die Gegenspannung vom Emitter des zweiten Transistors zur Basis des ersten (Bild 6b). In beiden Fällen wird etwa bei einem positiver Werden der Eingangsspannung der Transistor T 1 weiter aufgesteuert, T 2 dagegen mehr gesperrt. Das Emitter- bzw. Kollektorpotential von T 2 ändert sich entsprechend und wirkt über die Gegenkopplung der Erhöhung der Basis-Emitterspannung von T 1 entgegen.

Die frequenzabhängige Gegenkopplung

Durch Gegenkopplung wird nach (4) die Verstärkung der Stufe geschwächt. Enthält

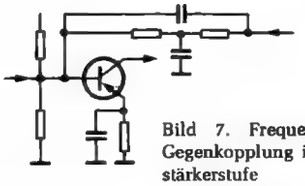


Bild 7. Frequenzabhängige Gegenkopplung in einer Verstärkerstufe

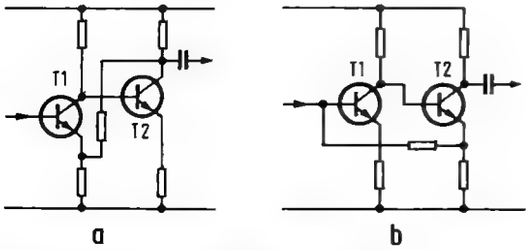


Bild 6. Zwei Beispiele für Gegenkopplung über zwei Stufen

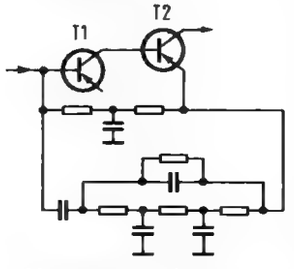


Bild 8. Entzerrung des Wiedergabeverstärkers eines Tonbandgerätes durch Gegenkopplung

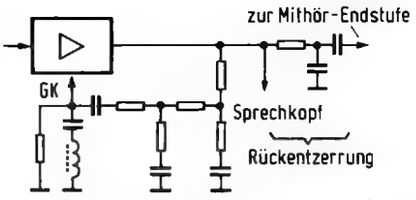


Bild 9. Gegenkopplung im Aufsprechverstärker eines Tonbandgerätes mit Rückentzerrung für Mithörzwecke

der Gegenkopplungskanal nur Glieder mit ohmschen Widerständen, ist die Gegenkopplungswirkung im gesamten Übertragungsbereich gleichmäßig. Zur Beeinflussung des Frequenzganges des Verstärkers – etwa zur Kompensation *linearer* Verzerrungen oder zur Bevorzugung bestimmter Frequenzgebiete z.B. in der Tonbandtechnik – kann man die Gegenkopplung auch frequenzabhängig ausführen. Eine solche Frequenzabhängigkeit wird dadurch erreicht, daß man die anzuhebende Frequenz bzw. das Frequenzgebiet vom Gegenkopplungskanal fernhält (*Bild 7, 8, 9*).

Jede Frequenzbeeinflussung im Zuge einer Gegenkopplung hat allerdings den Nachteil, daß für die nicht gegengekoppelten Bereiche der Klirrgrad wieder ansteigt. Eine lineare Grundgegenkopplung ist daher meist unerläßlich für hochwertige Verstärker. Von Haus aus frequenzunabhängig ist eigentlich nur die Stromgegenkopplung mit Emitterwiderstand. Meist liegen irgendwelche Kapazitäten wie z.B. der oben erwähnte Trennkondensator, andere Kopplungskondensatoren oder auch nur die Schaltkapazität im Gegenkopplungszweig. Diese Kapazitäten bringen eine mehr oder weniger starke Frequenzabhängigkeit in die Schaltung, wobei es auf das Verhältnis des kapazitiven zum ohmschen Widerstand ankommt.

Verkleinert man den Kondensator zum Abtrennen der Gleichspannung, vergrößert sich sein kapazitiver Widerstand besonders im Bereich der niedrigen Frequenzen. Dadurch ändert sich das Spannungsteilerverhältnis für die Tiefen, d.h. diese werden weniger stark gegengekoppelt und damit angehoben. Zu einer Höhenbetonung kommt man, wenn der Widerstand R_{GK} aufgeteilt und von der Trennstelle ein Kondensator gegen Masse gelegt wird. Über diesen Kondensator fließen die hohen Frequenzen ab und werden so aus dem Gegenkopplungskanal entfernt.

Eine Kombination von Höhen- und Tiefenanhebung ist natürlich möglich und wird in der Praxis oft zu finden sein. So wird man etwa eine feste Höhen- und Tiefenkorrektur in den Gegenkopplungsweg legen, während eine einstellbare Entzerrung – etwa der bekannte „Kuhschwanz-Entzerrer" im Verstärkungskanal liegt. Auch der erforderliche Frequenzverlauf im Aufnahme- und Wiedergabeverstärker der Tonbandgeräte wird mit Hilfe einer frequenzabhängigen Gegenkopplung eingestellt und nicht zuletzt findet man Gegenkopplungsanordnungen in den Bildkippendstufen der Fernsehempfänger zur Korrektur der Ablenkströme.

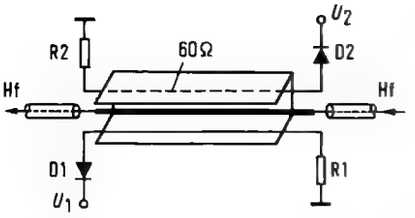


Bild 3. Richtkoppler für UKW

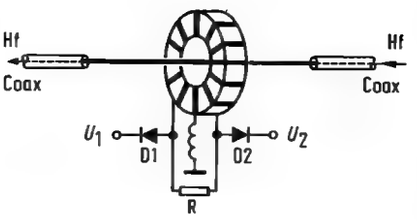


Bild 4. SWR-Brücke mit Toroidspule für KW

$$Q_A = \frac{f_o}{b\,(2:1)} \cdot 0{,}71 \qquad (2)$$

Im Beispiel für einen Dipol:

$$Q_A = \frac{3{,}66\ \text{MHz}}{0{,}33\ \text{MHz}} \cdot 0{,}71 = 7{,}8$$

Man sollte nie im QSO einseitig das SWR für die Resonanzfrequenz angeben, sondern die Güte Q_A über die volle Bandbreite. Je schlechter das SWR an den Bandenden ausfällt [1], desto besser ist die Antenne!

Theoretisch wäre es eleganter, die Bandbreite bei $\sqrt{2} = 1{,}4$ des SWR anzugeben. Das Ablesen ist jedoch beim Wert 2 bequemer und zuverlässiger. Bis zu einem SWR von 2 : 1 sind KW-Antennen gut, bis 3 : 1 durchaus brauchbar.

Wirkungsgrad η

Noch sinnvoller ist es bei Dipolen, statt der Güte (Q_A) sogleich den Wirkungsgrad (η) zu vermerken, d.h. wieviel Prozent der zugeführten Hf-Energie (weit) abgestrahlt werden. Ein SWR von 1:1 bedeutet noch lange nicht, daß alle Energie wirklich herausgeht, weil nichts zurückkommt.

Die in [1] angegebenen Formeln (5a) und (11) wurden jetzt zusammengefaßt. Dann ergibt sich die noch bequemere KY-Näherungsformel (3) für den ungefähren Wirkungsgrad eines Dipols:

$$\text{KY-Formel: } \eta \sim \frac{14{,}5}{b_{(2:1)}} \qquad (3)$$

Im Beispiel für einen Dipol:

$$\eta \sim \frac{14{,}5}{0{,}33} = 44\ \%$$

Es braucht also nur die Zahl 14,5 durch die selbst ermittelte Bandbreite der Antenne dividiert zu werden. Wer es genauer nehmen will, muß den selbst bestimmten Fußpunktwiderstand R_S [3] seiner Antenne berücksichtigen; er ist nicht immer genau 60 Ω, wie hier angenommen wurde.

Der Verlustwiderstand R_V

Abstrahlverluste [1] entstehen hauptsächlich dadurch, daß der Amateur die jeweiligen Erdwiderstände bsi zum reflektierenden Grundwasser an seinem Standort hinnehmen muß, wie sie gerade sind. Wer zufällig gute Grundwasserverhältnisse [1, 2] hat, kommt (neidvoll) gut heraus. Gute Bedingungen sind Zufallserscheinungen. Der Wirkungsrad der Antenne, der Output des Senders und die Richtung der Abstrahlkeulen rangieren an zweiter Stelle. Das SWR kommt an sich erst an dritter Stelle. Erwiesen ist jedoch, daß ein schlechtes SWR über 3:1 TVI und BCI begünstigt. Ein stark fehlangepaßter und fehlabgestimmter Empfänger ist vergleichsweise auch störempfindlicher als ein gut getrimmter. Die Antenne ist eben ein Schwingkreis.

Antennendraht

Vermeidbar sind u.a. die Verluste im Antennendraht. Ein rund 40 m langer Stahldraht, wie er oft aus Festigkeitsgründen für vorgefertigte Antennen benutzt wird, weist einen ohmschen Widerstand von 7 bis 8 Ω (!) auf, also rund das 7fache von Kupferdrähten gleichen Querschnitts. Da der Skin-Effekt den Unterschied noch vergrößert, gehen 5 bis 10 % an Hf nutzlos im Stahldraht verloren. Die Antenne wird allerdings etwas breitbandiger [1].

Die Industrie sollte Amateuren als Vorschlag Antennenlitze mit zerreißfester Stahlseele anbieten, die mit Kupferdrähten oder einem kräftigen Geflecht von versilbertem Kupferdraht (vgl. Koaxkabel) und einem Schutzmantel aus Kunststoff umgeben ist. Oder, warum umgibt man die Stahlseele nicht mit leichten Drähten aus Aluminium? Bei UKW-Antennen verwendet man doch auch Aluminium, ebenfalls beim 20/15/10-m-Beam.

Der Verfasser betreibt mit Erfolg eine extrem leichte Reusenantenne aus Aluminiumdraht. Mitten hindurch führt ein 1 mm dicker Haltedraht aus Stahl. Der Vorteil ist, daß nur geringe Zugkräfte in den Abspannungen auftreten. Eine leichte Antenne läßt sich konstruktiv bequemer hoch bringen als eine schwere. Die Antennenhöhe ist bekanntlich von gravierender Bedeutung. In runden Zahlen bedeutet eine Höhenzunahme unter Amateurverhältnissen um je 3 m rund eine S-Stufe; 6 m ersparen eine Linear-Endstufe. Je höher die Antenne hängt, um so flacher und damit weiter strahlt sie ab.

Wirkungsgrad und S-Meter

Es stimmt theoretisch, daß ein Abfall der Sendeleistung oder des Wirkungsgrades einer Antenne um je 75 % auf 1/4, 1/16, 1/64... des Ursprungswertes den S-Meter-Rapport nur um je eine S-Stufe reduziert. Deshalb „gehen" alle Antennen, ob gute oder schlechte unter normalen und erst recht unter guten Bedingungen.

In der Praxis bedarf dieses Gesetz jedoch einer Einschränkung. Es gilt nur, wenn die QRG absolut sauber ist. Sonst entscheidet der Störpegel. Jede S-Stufe, die darüber liegt, ist dann von ausschlaggebender Bedeutung im DX-Verkehr und im abendlichen QRM. Hier zeigen gute Antennen und/oder Linear-Endstufen erst ihre Vorteile. Mit schlechten Antennen, Mobil- oder QRO-Stationen geht man dann unter.

Der alte Ausspruch: „Gute Antennen sind die besten Hochfrequenzverstärker", behält seine Gültigkeit. Ehe man zur Linear-Endstufe greift, sollte man, soweit es die örtlichen Verhältnisse zulassen, seine Antenne optimieren.

Windom oder W3DZZ?

Die Windom und die W3DZZ stellen elektrisch gesehen einwandfreie Multiband-Kompromisse dar. Die W3DZZ ist mit 33,5 m Spannweite gegenüber der Windom um rd. 20 % kürzer. Das ist oftmals willkommen. Aber ihr Wirkungsgrad geht zurück. Die recht schweren Sperrkreise erhöhen die Zugkräfte in den Abspannseilen beachtlich. Sie gleicht deshalb oft einer *Hängematte*. Der Verlust an mittlerer Höhe setzt den Abstrahlwinkel herauf und den Wirkungsgrad zurück.

Die leichtere Windom läßt sich konstruktiv leichter in einer größeren wirksamen Höhe anbringen. Sie eignet sich daher gut als Urlaubsantenne. Eine Bohnenstange genügt dann als Mast. Nur muß man das Koaxkabel nach unten durchhängen lassen und nicht straff zur Seite ziehen, um einer stark unsymmetrischen Einstrahlung auf den Mantel vorzubeugen (BCI/TVI). Mitunter wirkt dieser Asymmetrie ein Umpolen des ebenfalls nicht völlig symmetrischen Baluntrafos entgegen.

Ihr Wirkungsgrad läßt sich wie bei einem Dipol bestimmen. Für die W3DZZ paßt die Formel (3) nicht, da die Sperrkreisspulen auf

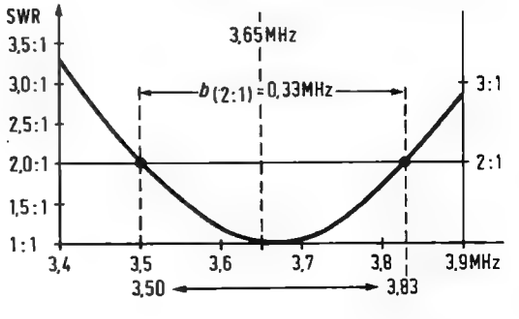


Bild 5. SWR-Kurve zur Ermittlung des $b_{(2:1)}$-Wertes einer Antenne

80 m verkürzend auf die Antenne wirken. Man muß den Wirkungsgrad deshalb um rd. 20 % niedriger ansetzen (4):

KY-Formel für eine W3DZZ:

$$\eta_{W3DZZ} \sim \frac{12{,}0}{b_{(2:1)}} \qquad (4)$$

Sie ist bei gleich hoher Anbringung schmalbandiger als eine Windom. Vorgefertigte Windom-Antennen lassen z.Z. leider nur eine maximale Belastung von 500 W zu. Für höhere Belastungen muß man sich den Baluntrafo selbst bauen [5]. Wer mit einer Multibandantenne nur auf 80 und 40 m arbeiten möchte, sollte zum eindeutigen 80/40-m-Dipol greifen, den man mit über 1 kW belasten darf.

Ungeklärt ist, warum man für eine Windom 41,5 bis 42,5 m Spannweite benötigt, für einen 80-m-Dipol nur knapp 40 m. Je höher und freier die Windom hängt, um so länger [1] muß auch sie bemessen sein.

Literatur

[1] *DJ 2 KY*: Die KW-Amateurantenne als L/C-Kreis. FUNKSCHAU 1976, Heft 2, S. 63...66.

[2] *Maxwell*: cq-DL 1976, Heft 1 u. 2.

[3] *DM 2 ABK*: Antennenhandbuch.

[4] *DJ 2 KY*: Die Windomantenne. QRV 1971, Heft 7 u. 8.

[5] *DJ 2 KY*: Vom Netztrafo zum Baluntrafo. QRV 1972 Heft 11 u. 12. Die Kerne (36 mmØ) sind bei der Firma Elektronik-Obser, 775 Konstanz, Schützenstr. 14, erhältlich.

Berichtigung

In den vorangegangenen Bericht [1] haben sich drei Druckfehler eingeschlichen, die nichts an den Resultaten ändern.
Formel 1: Statt 293 muß es 2,93 heißen.
Formel 4: Die 2 vor f_o muß gestrichen werden.
Formel 13/14: Das Wurzelzeichen muß über die Zahl 4 bzw. 1/4 hinausragen.

Petra im Aufbau

Der neue Speicherring „Petra" bei Desy in Hamburg-Bahrenfeld nimmt Gestalt an. Nachdem seit 1964 im Synchrotron mit hochbeschleunigten Elektronen (7,5 GeV) die Struktur der Kernbausteine abgetastet und neue Teilchen erzeugt worden waren, gelang es 1974, neue Energiebereiche durch Elektron-Positron-Kollisionen im Speicherring Doris zu erschließen. Durch die Entdekkung neuer Teilchen, die auf eine neue Quantenzahl „charm" hinwiesen, im November 1974 begann in der Hochenergiephysik eine aufregende Zeit, die im Juli 1976 durch den Nachweis offenen Charms bei Desy ihren vorläufigen Höhepunkt fand. Es scheint jetzt gesichert zu sein, daß alle bekannten Elementarteilchen aus vier Grundelementen – den Quarks – aufgebaut sind. Das vierte Quark ist dabei Träger der neuen Quantenzahl „charm".

All diese neuen Ergebnisse stärken die Vermutung, daß auch jenseits der jetzt erreichbaren Energien noch nicht das Land Asymptotia beginnt, in dem keine Überraschungen mehr auf uns warten, sondern daß wir bei höheren Energien noch vieles entdecken können, das uns das Verständnis auch für die Dinge um uns erleichtern wird. Zum Beispiel ist es möglich, daß man mit dem neuen Beschleuniger Petra, dessen Bau im Januar '76 begonnen wurde (*Bild*), eine gegenseitige Beeinflussung der sogenannten schwachen Kräfte (verantwortlich für den radioaktiven Zerfall) und der elektromagnetischen Kräfte nachweist. Das würde bedeuten, daß beide nur unterschiedliche Erscheinungsformen ein- und derselben Kraft wären. Dies könnte unser Weltbild wesentlich vereinheitlichen.

Doch das sind Fragen, die frühestens Ende 1979 eine erste Antwort erhalten. Jetzt geht es erst einmal darum, den Rohbau zu vollenden, der den neuen Beschleuniger mit seinen Magneten, Vakuumrohren und Beschleunigungsstrecken aufnehmen soll. Für all diese technischen Komponenten galt es im Sommer 1976, die Aufträge an die Industrie zu vergeben. Da es sich fast in keinem Fall um Katalogware handelte, sondern höchste Anforderungen an die neuesten Entwicklungen gestellt werden, waren die Ausschreibung und das Erstellen der Angebote für Desy-Mitarbeiter und die Industriefirmen harte Arbeit: Nach sorgfältiger Abwägung der Argumente hinsichtlich Preis, Leistung und zu erwartender Zuverlässigkeit fielen die Entscheidungen. Eine bereits langfristig vorher getroffene Entscheidung für eine Firma, wie sie aus dem Text in Heft 17/76 bezüglich der Hochleistungsklystrons herauszulesen war, existierte natürlich nicht. Eine redaktionelle Verkürzung der entsprechenden Valvo-Pressemeldung konnte zu diesem Mißverständnis führen.

Die nächsten zwei bis drei Jahre werden von der Anlieferung und Austestung der verschiedenen Komponenten beherrscht sein. Ob alle Entscheidungen richtig gefällt wurden, wird sich zeigen, wenn Ende 1978 die ersten Teilchen in den neuen Ring Petra eingeschossen werden und wenn Ende 1979 der Experimentierbetrieb beginnen soll. ■

Petra, die Positron-Elektron-Tandem-Ringbeschleunigungs-Anlage wird nach Fertigstellung einen Umfang von 2400 m aufweisen (Aufnahme: Desy. Freigabe Nr. 1458/76, Luftamt Hamburg)

Satelliten-Empfangsstelle in Afrika für Symphonie

Wie mehrfach berichtet, hat die Deutsche Welle in ihrer Relaisstelle Kigali (Rwanda/Zentralafrika) eine Satellitenempfangsstelle für die Übertragung der Hörfunkprogramme aus Köln via deutsch/französischem Gemeinschaftssatelliten „Symphonie" in Betrieb genommen und damit eine gegenüber der Kurzwellenübertragung wesentlich bessere Tonqualität erreicht. Die Leistungsfähigkeit dieser von Siemens entwickelten Anlage mit einem 4,5-m-Spiegel demonstrierte das Unternehmen kürzlich einer Expertengruppe aus 19 Staaten, darunter 14 aus Afrika, in Jaude, der Hauptstadt von Kamerun. Auf zwölf Monitoren wurden Pal- und Secam-Programme vorgeführt, desgleichen SW-Übertragungen. Die Bildqualität war in allen Fällen erstklassig, selbst schwere Tropenregen konnten sie kaum beeinflussen.

Für das kamerunesische Bildungs-Fernsehprogramm „Esope I", das kurz vor der Einführung steht, wird voraussichtlich diese auch leicht im Flugzeug zu transportierende Bodenstation benutzt werden; sie läßt sich in wenigen Stunden betriebsfertig aufbauen. Der afrikanische Staat Gabun will ebenfalls Versuche mit einem Bildungsfernsehen anstellen; großes Interesse zeigten auch der Kongo, Senegal und Uganda. In allen Fällen soll der Satellit „Symphonie" als Übermittler dienen.

Peter Flamm, Carsten Reimer

Universalnetzteil mit Stromregelung

Die folgende Bauanleitung enthält zwei Netzteile, das eine mit einer Festspannung von 5 V, vorzugsweise als TTL-Stromversorgung gedacht, das andere mit einer einstellbaren Spannung von 0...30 V. Auch der Ausgangsstrom läßt sich bei diesem Netzteil auf einen konstanten Wert zwischen wenigen mA und 2 A einstellen.

Bei der Ausgangsstromeinstellung sind zwei Betriebsarten zu unterscheiden. In der Schalterstellung „Stromkonstant" setzt nach Überschreiten des eingestellten Wertes eine Stromregelung ein. In der Schalterstellung „Abschalten" schaltet das Netzteil nach Überschreiten des eingestellten Stromes ab. Jede der Betriebsarten – Spannungskonstant – Stromkonstant – Abschalten – wird durch verschiedenfarbige Leuchtdioden angezeigt.

Es mag verwundern, daß das einstellbare Netzteil mit Einzeltransistoren aufgebaut ist, obwohl heute preiswerte integrierte Spannungsregler zur Verfügung stehen. Sucht man aber nach integrierten Schaltungen, die eine echte *Stromkonstantregelung* (nicht nur Begrenzung) aufweisen, ist die Auswahl schon sehr begrenzt. Möchte man dann noch die Betriebsart „Abschalten" hinzufügen und jede der Betriebsarten durch eine Leuchtdiode anzeigen, sind in den meisten Fällen die notwendigen Schaltungspunkte nicht herausgeführt.

Vergleicht man die Eigenschaften dieser Schaltung mit denen integrierter Spannungsregler, fällt insbesondere der etwas schlechtere Temperaturgang auf. Ein höherer Schaltungsaufwand, etwa durch temperaturkompensierte Z-Dioden oder Doppeltransistoren in einem Gehäuse für die Differenzverstärker, schien uns nicht gerechtfertigt. Es ist für die meisten Hobby- und selbst Laboranwendungen unerheblich, ob die Ausgangsspannung infolge starker Temperaturschwankungen einige mV davonläuft. Das gilt natürlich auch für einen eingestellten Konstantstrom.

Schaltungsbeschreibung

Einstellbares Netzteil

Zur besseren Schaltungsübersicht ist der Hauptstromkreis dick gezeichnet (*Bild 1*). Aus der Trafowicklung 20 V/ 0,1 A wird eine negative Hilfsspannung gewonnen. Diese ist notwendig, um die Ausgangsspannung auf null Volt einstellen zu können. Die Transistoren T 4 und T 5 bilden den Differenzverstärker für die Stromkonstantregelung, die Transistoren T 7 und T 8 bilden den für die Spannungskonstantregelung. Die beiden Längstransistoren 2 N 3055 werden aus der Stromquelle T 2 gespeist. Je nach Strom- oder Spannungsregelung wird über die Transistoren T 5 oder T 8 ein Teil dieses Stromes abgezogen und der Längstransistor damit gesteuert. Als Treibertransistor für die Längstransistoren wurde ebenfalls ein 2 N 3055 gewählt, weil dieser sowohl billiger als auch besser erhältlich ist als übliche Treibertransistoren.

Transistor T 6 übernimmt die Abschaltung in Stellung 2 von Schalter S2. Tritt dieser Fall ein, leuchtet die gelbe Leuchtdiode

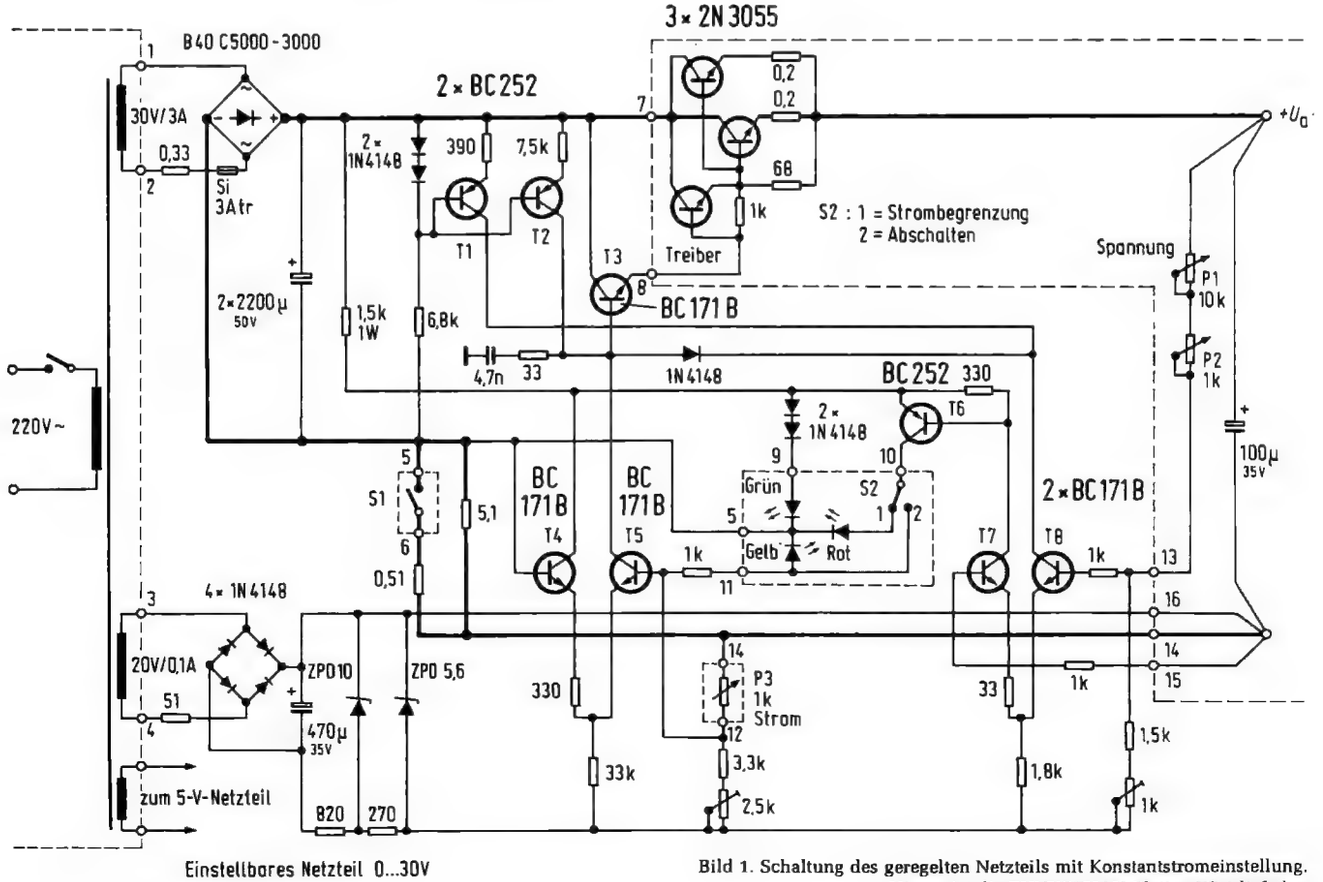


Bild 1. Schaltung des geregelten Netzteils mit Konstantstromeinstellung. Hierzu ist die FUNKSCHAU-Platine FS 4 lieferbar

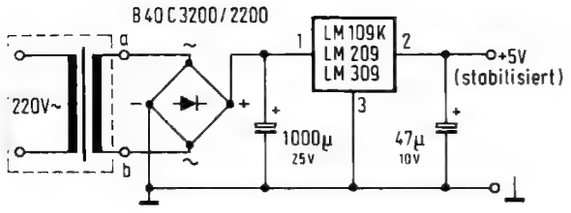


Bild 2. Schaltung des 5-V-Netzteils, aufgebaut auf der Platine ELO 28

auf. In Stellung 1 steuert T 6 die rote Leuchtdiode. Diese leuchtet bei Strombegrenzung auf. Die Betriebsart „Spannungskonstant" schließlich wird durch die grüne Leuchtdiode angezeigt. Die Schaltung ist so ausgelegt, daß jeweils nur eine Diode leuchtet. Wurde das Netzteil in Stellung 2 von S2 abgeschaltet, genügt – nach Wegnahme der Überlast – ein Umschalten in Stellung 1 (Strombegrenzung), um das Netzteil wieder betriebsbereit zu machen. Dieses wird dann durch die grüne Diode wieder angezeigt.

Der Schalter S1 schaltet den Stromeinstellbereich um. Bei geöffnetem Schalter beträgt dieser 0...0,2 A, bei geschlossenem Schalter 0...2 A. Mit dem Trimmer 2,5 kΩ wird der maximale Strom von 2 A eingestellt (z. B. im Kurzschluß in der Betriebsart „Strombegrenzung"). Mit dem Trimmer 1 kΩ wird die maximale Spannung von 30 V eingestellt.

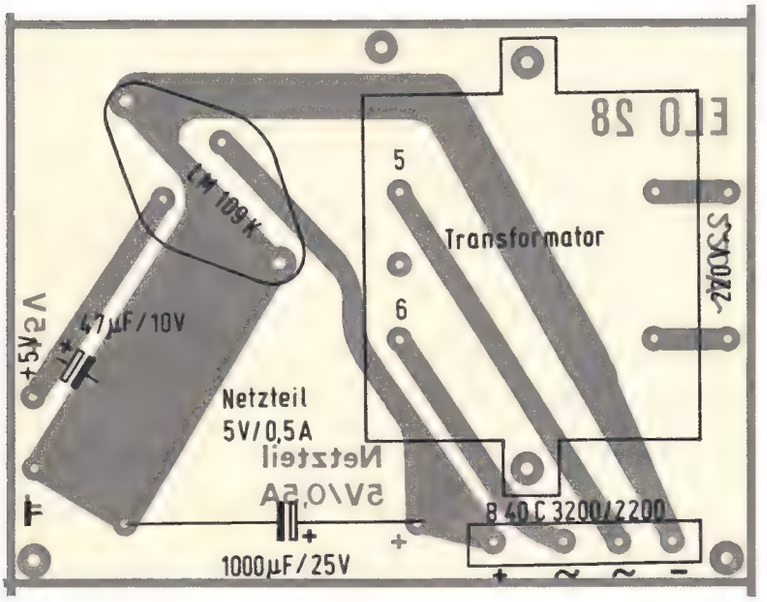


Bild 3. Bestückungsplan des 5-V-Netzteils

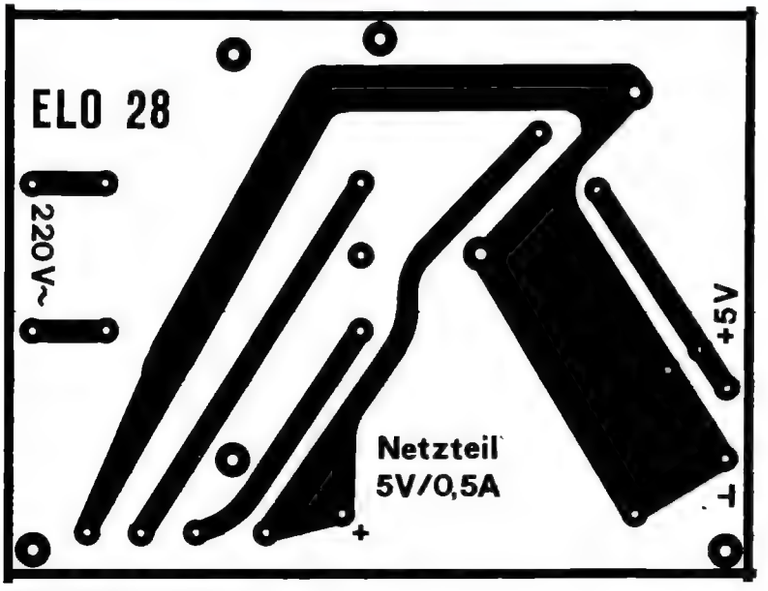


Bild 4. Platine des 5-V-Netzteils

Stückliste der verwendeten Bauelemente

30-V-Netzteil

1	Platine FS 4	
1	Gleichrichter	B 40 C 5000-3000
3	Transistoren	BC 252
5	Transistoren	BC 171 B
3	Transistoren	2 N 3055
9	Dioden	1 N 4148
1	LED	Rot
1	LED	Gelb
1	LED	Grün
1	Z-Diode	ZPD 10
1	Z-Diode	ZPD 5,6
2	Potentiometer	1 kΩ
1	Potentiometer	10 kΩ
1	Trimmer	1 kΩ
1	Trimmer	2,5 kΩ
2	Widerstände	0,2 Ω 1 W
1	Widerstand	0,33 Ω 4 W
1	Widerstand	0,51 Ω 3 W
1	Widerstand	5,1 Ω 1/2 W
1	Widerstand	51 Ω 1/4 W
2	Widerstände	33 Ω 1/4 W
1	Widerstand	68 Ω 1/4 W
1	Widerstand	270 Ω 1/4 W
2	Widerstände	330 Ω 1/4 W
1	Widerstand	390 Ω 1/4 W
1	Widerstand	820 Ω 1/4 W
4	Widerstände	1 kΩ 1/4 W
1	Widerstand	1,5 kΩ 1 W
1	Widerstand	1,5 kΩ 1/4 W
1	Widerstand	1,8 kΩ 1/4 W
1	Widerstand	3,3 kΩ 1/4 W
1	Widerstand	6,8 kΩ 1/4 W
1	Widerstand	7,5 kΩ 1/4 W
1	Widerstand	33 kΩ 1/4 W
2	Elkos	2200 µF 50 V
1	Elko	470 µF 35 V
1	Elko	100 µF 35 V
1	Kondensator	4,7 nF
1	Schalter S 1	1 x Ein
1	Schalter S2	1 x Um
1	Netzschalter	
1	Sicherung mit Halter	3 Atr

1 Netztransformator
Prim.: 220 V
Sek.: 1 x 30 V, 3 A
1 x 20 V, 0,1 A
1 x 7 V, 1 A (nur wenn 5-V-Netzteil gewünscht)
Kern M85b
Fa. U. Weber, 49 Herford, Auf der Freiheit 2

5-V-Netzteil
1 Platine ELO 28
1 5-V-Spannungsregler LM 109 bzw. LM 209 bzw. LM 309
1 Gleichrichter B 40 C 3200-2200
1 Elko 1000 µF, 25 V
1 Elko 47 µF, 10 V

Berichtigung

Voreinstellbarer Frequenzzähler

FUNKSCHAU Heft 15/1976, Seite 645

Außer der bereits erfolgten Berichtigung in Heft 20 haben sich in die Schaltung noch drei weitere Fehler eingeschlichen.
Das obere Lötauge des 4,7-kΩ-Widerstandes, Bild 13 Mitte, muß mit der +10-V-Bahn verbunden werden.
Der Anschluß 7 der IS SN 74 196 ist mit der 0-V-Bahn zu verbinden.
Die Anschlüsse 1, 2 und 3 der IS MK 50 395 sind, wie in Bild 7 dargestellt, mit +10 V zu verbinden.

5-V-Netzteil

Da eine 5-V-Versorgung nicht in allen Fällen gewünscht wird, ist die Platine hierzu nur als Zusatz konzipiert. Verwendung fand die Platine ELO 28, die in Heft 7/76 der Elo ausführlich beschrieben ist (*Bild 2*). Sie ist an der 7-V-Wicklung des Trafos anzuschließen. In diesem Falle kann der Regler LM 109 mit einem Fingerkühlkörper maximal 1 A abgeben. *Bild 3* zeigt den Bestückungsplan und *Bild 4* die Platine des 5-V-Netzteils.

Aufbauhinweise

Alle eingerahmten Schaltungsteile liegen außerhalb der Platine (*Bild 5a* und *Bild 5b*). Für die Trimmer können sowohl welche im 5-mm- als auch im 2,5-mm-Raster eingesetzt werden.

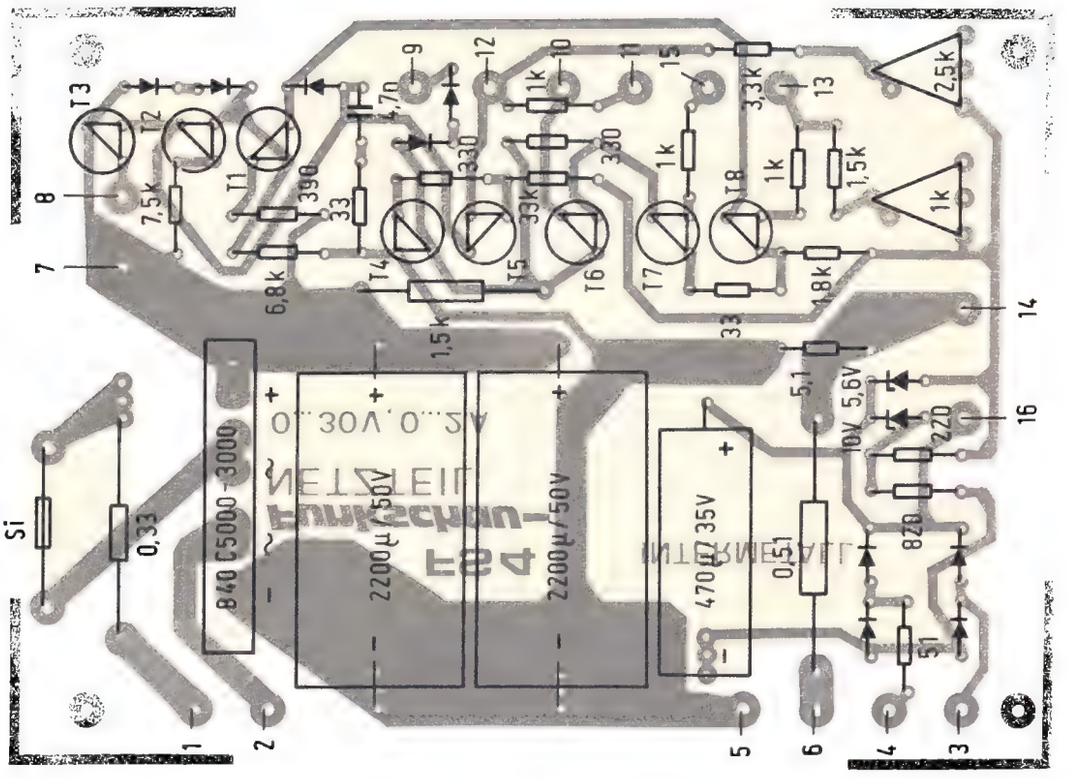


Bild 5a. Bestückungsplan der Platine FS 4

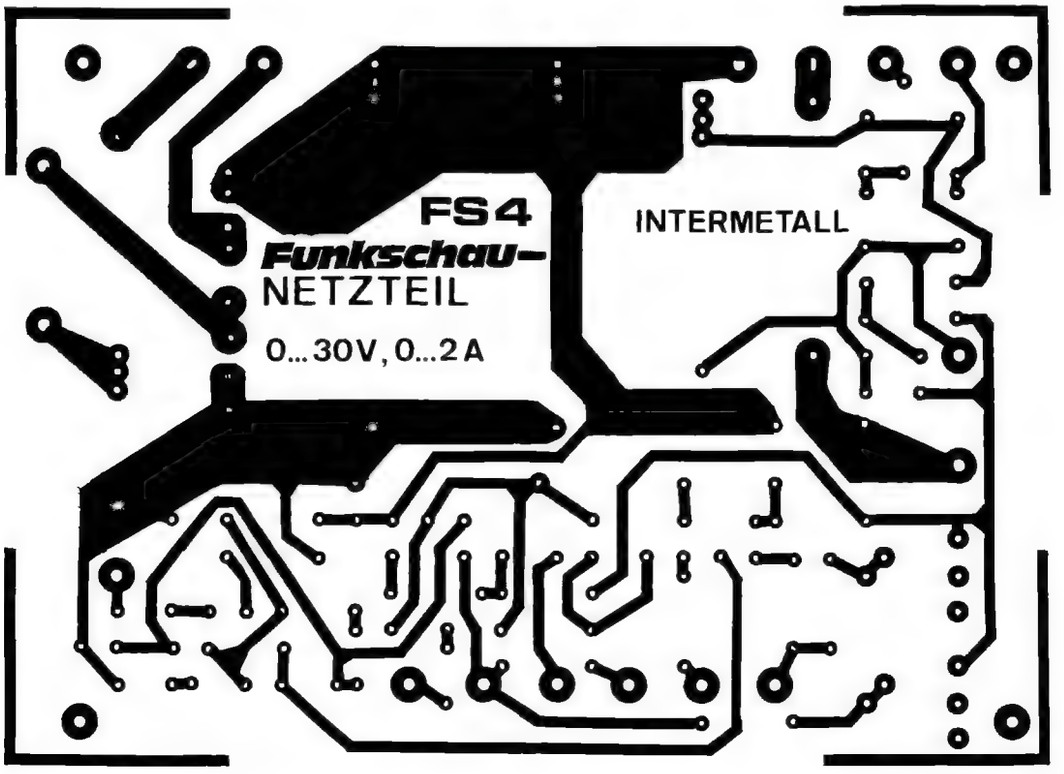


Bild 5b. Platine FS 4 des geregelten Netzteils

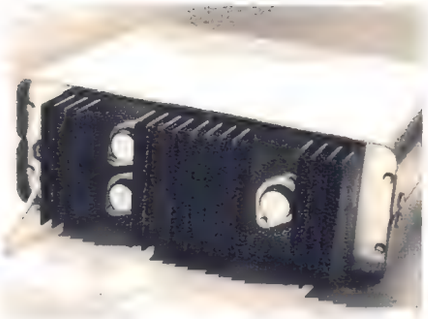


Bild 6. Der Treibertransistor sitzt auf dem Kühlkörper eines der beiden Endtransistoren (Aufnahme: Knauft)

Es ist besonders darauf zu achten, daß die Leitungen 14, 15 und 16 direkt und getrennt an die Minus-Ausgangsbuchse gelötet werden. Ebenfalls ist das obere Ende von P1 direkt an die Plus-Ausgangsbuchse anzuschließen. Die drei Leuchtdioden und der Schalter S2 werden an der Frontplatte entsprechend dem Schaltbild verdrahtet und dann mit den Leitungen 11, 5, 9 und 10 an die Platine angeschlossen. Jeder der zwei parallel geschalteten Leistungstransistoren benötigt einen Kühlkörper mit einem Wärmewiderstand < 2°/W. Auf einem der Kühlkörper sitzt zusätzlich noch der Treibertransistor (2 N 3055) (*Bild 6*).

Wird einer der parallel geschalteten Transistoren weggelassen, beträgt der max. Ausgangsstrom 1 A. In diesem Fall entfallen beide Emitterwiderstände 0,2 Ω. *Bild 7* zeigt das fertige FUNKSCHAU-Netzteil in dem Zeissler-Gehäuse vom Typ 2008/02. Die *Tabelle* nennt die verwendeten Bauelemente. In *Bild 8* ist die fertig aufgebaute Platine FS 4 zu sehen.

Die beiden Instrumente für Spannung und Strom sind folgendermaßen anzuschließen: Das Voltmeter (Meßbereich 30 V) wird direkt an die Anschlüsse der Ausgangsklemmen angelötet. Als Amperemeter dient ein Milliamperemeter (Meßbereich 1 mA), welches, mit einem Vorwiderstand von 2,5 kΩ versehen, zwischen die Anschlüsse 5 und 14 der Platine gelegt wird. Der Pluspol des Strommessers gehört an Klemme 14.

Mit dieser Meßanordnung wird direkt der Spannungsabfall am 0,51/5,1-Ω-Widerstand gemessen. Dadurch erübrigt sich eine getrennte Umschaltung des Meßbereichs des Strommessers, da er immer nur die abfallende Spannung mißt, die maximal bei etwa 1 V liegt. Die Eichung des Strommessers kann entweder mit einem zweiten Strommesser erfolgen oder mit einem genauen Widerstand, der, an die Ausgangsbuchsen angeschlossen, bei einer fest eingestellten Spannung einen definierten Strom fließen läßt.

Reinhard Weiß

Uhrzeit- und Normalfrequenzempfänger für DCF 77 mit Gangreserve

2. Teil

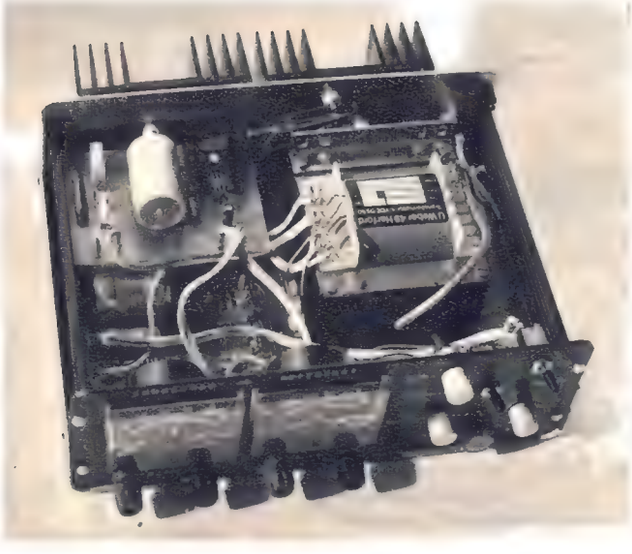
Im vorliegenden zweiten Teil setzt der Autor die Beschreibung der einzelnen Platinen und Stufen des DCF-77-Empfängers fort. An diese Bauanleitung sollten sich, wie bereits erwähnt, nur erfahrene Praktiker mit geeigneten Meßgeräten wagen.

Frequenzdiskriminator, Regelverstärker 7402

Das bandbegrenzte und verstärkte Sendesignal gelangt vom Filterausgang über T1, T2 (Bild 11) auch auf einen Begrenzer IS1. Es wird so stark begrenzt, daß überlagerte Störungen und die Amplitudenmodulation unterdrückt werden. Mit P1 wird der Flankenjitter des Rechtecksignals an Anschluß 9 (IS1) minimal eingestellt. Damit steht am Takteingang 1 von IS4 eine Rechteckspannung mit der Frequenz des Trägers von DCF 77.

IS4 bildet mit IS2, D4, D3 einen Frequenz- und Phasendiskriminator. Er vergleicht die Trägerfrequenz von DCF 77 (Anschluß 1) mit der synthetisch erzeugten Frequenz (Anschluß 5, Punkt 11) von 7306. Ist die Sendefrequenz größer als die synthetischen 77,5 kHz bzw. eilt die Phase des Sendesignals gegenüber der Phase der synthetischen 77,5 kHz vor, ist D3 gesperrt und D4 ist abwechselnd leitend und gesperrt. Der Regelverstärker mit IS3 macht daraus im Mittel eine Regelspannung, die an Punkt 4 negatives Vorzeichen hat (im Normalfall ist die Regelspannung durch P1 (7306) auf 0 eingestellt). Über Punkt 12 (7306) wird der Quarzoszillator dadurch zu höheren Frequenzen hin verstimmt, bis Phasen- und Frequenzgleichheit herrscht. Sind die Frequenz- und Phasenbeziehungen umgekehrt, ergibt sich entsprechend eine positive Regelspannung.

Im Gegensatz zu üblichen Phasendiskriminatoren läßt sich hier eine beliebige Regelzeitkonstante ohne Rücksicht auf den Fang- und Haltebereich der Regelschleife



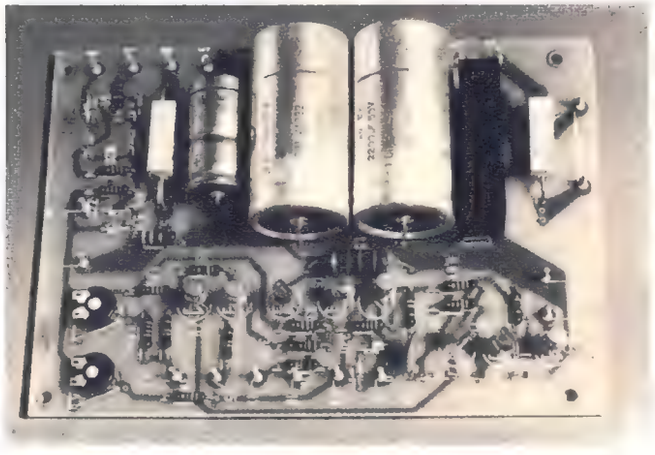


Bild 8. Die Netzteil-Platine FS 4 (Aufnahme: Scholz)

◀ Bild 7. Das fertige Netzgerät mit Spannungs- und Strommesser in einem Zeissler-Gehäuse (Aufnahme: Knauft)

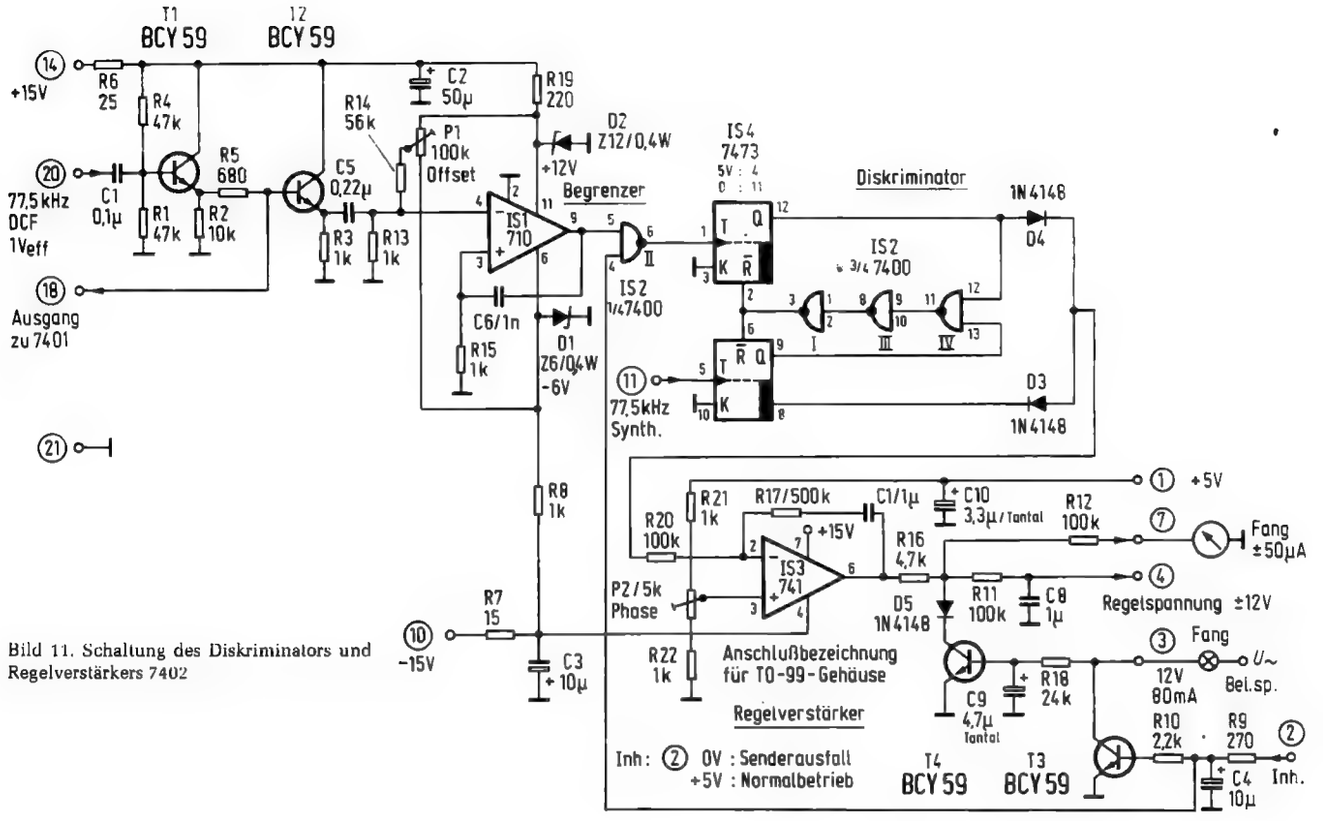


Bild 11. Schaltung des Diskriminators und Regelverstärkers 7402

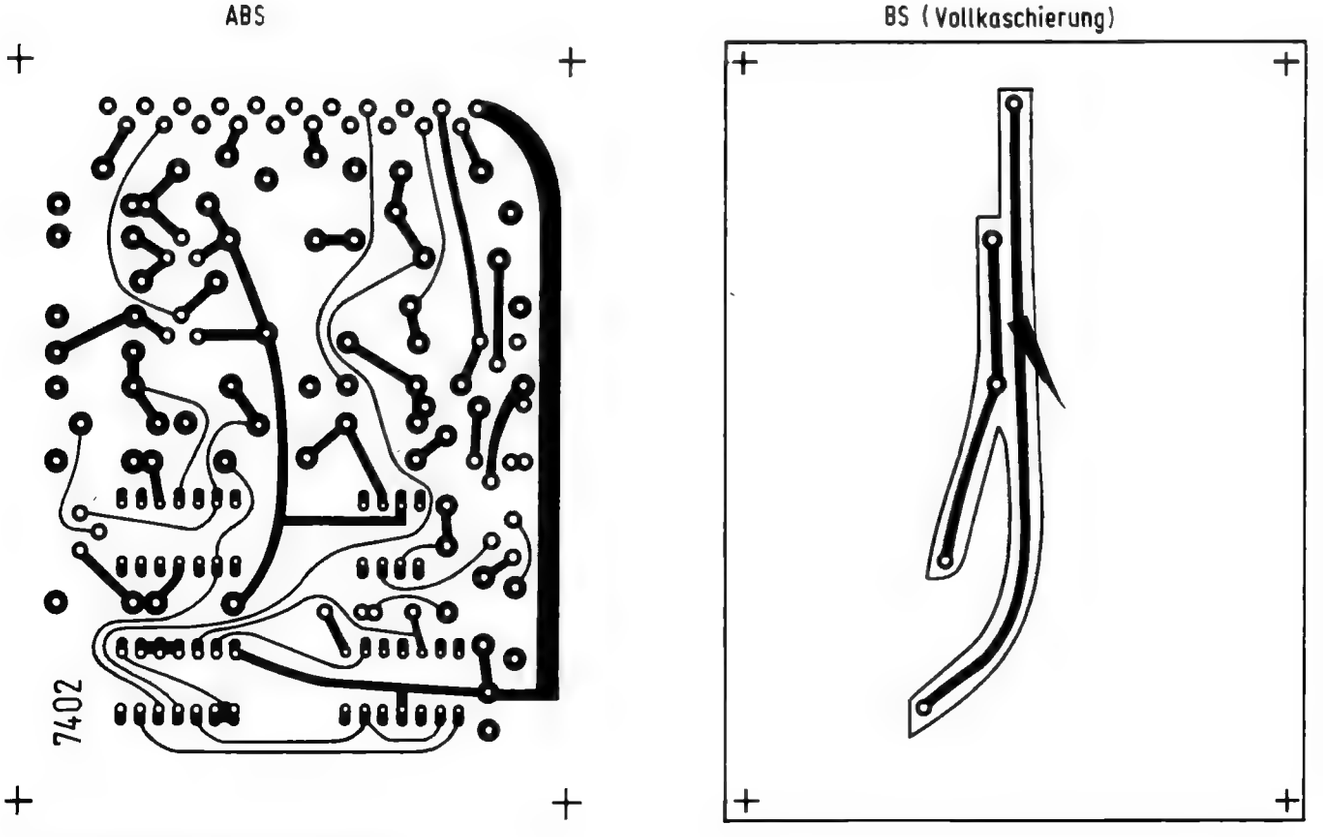


Bild 12. Platine Diskriminator/Regelverstärker

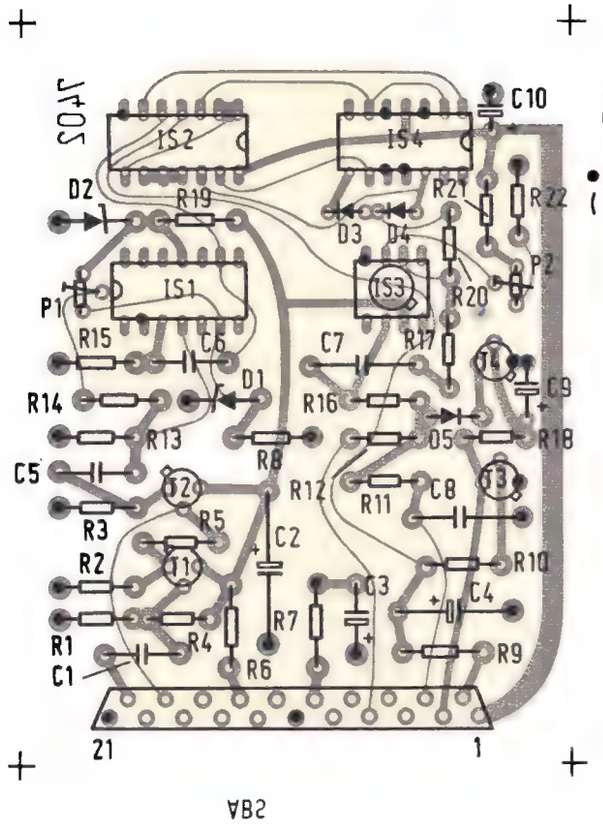


Bild 13. Bestückungsplan zur Platine Bild 12

einstellen. Die Regelzeit hängt u.a. von R20, R17, C7 und R11, C8 ab und läßt sich z.B. durch Vergrößern von C7 und C8 erhöhen.

Der Fangbereich ist so groß wie der Haltebereich und wird nur durch den Maximalhub der Regelspannung und den Eigenschaften des Quarzoszillators bestimmt. Er liegt z.B. bei ± 20 Hz (bezogen auf 1 MHz und $\Delta U_R = \pm 6V$) und ist damit völlig ausreichend. Mit P2 läßt sich die Phasenlage beider Frequenzen abgleichen. Da die Regelspannung im Bereich zwischen ± 12 V liegen kann, müssen C7 und C8 bipolar sein.

Die Transistoren T4, T3 werden vom Inhibit-Signal (aus 7405) an Punkt 2 gesteuert und sorgen beim Senderausfall zwangsweise dafür, daß die Regelspannung etwa 0 V beträgt. Hält man im Normalfall durch entsprechende gelegentliche Justierung des Quarzoszillators (mit P1 auf 7306) die Regelspannung ebenfalls bei 0 V (genaugenommen bei 0,7 V wegen D5), ändert sich die Oszillatorfrequenz beim Senderausfall zunächst nicht. Je nach dessen Dauer driftet die Frequenz dann nur noch mehr oder weniger stark vom genauen Wert weg. Ohne Zwangsschaltung würde der Regler an einen Anschlag laufen und die Quarzfrequenz z.B. um 20 Hz verschieben.

An Punkt 3 wird ein Lämpchen (12 V, 80 mA) zur Beleuchtung des Instruments für die Anzeige der Regelspannung (Fang) angeschlossen. Es verlischt, wenn die Regelschleife vom Inhibit-Signal an Punkt 2 abgeschaltet wird. *Bild 12* zeigt die Platine, *Bild 13* den Bestückungsplan von Diskriminator und Regelverstärker.

Quarzoszillator, Teiler 1 MHz/77,5 kHz (7306)

Der Quarzoszillator schwingt in einer Pierce-Schaltung (*Bild 14*) auf 1 MHz. Das Verhältnis C3/C4 bestimmt den Grad der Rückkopplung und muß experimentell ermittelt werden. Die Schwingfrequenz läßt sich mit der Wahl der Kapazitäten von C3, C4 und der Kapazitätsdiode D beeinflussen (Wirksame Kapazität ist die Reihenschaltung aller drei). Über Punkt 7 gibt man der Diode eine Vorspannung, so daß die an Punkt 12 geschaltete Regelspannung von Platine 7402 bei gerastetem Oszillator etwa 0 V beträgt. Bei günstiger Wahl der Kapazitäten C4, C3 und eventuellem Hinzufügen einer Kapazität C2 (einige pF) läßt sich beim

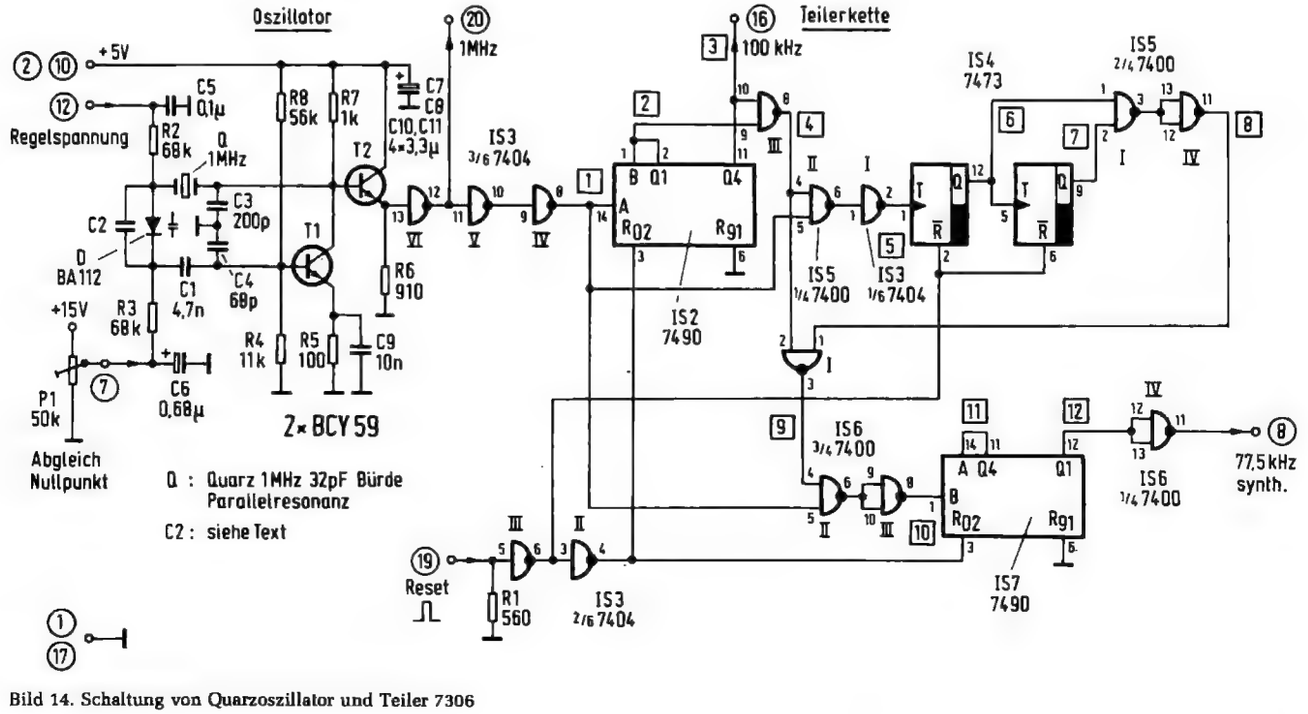


Bild 14. Schaltung von Quarzoszillator und Teiler 7306

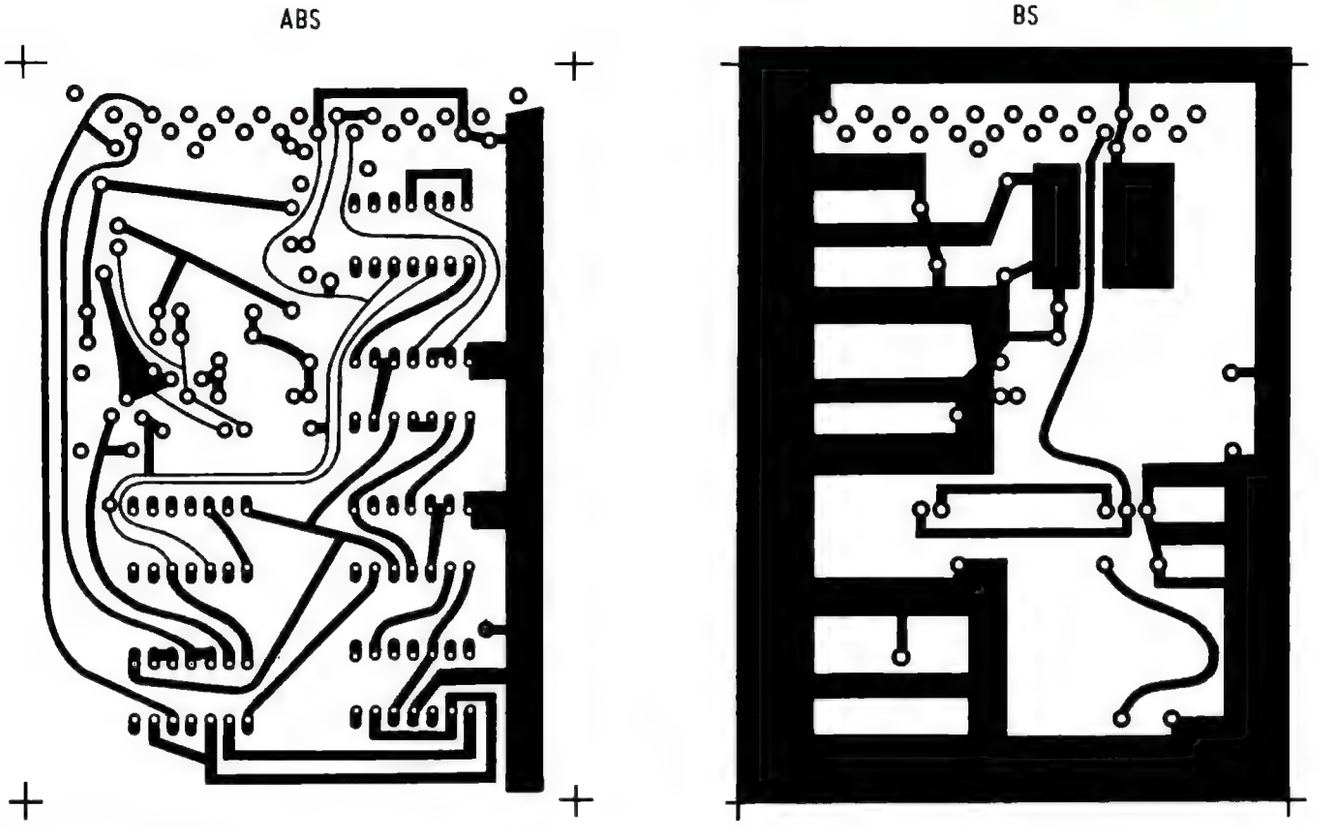


Bild 15. Platine Oszillator/Teiler

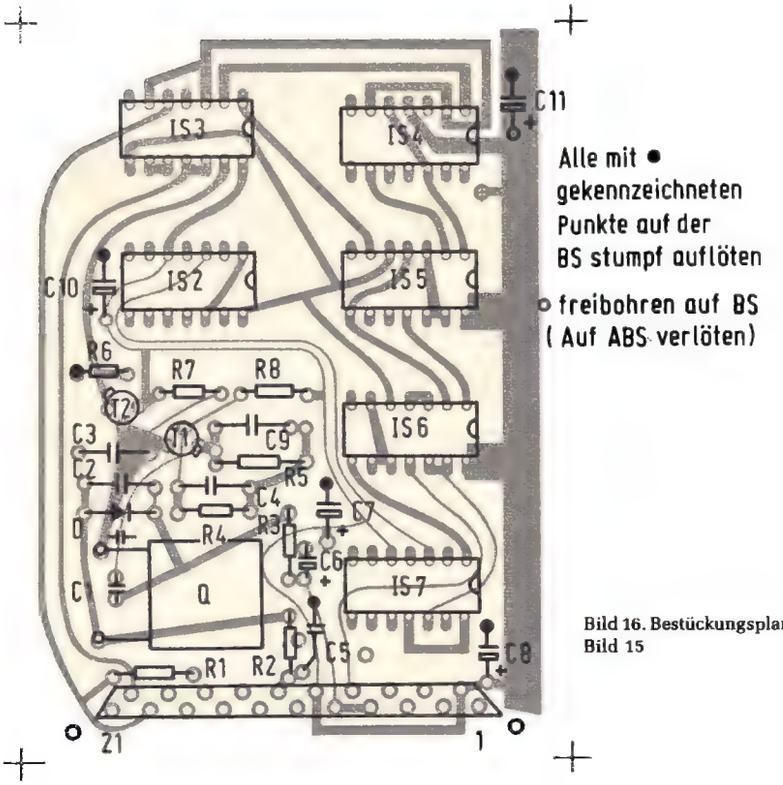


Bild 16. Bestückungsplan zu Bild 15

Durchfahren der Regelspannung z. B. zwischen ± 6 V eine Frequenzänderung des Oszillators von etwa ± 20 Hz erreichen.

T2 dient als Anpassungsstufe zwischen Oszillator und Inverter VI (IS3). Falls das Gatter nicht richtig durchschaltet, muß der Spannungsteiler R8/R4 korrigiert werden. Die nachfolgenden TTL-Bausteine teilen auf digitale Weise die Quarzfrequenz auf 77,5 kHz herunter. Die Funktion dieser quasiperiodischen/aperiodischen Frequenzsynthese ist in [8] beschrieben. Nähere Einzelheiten über die Berechnung solcher Teilerschaltungen sind in [9] nachzulesen.

Prinzipbedingt besitzen die synthetischen 77,5 kHz einen Phasenjitter von 1 µs, dem schwache Seitenbänder im 5-kHz-Abstand entsprechen. Durch die integrierende Wirkung der Frequenzregelschleife 7402 ist das jedoch bedeutungslos. *Bild 15* zeigt die Platine, *Bild 16* die Bestückung von Oszillator/Teiler.

Impulsshift 7403

Die Impulsshift wurde von DJ 1 WM entworfen (*Bild 17*). IS5 bis IS1 teilen 100 kHz auf 1 Hz herunter. Aus der Teilerkette können verschiedene Teilfrequenzen für andere Zwecke (Eichfrequenzen) abgenommen werden (Punkte 12, 13, 15, 16 und 17). Die übrigen TTL-Bausteine bilden die eigentliche Impulsshift. IS8 vergleicht die in IS7 um t_1 verzögerten synthetischen Sekundenim-

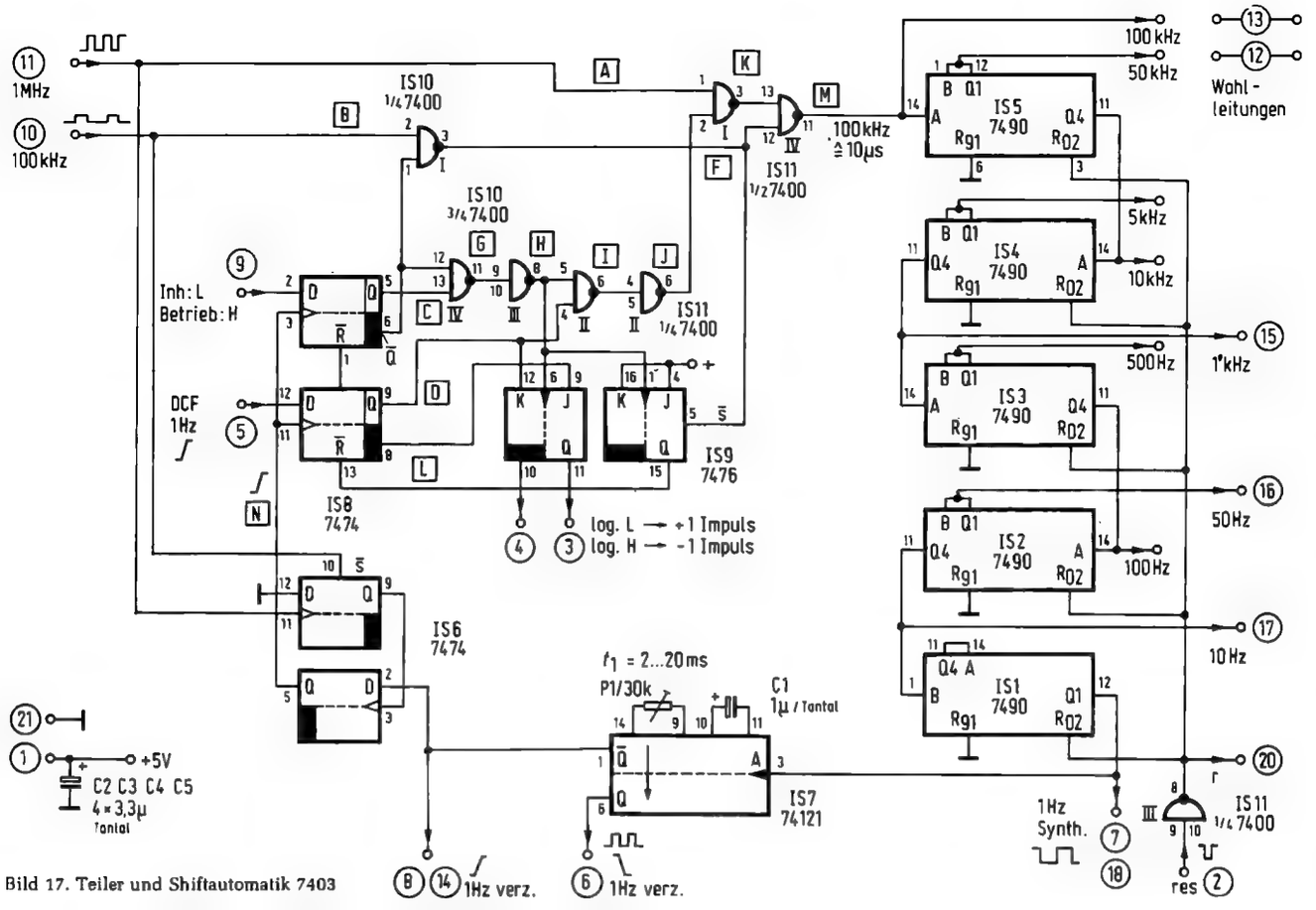


Bild 17. Teiler und Shiftautomatik 7403

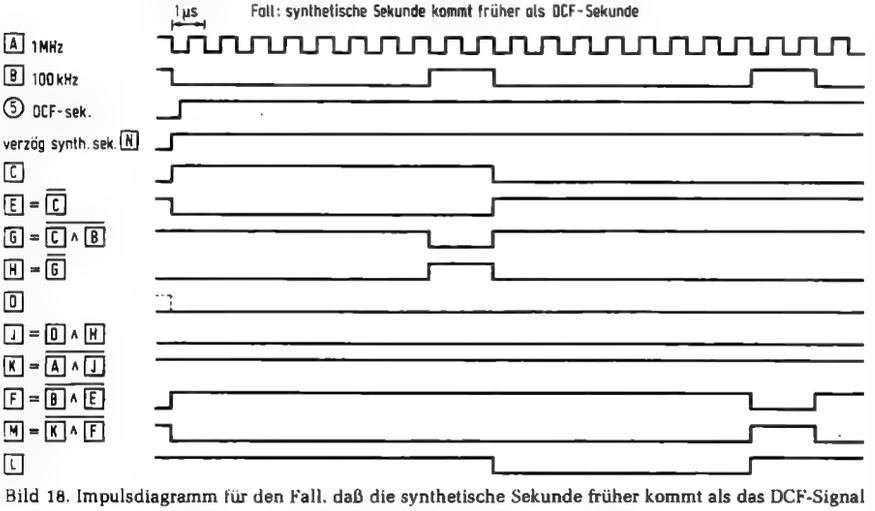


Bild 18. Impulsdiagramm für den Fall, daß die synthetische Sekunde früher kommt als das DCF-Signal

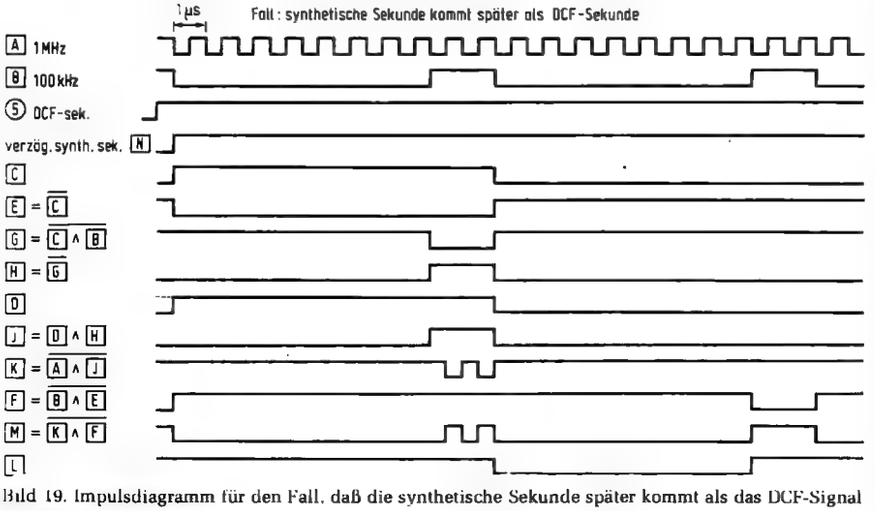


Bild 19. Impulsdiagramm für den Fall, daß die synthetische Sekunde später kommt als das DCF-Signal

pulse (an Anschluß 3/11) mit den Sendesekunden (an Anschluß 12) und sorgt mit den entsprechenden Vergatterungen dafür, daß entweder jede Sekunde an $\overline{M}$ ein 10-µs-Impuls unterdrückt wird oder in einer 10-µs-Periode je Sekunde 2 Impulse durchgegeben werden, so daß die Teilerkette entweder 10 µs nach oder vor geht. Dabei wird die Tatsache ausgenutzt, daß am Ausgang des 7490 (IS2 auf 7306, Punkt 16) der „High"-Zustand genau 2 Eingangstaktimpulse lang ist. Die Funktion läßt sich im einzelnen am Impulsdiagramm klarmachen (*Bild 18* und *19*).

IS6 hat lediglich die Aufgabe, die hinter IS7 entstehenden Sekundenimpulse mit der 100-kHz-Signalfrequenz [B] zu synchronisieren. Die Verzögerungszeit t_1 läßt sich damit quasi-digital in 10-µs-Schritten mit P1 einstellen. t_1 soll die Laufzeit auf der Übertragungsstrecke (z.B. Strecke Mainflingen-Braunschweig etwa 1 ms) und im Empfänger (mit Quarzfilter nach [7] etwa 10 ms) kompensieren. Sofern es notwendig ist, kann sie meßtechnisch bestimmt werden.

An Punkt 7 und 18 stehen um t_1 gegenüber den Sendesekunden voreilende synthetische Sekunden zur weiteren Verarbeitung zur Verfügung. Da nur schrittweise je Sekunde ± 10-µs-Änderungen vorgenommen werden, unterscheidet sich jede synthetische Sekunde von der vorhergehenden nicht oder nur um genau 20 µs, während die empfangenen Sekunden von DCF 77 durch verschiedene Einflüsse um bis zu einige 100 µs voneinander abweichen können. Die Shift bewirkt, daß beide Sekundenarten langfristig übereinstimmen, aber kurzfristig nur geringe Schwankungen der Sekundenphasen vorkommen können (integrierende Wirkung). *(Fortsetzung folgt)*

Dipl.-Ing. Reinhard Gößler

Vollautomatisches Digital-Multimeter im Taschenformat

Das nachfolgend beschriebene FUNKSCHAU-Mini-Meter ist mit Abstand der Höhepunkt in der bisher erschienenen Mini-Geräte-Serie. Es ist ein vollautomatisches Digitalmeßgerät mit einem Anzeige-Umfang von ± 5999 Digits, das die Bereichswahl, die Polaritätsanzeige und den Nullpunktabgleich automatisch vornimmt.

Die konsequente Schaltungsauslegung mit technologisch völlig neuartigen Details ermöglicht den Aufbau eines Subminiaturgerätes, das aufgrund der niedrigen Leistungsaufnahme sogar für Batteriebetrieb geeignet ist. Mit dem parallel angebotenen Bausatz erhält der Hobby-Elektroniker die Möglichkeit, ein Vielfachmeßgerät im Industrie-Standard aufzubauen, das in der vorliegenden Konzeption konkurrenzlos auf dem Markt ist.

Gerätekonzeption

Höchstmögliche Funktions- und Nachbausicherheit standen bei der Auslegung dieses exklusiv für die FUNKSCHAU entwickelten Gerätes im Vordergrund. So sind die im Bausatz enthaltenen Platinen nicht nur gebohrt und zweiseitig beschichtet, sondern erfüllen darüber hinaus mit verzinnter Oberfläche und Durchkontaktierung den hohen Qualitätsstandard von Industriegeräten. Die Schaltungsdimensionierung erfolgte ohne hochgezüchtete Spezialteile, um Preiswürdigkeit und Lieferbarkeit sicherzustellen. So wurde beispielsweise die Meßgenauigkeit nicht sinnlos hochgetrieben, weil dies einen unverhältnismäßig hohen Aufwand bedeutet hätte. Andererseits wurde Wert auf Batteriebetrieb gelegt, damit nicht nur ein leistungsfähiges, sondern auch ein handliches Gerät für den mobilen Einsatz entsteht.

Als zwei Details, die an sich selbstverständlich sein sollten, aber bei den wenigsten Industriegeräten zu finden sind, weist dieses Gerät nur einen einzigen Meßeingang und einen einzigen Kombischalter für die Betriebsartenwahl auf (*Bild 1*). Der kritische Punkt bei Selbstbau-Meßgeräten, die Eichung, bereitet beim Mini-Meter überhaupt keine Probleme; zum Abgleich des fertigen Geräts ist kein Laborgerät höchster Genauigkeit erforderlich, sondern durch eine entsprechende Auslegung genügt als Vergleichnormal eine handelsübliche Quecksilber-Batterie. Die fünf Abgleichpotentiometer sind genau in der Reihenfolge angeordnet, in der sie eingestellt werden müssen. Schließlich sorgt eine 10 mm hohe Anzeige für leichte Ablesbarkeit des Meßwertes und rundet damit die Bedienfreundlichkeit ab. Die technischen Daten nennt die *Tabelle*.

Tabelle der technischen Daten

Automatische Bereichswahl
Automatischer Nullpunktabgleich
Automatische Polaritätsanzeige
± 5999 Digits Anzeige-Umfang
Insgesamt 12 Meßbereiche
Gleichspannungsmessung:
± 0,5...599 V; kleinste Auflösung 0,1 mV
Eingangswiderstand > 1,1 MΩ
Gleichstrommessung:
± 0,5...599 mA; kleinste Auflösung 0,1 µA
Spannungsabfall ≤ 60 m V
Widerstandsmessung:
0,5...599 kΩ
Basisgenauigkeit: 1 %
Drei Stromversorgungen möglich:
Zwei interne 9-V-Kompaktbatterien
Anschluß an das FUNKSCHAU-Mini-Netzteil
Anschluß an Mikro-Netzteil im Schukostecker
Leistungsaufnahme: 500 mW (!)
Eine Eingangsbuchse für alle Bereiche

Um die gesamte Schaltung einschließlich der Batterien in einem Volumen von nur 300 cm^3 (!) unterzubringen, ist ein sehr kompakter Aufbau erforderlich. Die vier Platinen sind, nach Funktionsgruppen aufgeteilt, in Sandwich-Bauweise angeordnet (*Bild 2*), wobei die Verbindungsleitungen gleichzeitig die mechanische Halterung darstellen. Aus der Baugruppenbezeichnung (*Bild 3*) geht die Schaltungsaufteilung hervor; die in Klammern angegebenen Bauteilbezeichnungen beziehen sich auf den Gesamtschaltplan, der später im Detail vorgestellt wird. Die erste Ziffer einer Bauteilbenennung weist immer auf die Platinen-Nummer, auf der das betreffende Teil eingelötet ist.

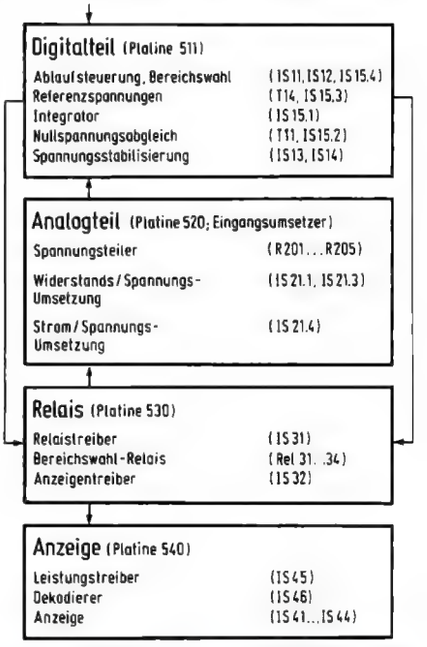


Bild 3. Aufteilung der Gesamtschaltung nach Funktionsgruppen

Bild 1. Das FUNKSCHAU-Mini-Meter ist ein hochwertiges Meßgerät im Miniaturformat

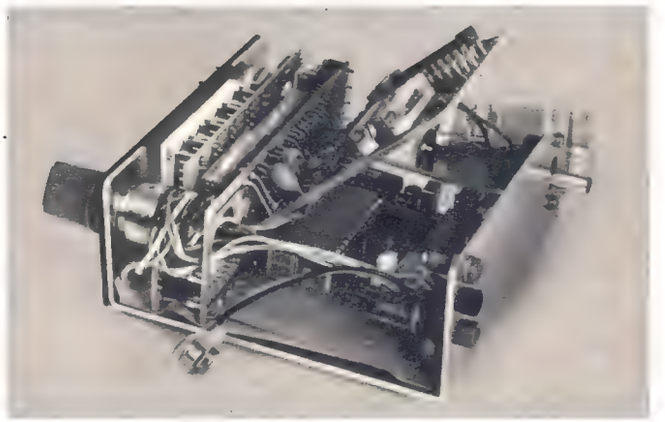


Bild 2. Die vier Platinen sind sehr kompakt angeordnet

Die Platinen-Numerierung erfolgt bei den Mini-Geräten nach einem einheitlichen Schema; die erste Ziffer bezeichnet das Gerät selbst (das Mini-Meter ist das fünfte innerhalb dieser Serie [1, 2, 3, 4]), und die zweite Ziffer numeriert die zu dem Gerät gehörenden Platinen. Die letzte Ziffer schließlich hat nur für die Serienfertigung eine Bedeutung; sie gibt den Änderungszustand der jeweiligen Platine an.

A/D-Umsetzung

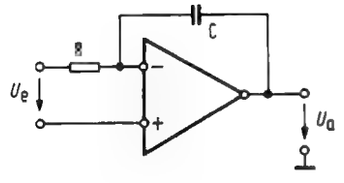
Ehe der in analoger Form vorliegende Meßwert digital verarbeitet und angezeigt werden kann, muß eine Analog/Digital-Umsetzung erfolgen. Dazu sind verschiedene Verfahren denkbar, von denen das Zweirampen-Verfahren (*dual-slope*) wegen der geringen Anforderung an die Bauelemente besonders vorteilhaft ist [5]. Die physikalischen Zusammenhänge bei der Meßwertbildung sollten zumindest nachvollzogen und verstanden sein, um den Bausatz nicht nur stur zusammenzulöten. So wird von selbst schon sehr schnell deutlich, an welchen Punkten der Schaltung sich Aufwand lohnt und wo andererseits Kompromisse erforderlich sind.

Das Ziel einer A/D-Umsetzung ist es, zu einer Meßspannung U_x einen digitalen Wert von x Schritten zu finden, der proportional zur angelegten Spannung verläuft. Beim Zweirampen-Integrationsverfahren spielt sich dieser Vorgang in zwei Meßphasen ab. Während der Phase 1 mit der *festen Zeitdauer T* liegt am Eingang eines Integrators (*Bild 4*) die Meßspannung U_x. Beginnend bei entladenem Kondensator ($U_a = 0$) stellt sich nach der Zeit T am Integrator-Ausgang folgende Spannung U_a ein:

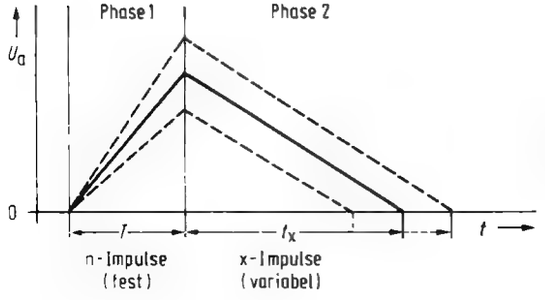
$$U_a = \frac{1}{R\,C} \int_0^T U_e \cdot dt \qquad (1)$$

Da eine Gleichspannung U_x anliegt, vereinfacht sich Gleichung (1) zu

$$U_a = \frac{T}{R\,C}\,U_x \qquad (2)$$



◀ Bild 4. Prinzipschaltung eines Integrators



◀ Bild 5. Meßprinzip bei der Zweirampen-Integration

Während der Meßphase 2 wird an den Integrator eine *feste Referenzspannung* U_{ref} angelegt, deren Polarität umgekehrt zur Meßspannung U_x ist; daraus resultiert eine Entladung des Kondensators auf Null, deren Zeitdauer t_x vom Wert U_a bei Beginn der Phase 2 abhängt (*Bild 5*). Für diesen Zweig kann die Gleichung (1) umgestellt werden auf

$$U_a = -\frac{t_x}{R\,C}\,U_{ref} \qquad (3)$$

Da Auf- und Abintegration über den betragsmäßig gleichen Spannungsbereich U_a verlaufen, erhält man durch Gleichsetzen der Gleichungen (2) und (3) die Beziehung

$$\frac{t_x}{T} = \frac{U_x}{U_{ref}} \qquad (4)$$

Die Messung der Zeiten t_x bzw. T erfolgt digital durch Takten eines Zählers, der in der Zeit T die stets feste Anzahl von n Schritten durchläuft und der während der Zeit t_x von Null bis zum Stand x zählt; bei konstanter Taktfrequenz gilt

$$\frac{n}{T} \approx \frac{x}{t_x} \qquad (5)$$

Die Verknüpfung der Gleichungen (4) und (5) führt zu der Beziehung

$$x = \frac{n}{U_{ref}}\,U_x \qquad (6)$$

Darin sind die Größen n und U_{ref} konstant, so daß hiermit die gewünschte Proportionalität zwischen analogem Meßwert U_x und digitalem Zählerstand x hergestellt ist.

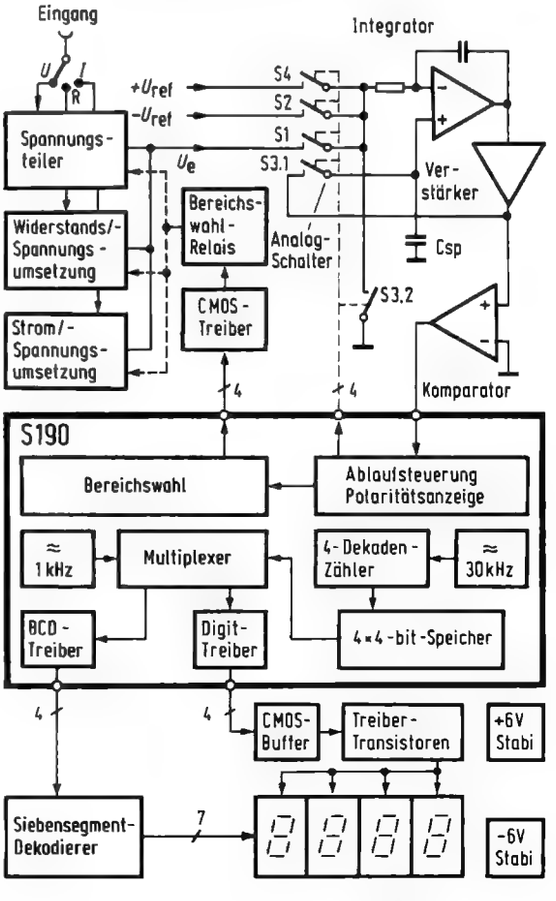
Der im Mini-Meter eingesetzte zentrale Steuerbaustein S 190 von Siemens sieht für n eine Schrittzahl von 3000 vor; um einen „geraden" Zusammenhang zwischen x und U_x zu erhalten, soll U_{ref} hierbei 0,3 V betragen; mit diesen beiden Werten ergibt sich für Gleichung (6) ein Proportionalitätsfaktor von 10 000:

$$x = \frac{3000}{0{,}3}\,U_x = 10\,000 \cdot U_x \qquad (7)$$

Diese Gleichung besagt, daß eine Meßspannung U_x von 0,198 V zu einer Anzeige x von 1980 führt. Hieraus wird auch erkennbar, warum U_x maximal nur 0,6 V betragen darf: Der interne Zähler besitzt vier Dekaden, d.h. in 10 000 Zählschritten ist er von Null über 9999 wieder auf Null durchgelaufen; 3000 Schritte sind für die Aufintegration festgelegt, und die Abintegration bei U_x = 0,6 V dauert gemäß Gleichung (7) 6000 Schritte. Die dann noch verbleibenden 1000 Schritte sind für den Nullspannungsabgleich reserviert.

Der Anzeige-Umfang von maximal ± 5999 Digits ist für Betriebsmeßgeräte außergewöhnlich groß und führt zu einer sehr feinen Auflösung des Meßwertes, die im kleinsten Bereich 0.1 mV beträgt.

Bild 6. ▶ Blockschaltung des Gerätes



Steuerbaustein S 190

Der Steuerbaustein S 190 ist eine Eigenentwicklung der Firma Siemens und gehört in seiner Leistungsfähigkeit zu den modernsten IS auf diesem Gebiet. Er ist in p-Kanal-MOS-Depletion-Technologie auf einem etwa 10 mm² großen Chip aufgebaut und enthält rund 1500 Transistorfunktionen! Im Betrieb nimmt die Schaltung nur etwa 50 mW Leistung auf und legt damit den Grundstein für einen extrem leistungsarmen Gesamtaufbau.

Die Funktionen dieser IS sind im Blockschaltbild des Mini-Meters eingetragen (*Bild 6*). Daraus geht hervor, daß der interne Vier-Dekaden-Zähler von einem 30-kHz-Oszillator getaktet wird und seine 16-bit-Ausgangsinformation am Ende der Meßphase 2 in einen 4 x 4-bit-Auffangspeicher gelangt. Die Wahl der Taktfrequenz von 30 kHz hat einen wohlüberlegten Grund: Die 3000 Zählschritte während der Aufintegration der Eingangsspannung dauern bei 30 kHz genau 100 ms; dies ist ein Vielfaches der Periodendauer der Netzwechselspannung, deren Einfluß bei der Integration, etwa durch Brummüberlagerung, sich dadurch eliminiert. Zur Ansteuerung einer vierstelligen Anzeige liefert die IS bereits die aufbereiteten Multiplexsignale D 1'...D 4' für die Digits und Q_A'...Q_D' für die Zifferninformation; die Striche an den Ausgangsbezeichnungen zeigen an, daß diese Signale noch gepuffert werden müssen, ehe sie zur Ansteuerung dienen können.

Eine interne Logik sorgt dafür, daß bei Meßergebnissen von über 5500 und unter 500 der nächst niedrigere bzw. höhere Meßbereich (MB 1...MB 4) bei den Eingangsumsetzern gewählt wird. Dies geschieht nach der manuellen Einstellung der Betriebsart (U-, R- bzw. I-Messung) automatisch, ebenso wie die Polaritätsanzeige vollautomatisch erfolgt. Tritt im höchsten Meßbereich immer noch eine Überschreitung der Bereichsgrenze auf, dann blinkt die Anzeige und signalisiert damit den Überlauf. Dies ist beispielsweise bei Widerstandsmessung und offenem Eingang der Fall (R = ∞).

Meßablauf

Von den fünf gezeichneten Analogschaltern sind nur S 3.1 und S 3.2 immer gleichzeitig eingeschaltet, von den übrigen drei ist jeweils nur einer aktiv. Während der Meßphase 1 legt S 1 die Eingangsspannung U_e an den Integrator; bei positiven Werten von U_e liegt während der Phase 2 die negative Referenzspannung $-U_{ref}$ über S 2 am Integrator. Ist U_e negativ, leitet während der Phase 2 der Schalter S 4, um die Ladespannung am Integrationskondensator wieder auf Null zu bringen. Der Komparator detektiert den Nulldurchgang der Integrator-Ausgangsspannung und löst den Speicher-Übernahme-Impuls und die Polaritätsanzeige im S 190 aus. Während der dritten Phase des Meßzyklus' legt S 3.2 den Integrator-Eingang an Null, um den Fehlspannungsabgleich durchzuführen. Das geschieht dadurch, daß eine von Null abweichende Spannung am Ausgang des Integrators über den Verstärker und S 3.1 den Speicherkondensator C_{sp} so lange auf- bzw. entlädt, bis die Differenzspannung an den Integrator-Eingängen zu Null geregelt ist.

Während der anschließenden Meßphasen 1 und 2 hält C_{sp} diesen Spannungswert als „schwimmende Referenz" fest, ehe es im folgenden Zyklus zu einem erneuten Abgleich kommt. Dieses Verfahren des kurzzeitigen Abtastens und anschließenden Haltens (*sample and hold*) einer Spannung wird in der elektronischen Meßtechnik sehr häufig eingesetzt, um, wie hier gezeigt, einen automatischen Offsetabgleich durchzuführen. Es sei noch einmal darauf hingewiesen, daß während des Fehlspannungsabgleichs die Integrator-Eingänge selbst nicht unbedingt auf Nullpotential liegen müssen, sondern daß nur die Differenzspannung zwischen beiden Eingängen Null sein muß.

Bei fehlendem Eingangssignal in den Spannungs- und Strommeßbereichen müßte die Anzeige exakt „0000" betragen; tatsächlich aber tritt eine Abweichung von 2...3 Digits auf, die primär von der begrenzten Arbeitsgeschwindigkeit der eingesetzten Bauteile herrührt. Da diese Abweichung nur einem Fehler von 300 µV bzw. 300 nA (!) entspricht, soll sie in Kauf genommen werden; ein erhöhter Bauteileaufwand erscheint bei diesem Fehler von 0,05 % (!) nicht gerechtfertigt.

Eingangsumsetzer

Der Meßaufbau mit dem Integrator ist nur für die Verarbeitung von Spannungen in einem sehr kleinen Bereich von 0...0,6 V geeignet. Sollen höhere Spannungen oder Ströme bzw. Widerstände gemessen werden, ist eine Umsetzung auf Spannungswerte in diesem Bereich notwendig. Dazu sind auf der Platine 520 die entsprechenden Schaltungsfunktionen untergebracht, und die jeweilige Bereichsanwahl erfolgt, vom zentralen Baustein S 190 gesteuert, über Relais (*Bild 7*). Diese Relais lassen sich übrigens nicht durch Halbleiter-Analogschalter ersetzen, wie dies bei den Schaltern S 1...S 4 in Bild 6 möglich ist; der viel zu hohe und stark schwankende Einschaltwiderstand der Halbleiterschalter läßt deren Einsatz im Strom- bzw. Widerstandsmeßteil nicht zu, abgesehen davon, daß sie die dort auftretenden maximalen Ströme nicht mehr schalten können. In Bild 7 ist außerdem die Belegung des Betriebsartenwahlschalters eingetragen, der kombiniert ist mit dem Ein/Ausschalter des Geräts.

Bei der Berechnung der Teilerwiderstände wurde große Sorgfalt verwendet. Nur ein einziger von den insgesamt 21 Meßwiderständen weist einen „krummen" Wert auf, ist aber problemlos selbst herstellbar. *Bild 8* zeigt die Prinzipien der Eingangsumsetzter, die in Anlehnung an [7] realisiert wurden.

Gesamtschaltung

Zur Verbindung der Platinen untereinander ist eine Bus-Struktur geschaffen worden, bei der jede Anschlußnumerierung mit der entsprechenden auf der zugehörigen Platine korrespondiert.

Digitalteil (Platine 511)

Die Referenzspannung von + 0,3 V entsteht durch Spannungsteilung (R 11/P 11) an der Arbeitsspannung der Z-Diode D 11, in die vom Transistor T 14 ein Konstantstrom eingespeist wird (*Bild 9*). Der daran ange-

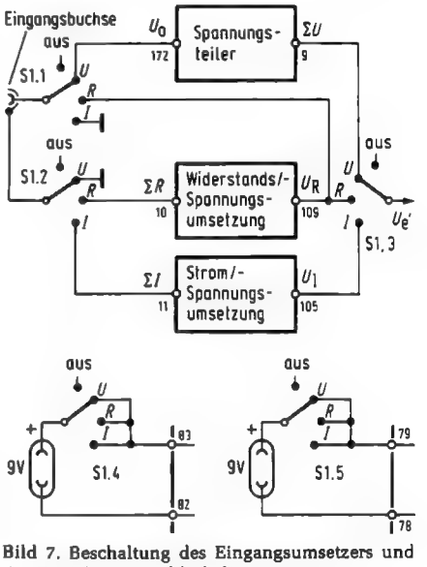


Bild 7. Beschaltung des Eingangsumsetzers und des Betriebsartenwahlschalters

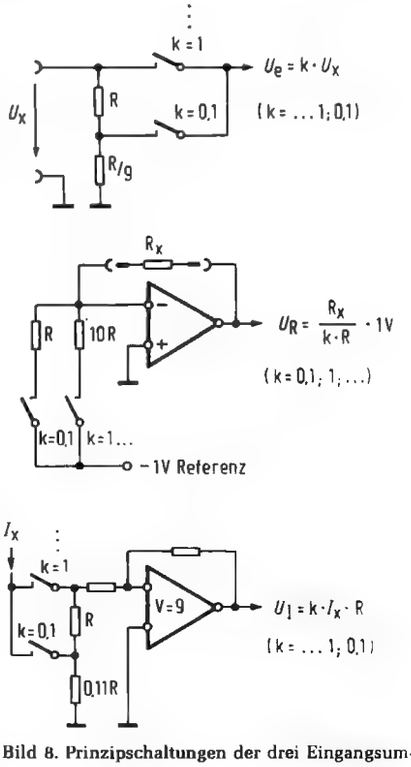


Bild 8. Prinzipschaltungen der drei Eingangsumsetzer

schlossene Operationsverstärker IS 15.3 invertiert diese Gleichspannung und stellt damit die negative Referenz zur Verfügung. Vier der Analogschalter aus Bild 6 sind in der IS 4066 enthalten; Schalter S 3.2 wird durch den Feldeffekttransistor T 11 realisiert. Die paarweise geschalteten Transistoren T 12/T 15 und T 13/T 16 bilden Treiberstufen mit extrem hohem Eingangswiderstand, um die Meßwertaufbereitung von den Vorstufen zu entkoppeln. Sie sind nach dem Prinzip aufgebaut, das die bereits mehrere Jahre alte Schaltung TAA 320 verwendet [8]. Zwischen Aus- und Eingang dieser Pufferstufen besteht eine Potentialdifferenz von ca. + 2 V, so daß die Eingänge von IS 15.1 gleichspannungsmäßig „hoch" liegen. Das ist funktionell absolut zulässig (siehe Bild 4), weil für das Verhalten des Operationsverstärker-Ausgangs nur die Differenzspannung zwischen den Eingängen maßgebend ist. Die Integrations-Zeitkonstante von IS 15.1 wurde mit 150 kΩ × 100 nF so gewählt, daß die Ausgangsspannung U_a während der Integrationszeit von 100 ms stets innerhalb des linearen Arbeitsbereichs von IS 15.1 liegt; nach Gleichung (2) resultiert daraus

$$U_{a(max)} = \frac{100\ ms}{R\,C}\,U_{x(max)}$$

$$= \frac{100\ ms}{15\ ms}\,0{,}6\ V = 4\ V \qquad (8)$$

Analogteil (Platine 520)

In Verbindung mit den Prinzipdarstellungen aus Bild 8 geht aus *Bild 10* die detaillierte Arbeitsweise der Eingangsumsetzer hervor. Der Spannungsteiler (R 201...R 205) könnte ohne weiteres auch um den Faktor 10 hochohmiger aufgebaut werden; auf der Platine ist dazu der Platz für die größere Bauform der Widerstände vorgesehen. Bei Verwendung eines 10-MΩ-Widerstandes hoher Präzision stößt man allerdings schon an die Grenzen dessen, was technisch sinnvoll realisierbar ist: Herstellungstoleranz, Stabilität und allein der Isolationswiderstand sind in dieser Größenordnung nicht mehr ohne weiteres zu handhaben. Dementsprechend hoch ist der Preis für ein solches Bauelement, der weit außerhalb annehmbarer Grenzen liegt.

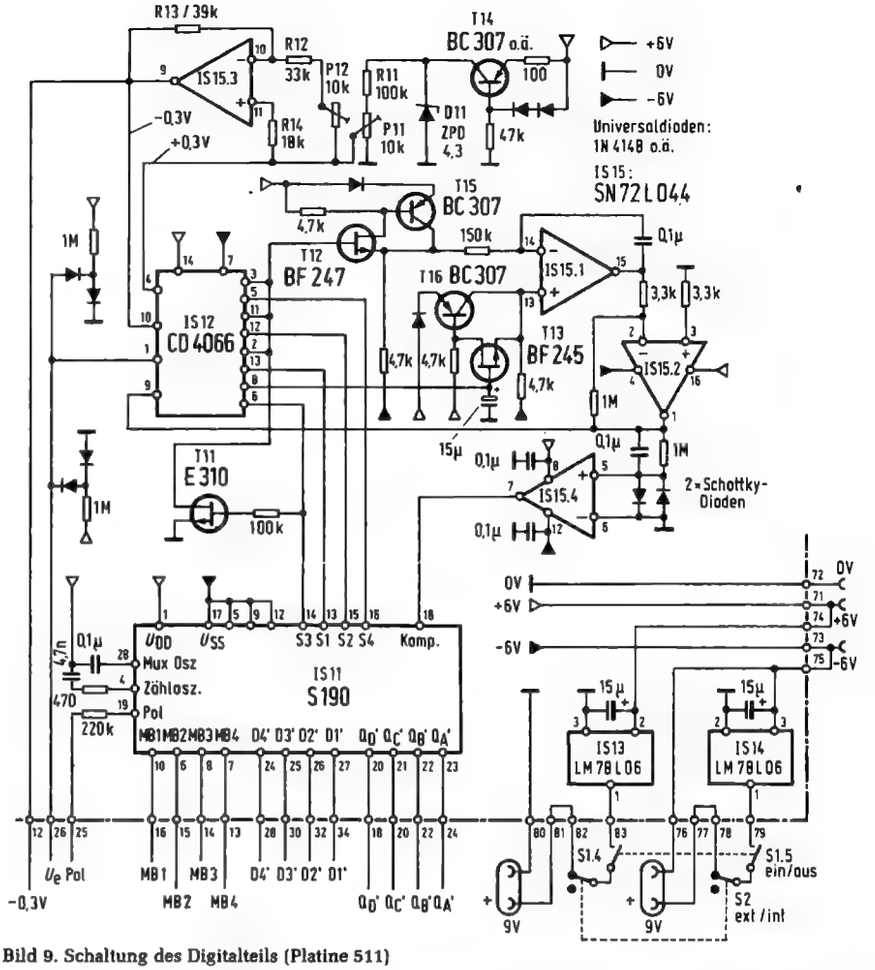


Bild 9. Schaltung des Digitalteils (Platine 511)

Zur Widerstands/Spannungs-Umsetzung erzeugt IS 21.3 eine Referenzspannung von –1,0 V. In Verbindung mit den Bezugswerten R 209...R 212 stellt sich mit dem unbekannten Widerstand R_x im Rückkopplungszweig am Ausgang von IS 21.1 eine Spannung U_R ein, die proportional zu R_x verläuft.

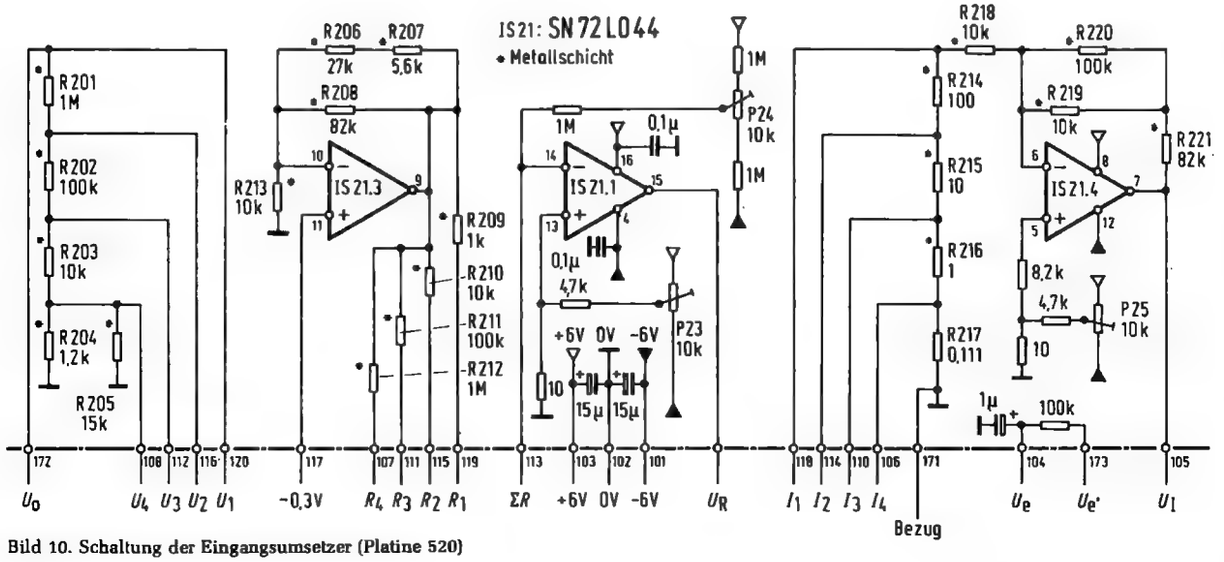


Bild 10. Schaltung der Eingangsumsetzer (Platine 520)

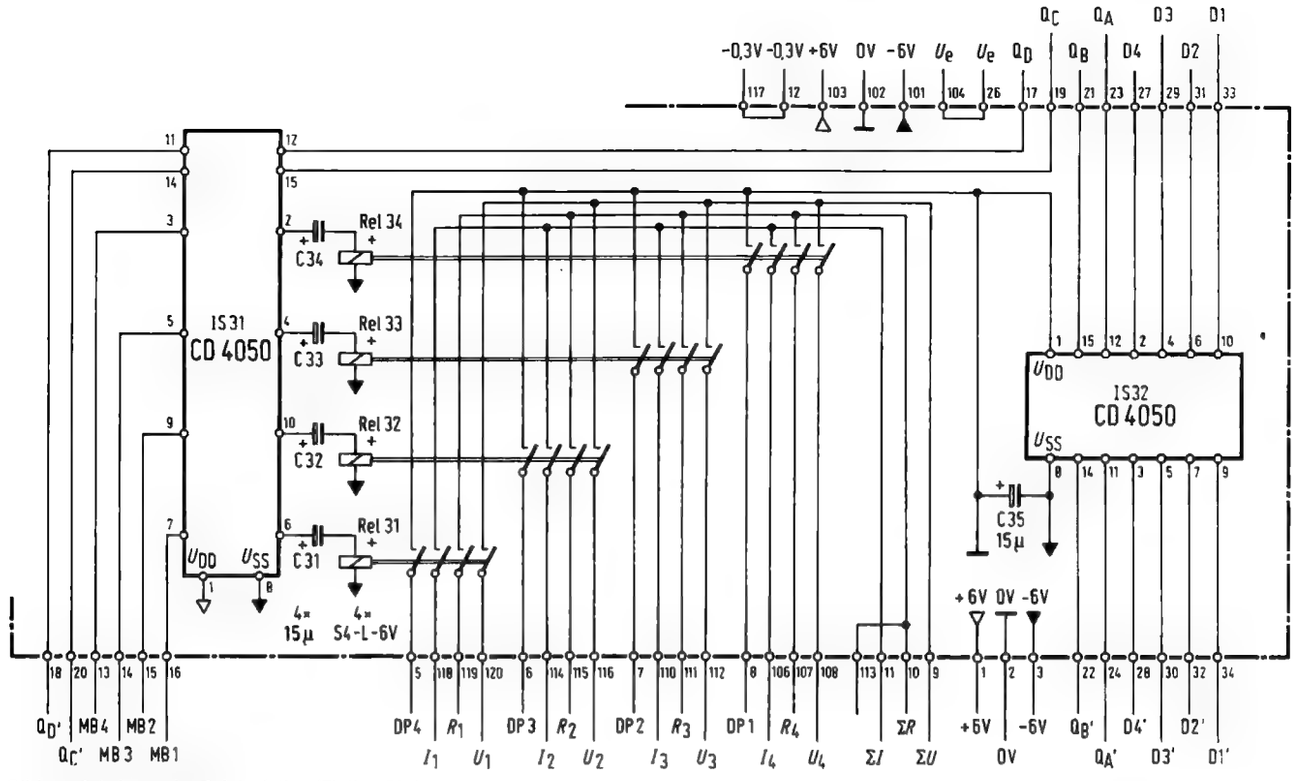


Bild 11. Schaltung der Relaisplatine (Platine 530)

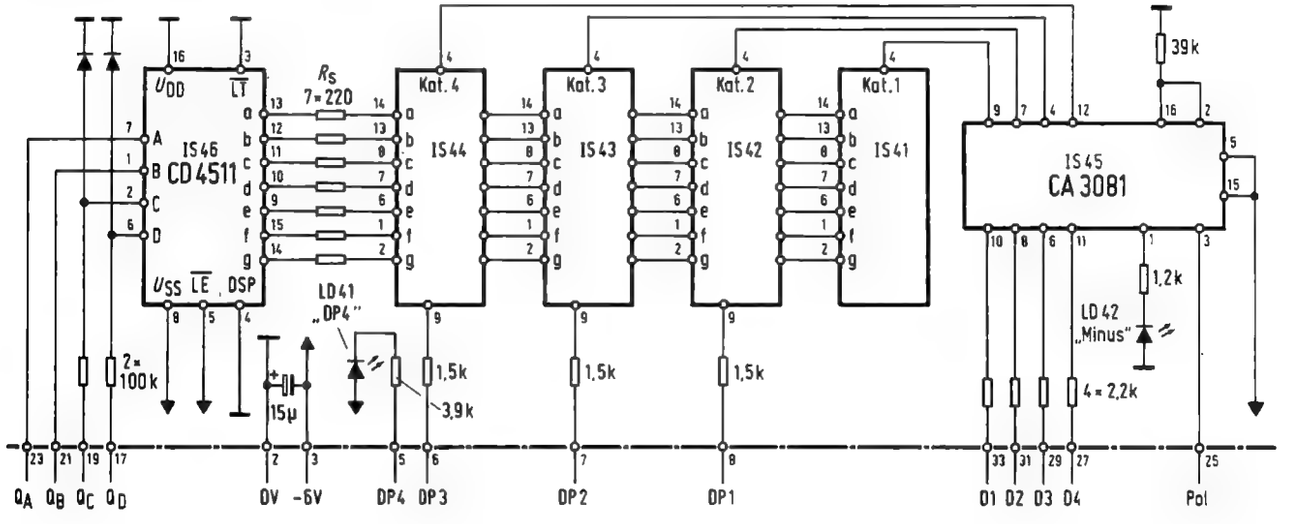


Bild 12. Schaltung der Anzeigeplatine (Platine 540)

Der zu messende Strom I_x fließt über einen oder mehrere der Shunt-Widerstände R 214...R 217 und ruft dort einen Spannungsabfall hervor, der mit IS 21.4 verstärkt und weiterverarbeitet wird.

Relaisplatine (Platine 530)

Die rasante Entwicklung auf dem Halbleitersektor hat Fortschritte auf anderen Gebieten oft völlig in den Hintergrund gedrängt, wie beispielsweise der Leistungsstand moderner mechanischer Relais beweist. So ist es ein technisches Novum, daß ein mechanisches Relais direkt von CMOS-Bausteinen angesteuert wird und bistabil arbeitet, also überhaupt keine Betriebsleistung benötigt! Außerdem beeinhalten diese Relais, die im Mini-Meter eingesetzt werden, in einem Volumen von weniger als 3,5 cm³ vier Schaltkontakte (*Bild 11*)! Arbeitsprinzip und eine wirklich umfassende Grundlagenzusammenstellung zu diesen hochinteressanten Bauteilen sind in |9| und |10| zu finden.

Anzeige (Platine 540)

Zur Anzeige dienen herkömmliche LED-Siebensegmentanzeigen, deren gemeinsame Katoden von bipolaren Transistoren in IS 45 getrieben werden und deren Segmentansteuerung ein CMOS-Decodierer mit bipolaren Ausgangstreibern (IS 46) übernimmt (*Bild 12*). Mit 220-Ω-Segmentvorwiderständen nimmt die Anzeige rund 50 % des gesamten Leistungsbedarfs auf. Von der Energiebilanz her wurde hier die Grenze gesetzt, obwohl noch eine geringe Helligkeitserhöhung erreichbar ist, wenn diese Widerstände niederohmiger gemacht werden; der minimal zulässige Wert beträgt 100 Ω, was die Gesamt-Leistungsaufnahme um 50 % auf 750 mW erhöhen würde. Ein eleganterer Weg, die Helligkeit zu steigern, ist der Einsatz orangefarbener Anzeigen, die gegenüber der roten Ausführung eine viermal (!) höhere Lichtausbeute besitzen. Sie können getrost auch hinter einer roten Filterscheibe betrieben werden, sind allerdings ziemlich teuer. Zur Polaritätsanzeige dient die Leuchtdiode LD 42, die ein Minuszeichen symbolisiert.

Eine Flüssigkristallanzeige scheidet schon allein deshalb aus, weil sie nicht im Multiplex-Verfahren betrieben werden kann, und sich der Bauteilaufwand dadurch drastisch erhöhen würde.

(Fortsetzung folgt)

Reinhard Weiß

Uhrzeit- u. Normalfrequenzempfänger für DCF 77 mit Gangreserve

3. Teil

Der dritte Teil dieses Beitrags befaßt sich mit der Platine Register/Auslesung, die die Zeit aus dem Speicher ausliest, sowie mit der Meßwertanzeige durch 7-Segment-Anzeigen.

An Punkt 12 und 13 können nach freier Wahl durch Brücken auf der Platine diverse Teilfrequenzen herausgeführt werden. An Punkt 9 ist mit „Low" ein Abschalten der Shift möglich, z. B. beim Senderausfall automatisch oder für Meßzwecke manuell. An Punkt 3 und 4 wird angezeigt, ob gerade ein Impuls zusätzlich eingegeben oder einer gesperrt wurde. *Bild 20* zeigt die Platine, *Bild 21* den Bestückungplan der Shiftautomatik.

Register/Auslesung 7405 – Anzeigeplatine 7406

Bild 22 zeigt die Schaltung der Baugruppe 7405 (Register/Auslesung). Für die Stunden-Minuten-Zähler/Speicher IS7...IS10 wurden Vor-Rück-Zähler vom Typ 74192 bzw. 74193 verwendet, die wahlweise als Speicher (über die Parallel-Setzeingänge) oder als normale (Vorwärts-) Zähler arbeiten. Die zur Stunden- und Minutenzählung erforderlichen Vergatterungen wurden wegen der besseren Leitungsführung auf der Platine mit Dioden-UND-Gattern und einem Transistor als Inverter vorgenommen (D1...D8, T). C2 und C3 dienen zur Unterdrückung von im Zähler IS9 laufzeitbedingten Störungen.

Die Funktion der Schaltung geht weitgehend schon aus Bild 1 hervor. Die Paritätskontrolle wird mit den Paritätsbausteinen 74180 (IS13, IS14) vorgenommen. Durch entsprechende Verschaltung der Bedingungsein- und -ausgänge (E_u, Q_u, E_g, Q_g) wird erreicht, daß zum einen beide Paritäten erfüllt sein müssen (für Stunden IS13, für Minuten IS14) und zum anderen an letzter Stelle des Registers (≙ 20. Sekundenimpuls jeder Minute) eine logische 1 entsprechend der Sendercodierung |1| stehen muß, ehe eine Freigabe des Übernahmegatters Ü erfolgen kann.

Als Schieberegister IS 18, IS 19 werden zwei 74164 (8 bit seriell ein/parallel aus) verwendet. Beim 20. synthetischen Sekundenimpuls erfolgt über die Eingänge R der Register eine Löschung des alten Inhalts. Das ist zwar prinzipiell nicht notwendig, ergibt aber eine gewisse Störsicherheit: denn dann kann ein falsch erkannter Minutenimpuls bei zufällig richtiger Parität bis zum 35. Sekundenimpuls keine Übernahme veranlassen und zu einer falschen Stunden- und Minutenanzeige führen. Es wird lediglich der Sekundenzähler IS11, IS12 fälschlicherweise zurückgesetzt.

IS21 hat die Aufgabe, jedesmal etwa 150 ms nach einem Sekundenimpuls an Punkt 3 den Sekunden-Demodulator (Platine 7401), dessen Ausgangssignal über Punkt 5 an Eingang E des Schieberegisters IS18 geht, abzufragen, ob in dem Augenblick ein Zustand High (logisch 1) oder Low (logisch 0) anliegt, und den Wert über E einzuschreiben. Die Zeitkonstante R12 x C12 muß experimentell auf 150...170 ms eingestellt werden.

C11 dient zum definierten Setzen des Inhibit-FF (III. IV IS20) nach dem Einschalten bzw. einem Netzausfall. Über Punkt 1 erfolgt die automatische Setzung beim Senderausfall. Mit einem Taster, der Punkt 2 an Masse legt, kann das FF manuell betätigt werden. Punkt 7 steuert die Abschaltung der Regelkreise, an Punkt 9 entsteht ein Rücksetzimpuls für die 100 kHz/1 Hz-Teilerkette auf Platine 7403, dessen Dauer von C9, R10 bestimmt wird. An Punkt 11 wird angezeigt, ob

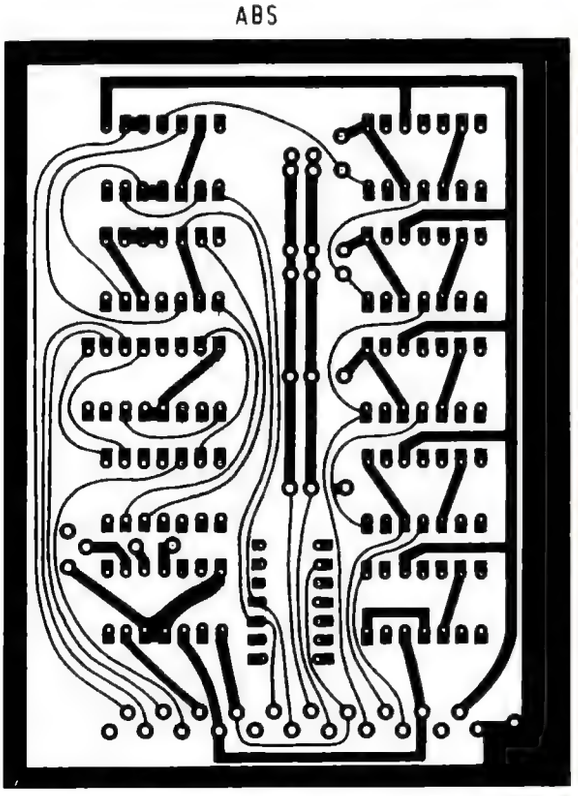


Bild 20. Platine der Shiftautomatik

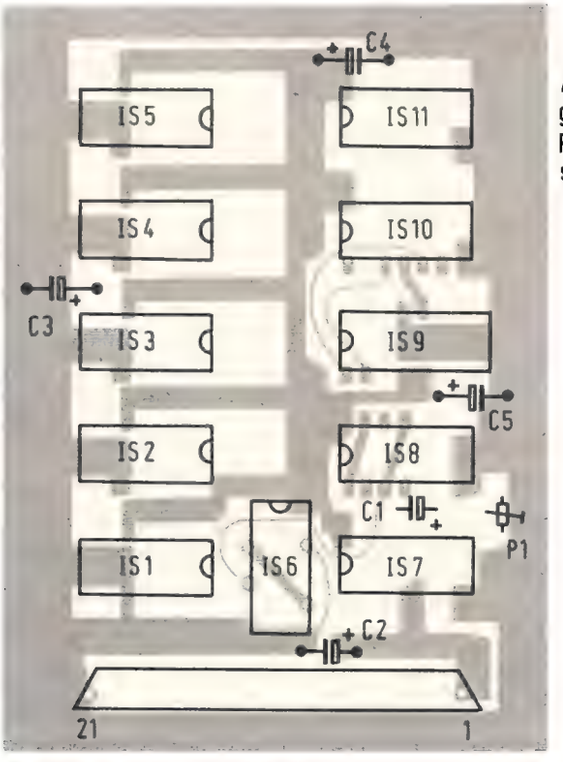


Bild 21. Bestückungsplan zu Bild 20

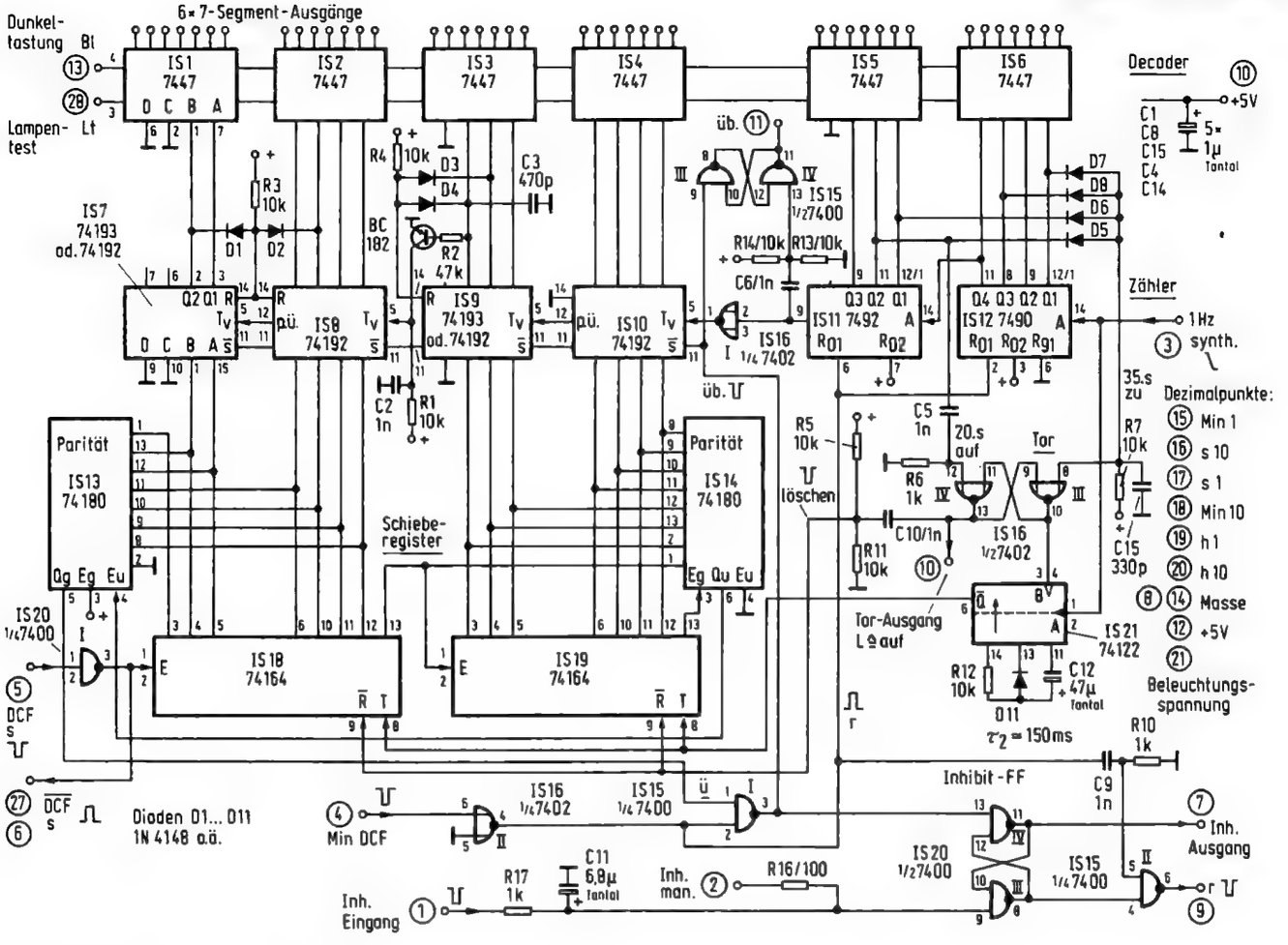


Bild 22. Schaltung Register/Auslesung 7405

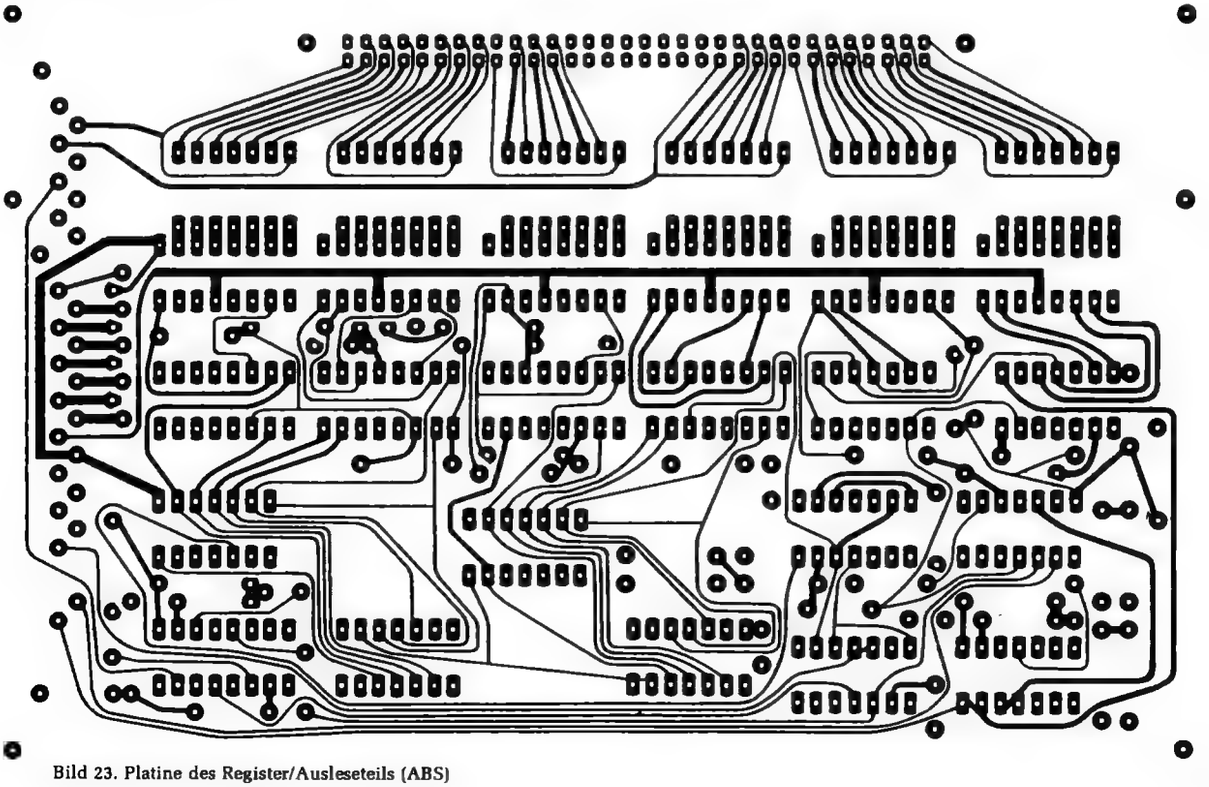


Bild 23. Platine des Register/Ausleseteils (ABS)

6 Brücken
x = Verbindung mit 7406

Die Abblockkondensatoren C1, C4, C8, C14, C15 werden stumpf auf die Bestückungsseite gelötet

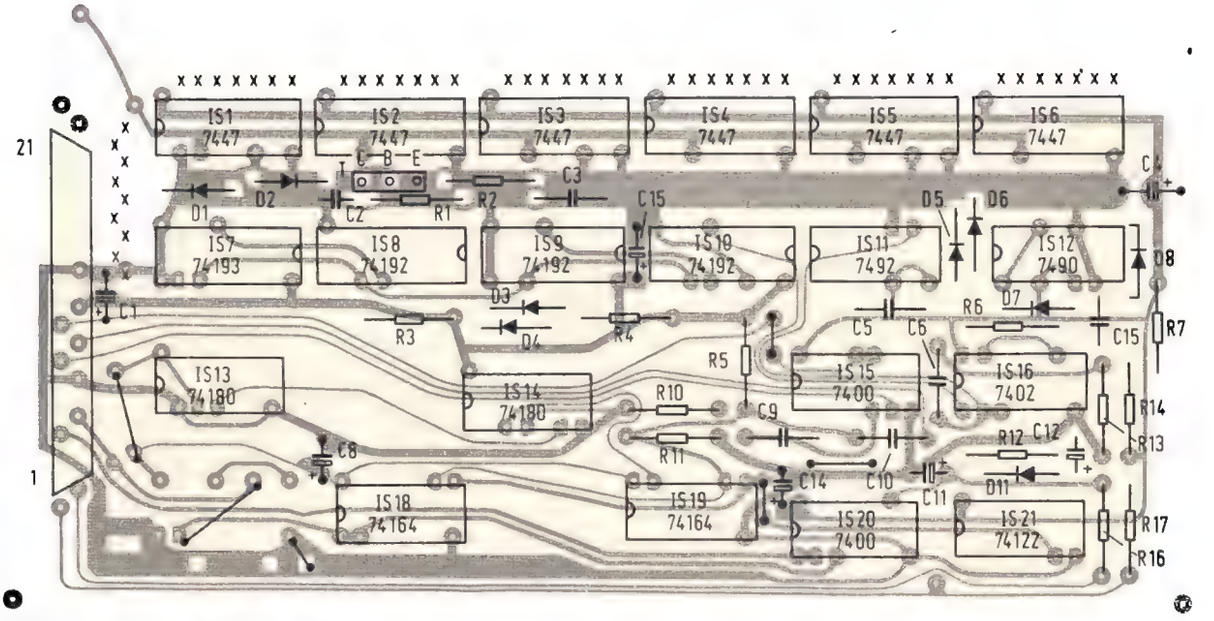


Bild 24. Bestückungsplan zur Platine Bild 23 (BS)

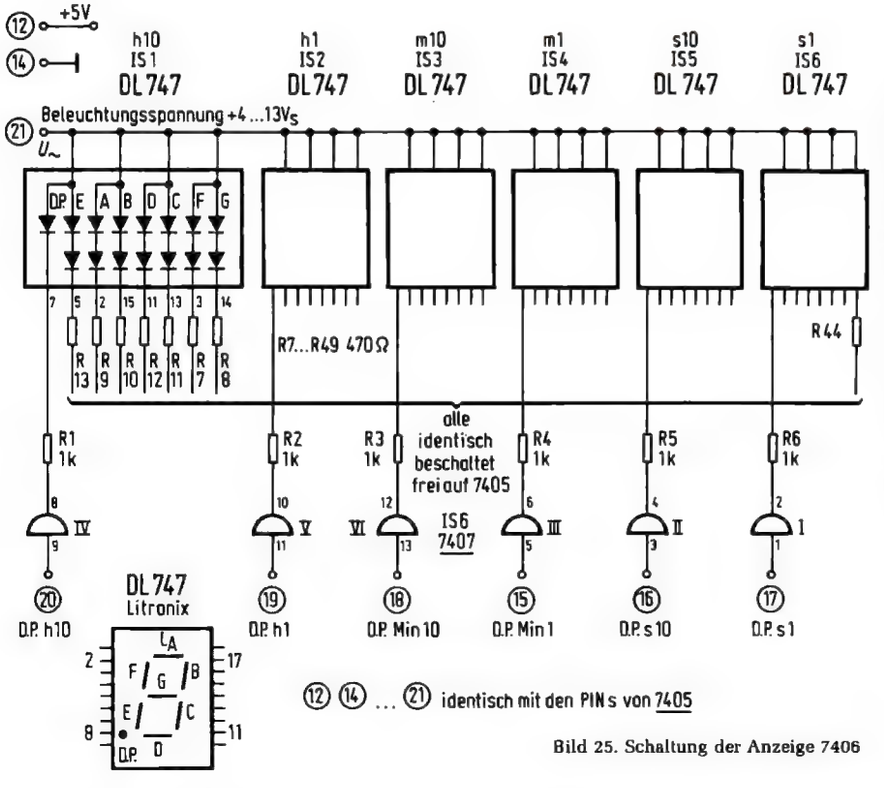


Bild 25. Schaltung der Anzeige 7406

die letzte Uhrzeit vom Sender übernommen wurde (≙ Low) oder durch interne Weiterzählung entstanden ist (≙ High).

Die Decoder IS1...IS6 sind für 7-Segment-Anzeigen des Typs DL 747 vorgesehen. Werden höhere Treiberströme als 20 mA benötigt, sollten die 7447 durch 7447A (bis 40 mA) ersetzt werden. *Bild 23* zeigt die Platine, *Bild 24* den Bestückungsplan hierzu.

Die Ausgänge der Decoder werden nicht über die 21polige Stiftleiste geführt, sondern direkt mit der mechanisch über der Registerplatine befestigten Anzeigenplatine 7406 (*Bild 25*) verdrahtet. Die Verbindung zu den Anzeigen geschieht über 42 470-Ω-Widerstände, die zum Betrieb der LED-Segmente notwendig sind, sowie über 9 Leitungen zur Stiftleiste von 7405 für Stromversorgung und Dezimalpunkte.

Die Dezimalpunkte der Anzeigen werden beim Verfasser zur Überwachung verschiedener logischer Zustände verwendet. Dafür ist auf Platine 7406 ein Treiberbaustein 7407 (IS6, offener Kollektor) vorgesehen, dessen Eingänge mit an die Stiftleiste geführt werden und beliebig mit irgendwelchen TTL-Signalausgängen beschaltet werden können. Beim Verfasser werden folgende Funktionen kontrolliert:

Torzeit (Punkt 10, 7405) an D.P. Stunden-Zehner (Punkt 20, 7405)
hell = Tor auf
Parität (frei verschaltet an Anschluß 1 IS15, 7405) an D.P. Stunden-Einer (Punkt 19, 7405)
dunkel + Tor zu = erfüllt
Übernahme (Punkt 11, 7405) an D.P. Minuten-Zehner (Punkt 18, 7405)
hell = Übernahme vom Sender ist erfolgt
Shift (Punkt 3, 7403) an D.P. Sekunden-Zehner (Punkt 16, 7405)
hell = + 1 Impuls zusätzlich

(Fortsetzung folgt)

Dr. Dipl.-Ing. Manfred Pausch

Flüssigkristallanzeige selbstgebaut

Flüssigkristalle werden zunehmend in elektronischen Anzeige-Elementen, sogenannten Displays, verwendet. Diese Anzeigen zeichnen sich durch einen sehr niedrigen Leistungsbedarf und geringe Störanfälligkeit aus. Außerdem können Anzeigen mit Flüssigkristallen besonders gut bei heller Umgebung eingesetzt werden. Denn ihr Kontrast ist um so größer, je mehr Licht aus der Umgebung auf das Display fällt.

Versuche des Verfassers haben ergeben, daß die Technologie der Herstellung solcher Flüssigkristall-Anzeigen auch in der Hobby-Werkstatt beherrscht werden kann. Die gesammelten Erfahrungen wurden deshalb ausgewertet und zu einer Bauanleitung zusammengestellt. Hierdurch wird dem kreativen Elektronikbastler die Möglichkeit geboten, die vielfältigen Probleme optischer Informationsdarstellung individuell und elegant zu lösen.

Physikalisch-chemische Grundlagen

Die meisten Kristalle verlieren ihre geordnete Kristallstruktur, wenn sie schmelzen. D. h., die im festen Zustand wohlgeordneten Moleküle liegen in der Flüssigkeit wirr durcheinander. Die sogenannten Flüssigkristalle behalten dagegen auch im flüssigen Zustand eine bestimmte Molekülordnung bei.

Durch Anlegen einer elektrischen Spannung kann diese Molekülordnung verändert werden. Bei den nematischen Flüssigkristallen kann man so mit geringem Energieaufwand die Zustände „klar" und „trüb" hervorrufen. Daher kommt den nematischen Flüssigkristallen beim Bau von Anzeigeelementen eine stetig wachsende Bedeutung zu.

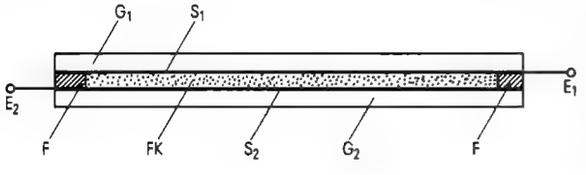


Bild 1. Aufbau einer Anzeigeeinheit mit flüssigen Kristallen. Dabei bedeuten: G_1, G_2 Glasplatten; S_1, S_2 transparente Leitschichten; E_1, E_2 Elektrodenanschlüsse; F beidseitig haftende Klebefolie; FK Flüssigkristall

Aufbau eines Anzeigeelementes mit nematischen flüssigen Kristallen

Zwei Glasplatten, die mit einem leitfähigen Material durchsichtig beschichtet sind, werden so zusammengefügt, daß die leitfähigen Schichten zueinander liegen, ohne sich jedoch zu berühren. Zwischen den beiden Gläsern befindet sich hermetisch verschlossen der nematische flüssige Kristall (*Bild 1*).

Herstellung des Anzeigeelementes

Erforderliches Material

Man beschafft sich bei den im Bezugsquellenverzeichnis angegebenen Firmen einseitig mit Zinnoxid beschichtetes Glas erforderlicher Größe und den nematischen Flüssigkristall. Weiter werden benötigt: möglichst beidseitig haftendes Klebeband von 10 bis 25 µm Stärke (z. B. Circoll) und ein Epoxid-Kleber (z.B. UHU-plus). Lötmaterial und Ätzmittel dürften die meisten Elektroniker zur Hand haben.

Ätzen der Gläser

Die Zinnoxidschicht wird auf dieselbe Art fortgeätzt, wie es von der Herstellung gedruckter Schaltungen her bekannt ist: Die gewünschten Muster müssen abgedeckt werden, damit die Leitschicht dort erhalten bleibt. Dabei dürfen die Zuleitungsbahnen auf keinen Fall vergessen werden! Weiterhin ist zu beachten, daß das Muster später zwischen den zwei gegenüber liegenden Elektroden entstehen wird. Eine Schicht kann deshalb vollflächig bis auf die den Anschlußbahnen gegenüber liegenden Flächen stehen bleiben. Die Elektrodenanordnung für eine 7-Segment-Anzeige ist in *Bild 2* gezeigt.

Reinigen der Gläser

An die Reinheit der Oberfläche der Zinnoxidschicht sind höhere Anforderungen zu stellen, als sie bei gedruckten Schaltungen üblich sind. Die notwendige Ausrichtung der Moleküle hängt später in hohem Maße hiervon ab. Trotzdem haben die Versuche des Verfassers ergeben, daß die Vorschriften des Herstellers nicht in vollem Umfang eingehalten werden müssen. Vielmehr wurden mit der folgenden Methode sehr gute Erfolge erzielt:

a) 10 Minuten in Essigwasser kochen, anschließend
b) mit Waschbenzin abreiben

Oberflächenbehandlung der Leitschichten

Damit sich die Moleküle später richtig ausrichten, ist es erforderlich, daß die Oberfläche der Zinnoxidschicht strukturiert ist. Dazu reibt man mit einem Styroporklotz auf beiden Gläsern in der gleichen Richtung hin und her, als ob man schmirgelt. Obwohl die Vorgänge bei dieser Behandlung noch nicht bis ins letzte wissenschaftlich zu erklären sind, darf auf dieses Abreiben auf gar keinen Fall verzichtet werden. Der Verfasser hat festgestellt, daß die Displays nur nach dieser Behandlung einwandfrei arbeiten!

Bild 2. Zweckmäßiger Aufbau einer 7-Segment-Anzeige. Auf einem Glas werden die Segmente einschließlich ihrer Zuführungen in der bekannten Ätztechnik herausgearbeitet. Die Gegenelektrode kann grundsätzlich vollflächig stehen bleiben. Da das Bild später aber zwischen beiden Elektroden entsteht, ist darauf zu achten, daß die Elektroden sich nur an solchen Stellen decken, an denen das Bild entstehen soll. Deshalb wurden die Figuren auf dem vorderen (links) und dem hinteren Glas (rechts) so angeordnet, daß später nur die 7 Segmente erscheinen werden. Das hintere Glas sollte kleiner gehalten werden als das vordere. Dadurch können die Anschlüsse besser herausgeführt werden. Es ist praktisch, wenn man die verbreiterten Anschlüsse mit Lötlack bestreicht, damit die hintere Elektrode Kontakt zur rechten Anschlußfahne bekommt

Montage des Displays

Nach einer letzten Reinigung, wie oben beschrieben, wird die Anzeige montiert. Dazu führt man zuerst die Elektroden mit Lötlack nach außen (Bild 2). Sodann wird am Rand eines Glases ein schmaler Streifen des beidseitig haftenden Klebebandes aufgebracht. In die in der Mitte freigebliebene Fläche gibt man einige Tropfen des nematischen flüssigen Kristalls. Darauf drückt man das zweite Glas auf, ohne daß Luftblasen zwischen den beiden Gläsern entstehen dürfen. Überschüssige Flüssigkeit wird dabei herausgepreßt und vorsichtig abgetupft. Der äußere Rand des so entstandenen Displays ist schließlich mit Epoxid-Kleber hermetisch abzudichten. Nach Trocknung ist das Display betriebsbereit.

Der Betrieb der Flüssigkristall-Anzeige

Die Zelle ist sowohl mit Gleich- als auch mit Wechselspannung betreibbar. Es hat sich jedoch herausgestellt, daß die Lebensdauer bei Wechselspannungsbetrieb wesentlich

Bild 3. Selbstgebaute Anzeigeeinheit mit flüssigen Kristallen an einer netzgesteuerten Digitaluhr

größer ist. Von einer Aussteuerung selbst hergestellter Zellen mit Gleichspannung ist deshalb abzuraten.

Die Steuerspannung sollte in der Größenordnung von 20 V liegen. Dabei sind allerdings weite Grenzen zulässig, denn zur Kontratserzeugung ist nur eine Schwellenspannung von 5...8 V nötig. Genaue Werte lassen sich hier nicht angeben, weil die Steuerspannung in erster Linie vom Abstand der Leitschichten zueinander abhängt. Versuche haben gezeigt, daß Zellen, nach der beschriebenen Methode hergestellt, auch 110 V ohne erkennbaren Schaden verarbeitet haben. Den Einsatz einer selbstgebauten Zelle zeigt *Bild 3*.

Technische Daten

Bei einem Abstand der Leitschichten von 10 µm wurden folgende Kennwerte gemessen:

Leitfähigkeit des Flüssigkristalls bei 20°C: $5 \cdot 10^{-10}\ \Omega^{-1} \cdot cm^{-1}$,
Schwellenspannung: 8 V,
Einschaltzeit und Totzeit: 25 ms,
Ausschaltzeit: 40 ms,
Kontrast: 1:170 bei 24 V.

Tips für den Nachbau

Versuche haben ergeben, daß die Gläser auch mit einem Fensterleder anstatt des empfohlenen Styroporklotzes abgerieben werden können. Die Versiegelung läßt sich vorzüglich mit Loctite 504 durchführen. Nach einer Dauererprobung von knapp 1000 Stunden sind noch keine Störungen aufgetreten.

Bezugsquellen-Nachweis

Nematische flüssige Kristalle:
Im Fachhandel, Hersteller:
E. Merck
Frankfurter Str. 250
6100 Darmstadt
Tel. 0 61 51/7 21
Vertrieb auch über Fachhandel (Chemikalien-Handel)
Typen: Licristal Nematische Phasen 5, 5A oder 6

Leitfähig beschichtete Gläser:
Minna Hütte
Maschinelle Glasbearbeitung
Wachtelpforte 21
3380 Goslar

Betzelt GmbH
Trogerstraße 32
8000 München 80

Flachglas AG Delog-Detag
Postfach 669
4650 Gelsenkirchen

Deutsche Uhrglas GmbH
Postfach
3224 Grünenplan

Epoxidkleber:
Loctite Deutschland GmbH
Arabellastraße 5
8000 München 81
Typ: Loctite 504

Reinhard Weiß

Uhrzeit- und Normalfrequenzempfänger für DCF 77 mit Gangreserve

4. Teil

Der vierte Teil dieser Reihe befaßt sich mit der Anzeigeschaltung, die das empfangene und decodierte Signal schließlich anzeigt. Auch hier verwendete der Autor den modularen Aufbau.

Für eine andere mechanische Anordnung von 7406/7405 ist es auch möglich, die Platine 7405 entsprechend Bild 23 im Europaformat mit 31poliger Stiftleiste zu verwenden, wobei die LED-Vorwiderstände mit auf die Platine gelötet werden und die Verbindung zu den Anzeigen über einen vieladrigen Kabelbaum geschieht. Die Platine 7406 kann dann mechanisch unabhängig von 7405 im Empfängergehäuse befestigt werden. *Bild 26* zeigt die Platine, *Bild 27* den Bestückungsplan der Anzeige.

Netzteile 7404, 7303

Bild 28 (7404) zeigt das Netzteil zur Versorgung der TTL-Bausteine in Anlehnung an [13]. Die Ausgangsspannung wird mit D 1, D 3 auf 5 V festgelegt. Mit P 3 läßt sich der Einsatz einer progressiven Strombegrenzung mit T 3, T 4 auf z. B. 2 A einstellen. T 6 muß auf einen Kühlkörper montiert werden (oder an die Gehäusewand; Glimmerscheibe nicht vergessen). Gl.2 kann zwar auf die Platine gelötet werden, wegen der großen Wärmeentwicklung ist es jedoch empfehlenswert, ihn ebenfalls am Gehäuse zur Kühlung zu befestigen. T5 muß mit einem Kühlstern versehen werden. Die *Bilder 29* und *30* zeigen Platine und Bestückungsplan.

Bild 31 (7404) zeigt ein einfaches Netzteil zur Versorgung der LED-Anzeigen und zur Beleuchtung der beiden Instrumente (Fang + Feldstärke). Es handelt sich hierbei um ein von der Umgebung helligkeitsgesteuertes Netzteil mit einem Fotowiderstand LDR 03, das die Helligkeit der Anzeigen und Lampen der Helligkeit der Umgebung anpaßt. Anderenfalls ist die Beleuchtung entweder nachts zu grell oder am Tage überstrahlt die helle Umgebung (Sonne) die Anzeigen. Der Fotowiderstand steuert T 2 derart, daß die Ausgangsspannung je nach Lichteinfall begrenzt wird. Infolge fehlenden Ladeelkos hinter dem Gleichrichter ergeben sich am Ausgang mehr oder weniger stark begrenzte Sinus-Halbwellen (100 Hz).

Mit P 1 und P 2 wird die Steuercharakteristik individuell eingestellt. Dabei legt P 1

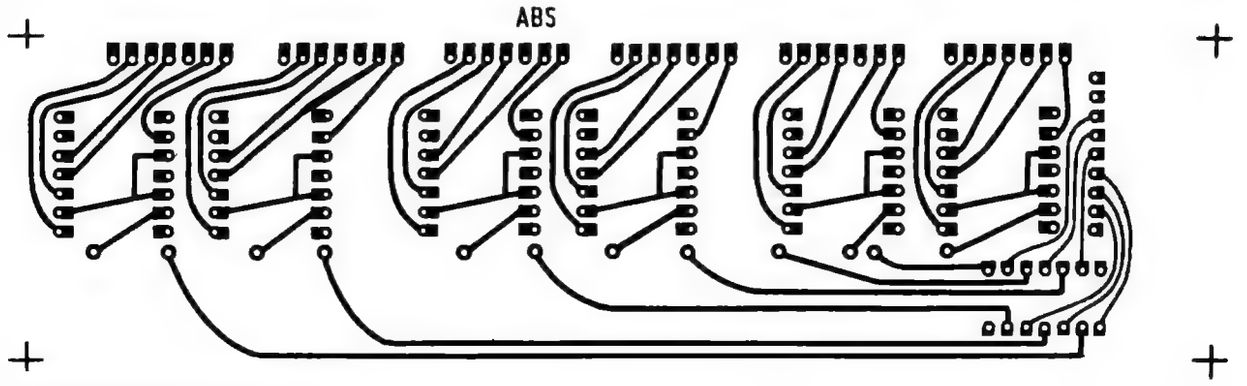


Bild 26. Platine der Anzeige

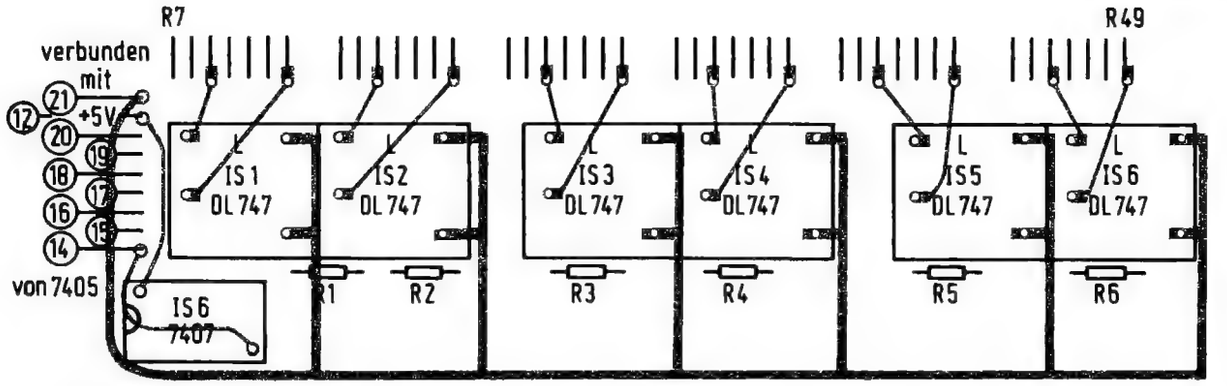
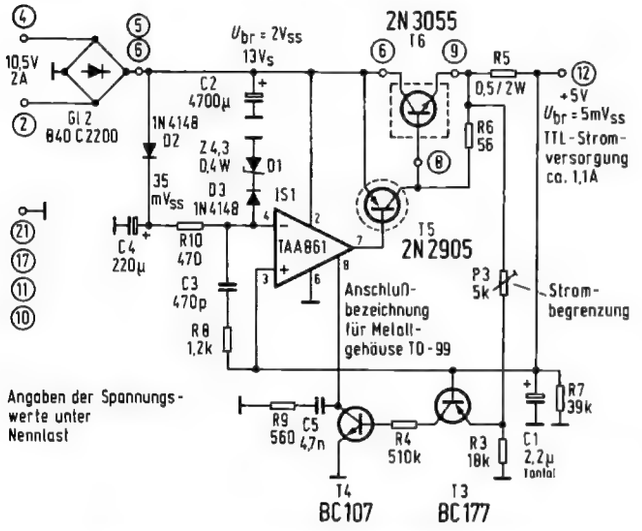


Bild 27. Bestückungsplan zu Bild 26



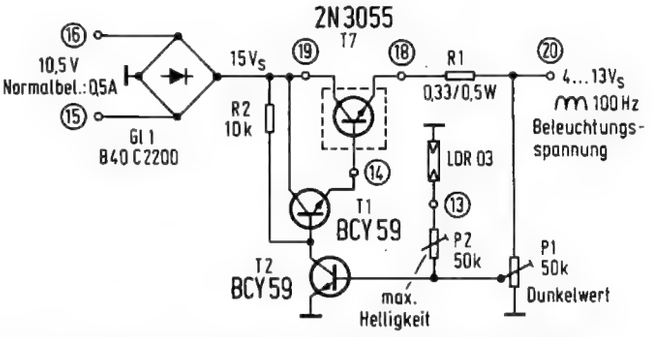


Bild 31. Schaltung des Netzteils für die Beleuchtungsspannung 7404

◀ Bild 28.
Schaltung des 5-V-Netzteils 7404

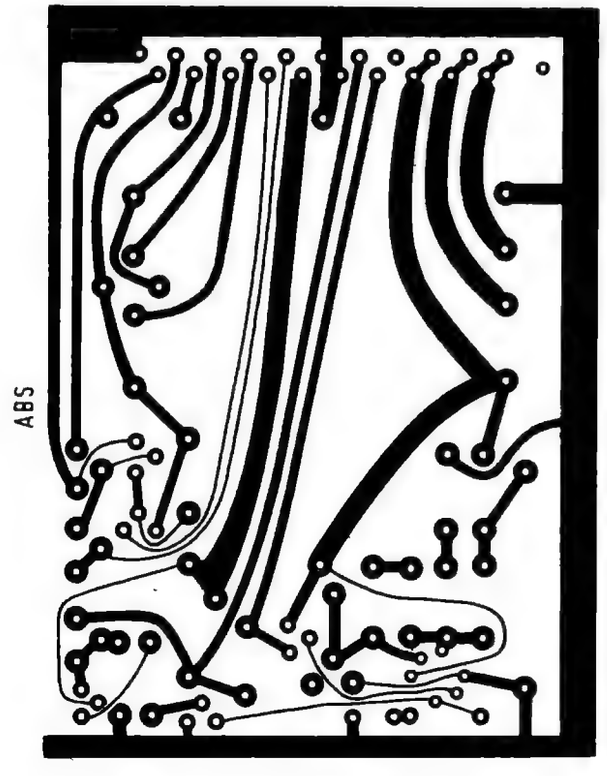


Bild 29. Platine des 5-V-Netzteils und der Beleuchtungsspannungsversorgung

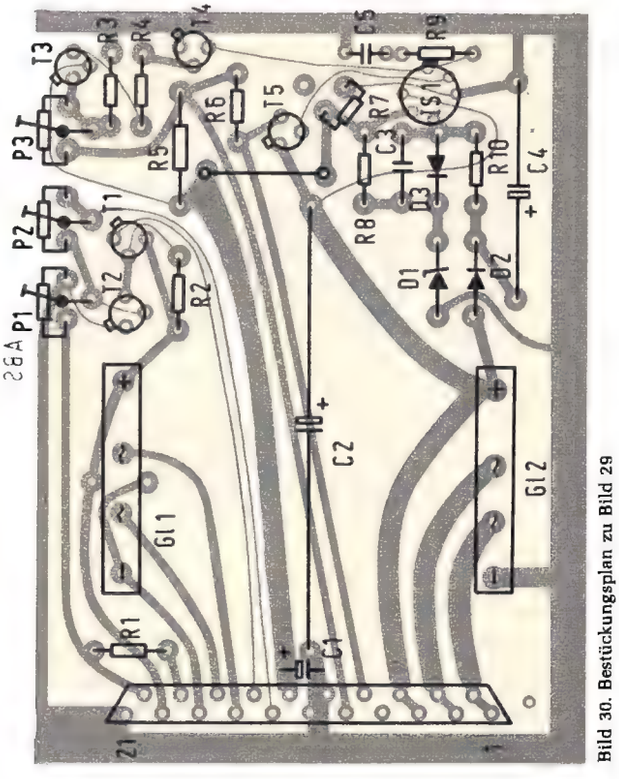


Bild 30. Bestückungsplan zu Bild 29

den Ausgangsspannungsspitzenwert bei Dunkelheit (Minimum) und P 2 bei größter Umgebungshelligkeit (Maximum) fest.

Da die LED-Anzeigen eine gewisse Schwellspannung benötigen, wird der untere Spannungswert bei etwa 4 V (für DL 747) liegen, während der maximale Spannungswert nicht über 15 V liegen darf (die Ausgangstransistoren der Decoder 7447 dürfen nur mit 15 V max. betrieben werden). Wählt man als oberen Spannungswert 13 V_s, müssen an den Vorwiderständen 13 V_s – 3,5 V Schwellspannung = 9,5 V bei max. 20 mA abfallen, d.h. R_v = 470 Ω.

Die maximale Helligkeit der Anzeigen läßt sich erhöhen, wenn man die Dekoder durch Typen 7447A ersetzt. Dann darf man einen Segment-Spitzenstrom von 30 mA (beim DL 747) zulassen und die Vorwiderstände müssen etwa 320 Ω groß sein.

Bei gleichem Spitzenstrom könnte durch Hinzufügen eines Ladekondensators hinter dem Gleichrichter (470 µ/25 V) die Helligkeit etwas gesteigert werden, weil dadurch der Spannungsmittelwert ansteigt. T 7 sollte auf einen Kühlkörper montiert werden. Für die Versorgung der analogen Schaltungsteile ist eine Spannung von ± 15 V/max. 0,1 A vorzusehen. *Bild 32* (7303) zeigt die verwendete Schaltung, wobei IS 2 die positive Spannung regelt (mit P 2 einstellbar) und IS 1 die negative Spannung (mit P 1 stellt man die Symmetrie ein). T 2/R 2 und T 4/R 1 begrenzen den Ausgangsstrom auf ca. 0,25 A. T 1 und T 3 müssen mit einem Kühlstern versehen werden.

Natürlich kann sowohl für das 5-V- als auch für das ±15-V-Netzteil eine andere Schaltung verwendet werden, z.B. mit inte-

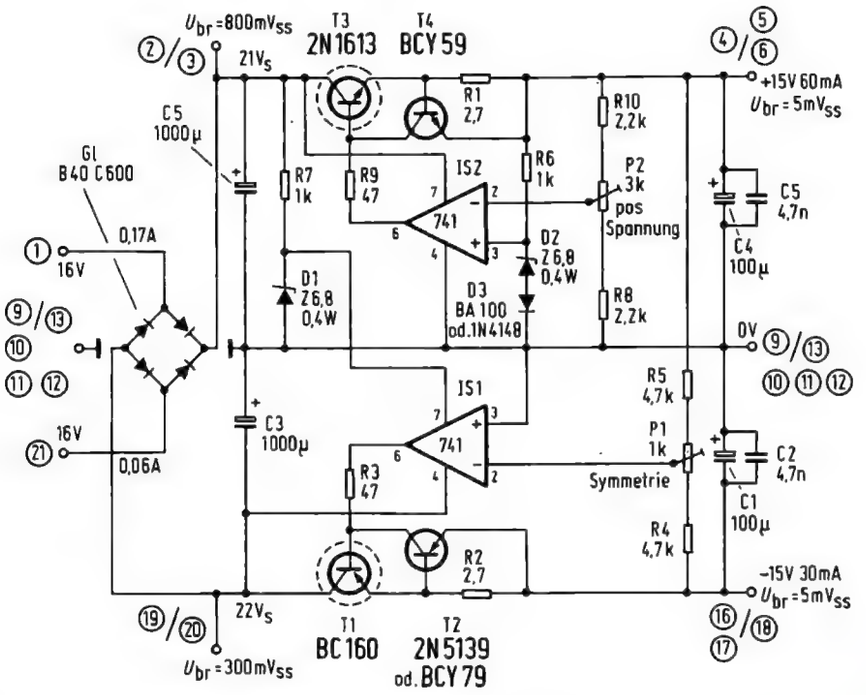


Bild 32. Schaltung des ±15-V-Netzteils 7303

Das Beste aus unserer Rubrik für **Praxis und Hobby** ist in dem Band

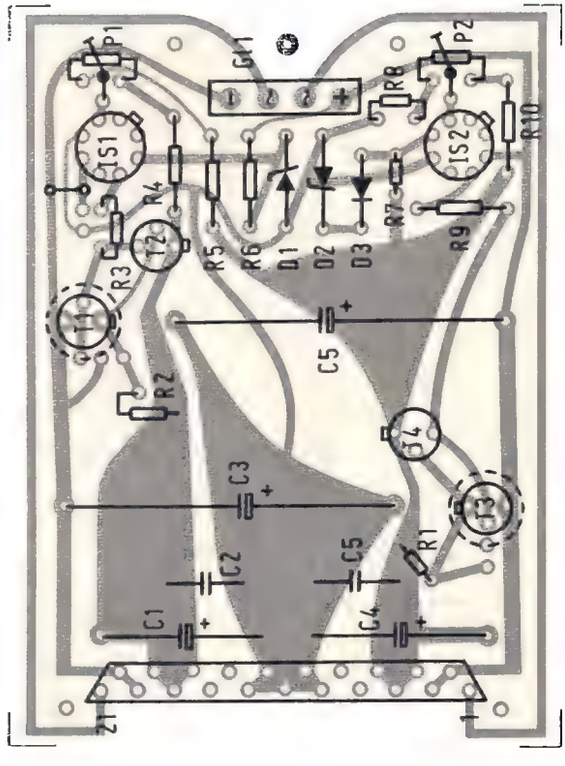
Elektronik-Baubuch für Praxis und Hobby

2., völlig neu zusammengestellte Ausgabe

zusammengefaßt.

Das Buch enthält auf 239 Seiten 35 Bauanleitungen, hat 191 Abbildungen und 26 Tabellen. Zum Preis von 28 DM kann es bei jeder Buchhandlung oder direkt vom Franzis-Verlag bezogen werden.

◄ Bild 33. Platine des ± 15-V-Netzteils



▼ Bild 34. Bestückungsplan zu Bild 33

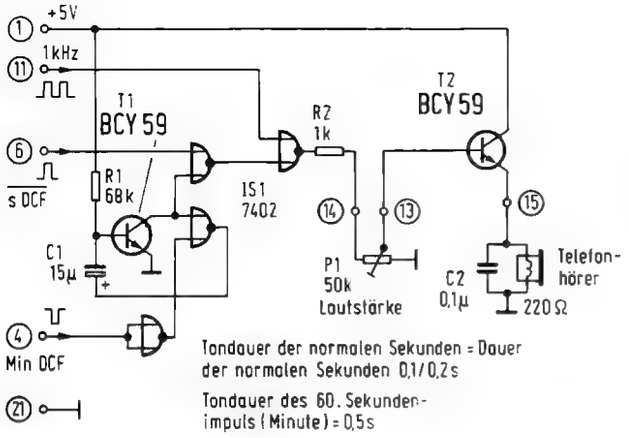


Bild 35. Schaltung zum Hörbarmachen des Sekundentones 7407

grierten Regelbausteinen. *Bild 33* zeigt die Platine, *Bild 34* den Bestückungsplan hierzu.

Der Netztrafo muß folgende Sekundär-Wicklungen haben: 2 x 16 V 0,2 A für ± 15 V, 1 x 11 V 2 A für + 5 V, 1 x 11 V min. 1A für Beleuchtungsspannung. Er sollte eine Schutzwicklung zwischen Primär- und Sekundärwicklung besitzen, die an Masse gelegt wird. Will man den Trafo selbst wickeln, gelten etwa folgende Wickeldaten: Kern M 74/32 prim. 1210 Wdg. 0,3 CuL, Lagenisolation, Schutzwicklung 1 Lage 0,3 CuL, sek. 2 x 100 Wdg. 0 ,3 CuL für ± 15 V, 1 x 65 Wdg. 1,0 CuL für + 5 V, 1 x 65 Wdg. 0,9 CuL für Beleuchtung. Die Leistungsaufnahme des Gerätes liegt bei etwa 35...40 VA.

Bild 35 zeigt eine Zusatzschaltung zum Mithören der Sendesekunden: Sie modulieren einen aus der Teilerkette auf Platine 7403 entnommenen 1-kHz-Ton, der über einen Lautstärkeregler P 1 von einer Telefonhörkapsel abgestrahlt wird. Der Minutenimpuls wird mit T 1, R 1, C 1 als verlängerter Hörimpuls abgegeben. Die Platine 7407 ist außerdem als Reserve für Erweiterungen usw. gedacht. Daher wurde dafür eine Lochrasterplatine verwendet, auf der die Mithörschaltung handverdrahtet wurde.

Verdrahtung der Platinen untereinander und allgemeine Hinweise für den Nachbau

Bild 36 zeigt die Verdrahtung der einzelnen Platinen untereinander, deren mechanische Anordnung daraus ebenfalls hervorgeht. Die Verdrahtung sollte sehr sorgfältig geschehen. Alle nicht gleichspannungsführenden Leitungen müssen abgeschirmt sein. Für die Masseverbindungen ist eine breite Masseschiene zweckmäßig.

Platinenmontage in Gehäusen

Vielen Hobby-Elektronikern bereitet die Montage von Platinen in einem Gehäuse Schwierigkeiten. Zur Befestigung kleiner Platinen, z.B. bei FUNKSCHAU-Mini-Bausätzen, lassen sich z.B. durch Verwendung von Pritt Hafties diese Schwierigkeiten beheben. Es handelt sich um kleine Haftpunkte, die nach kurzem Kneten zwischen Platine und Gehäuse gedrückt werden und hier für festen Halt sorgen. Somit entfällt das Bohren und Suchen nach passenden Schrauben. Außerdem werden mechanische Schwingungen der Platine bei Erschütterungen des Gehäuses gedämpft. Die Haftpunkte lassen sich aber auch als Gerätefüße für Geräte mit festen Standort verwenden. Harro Löw

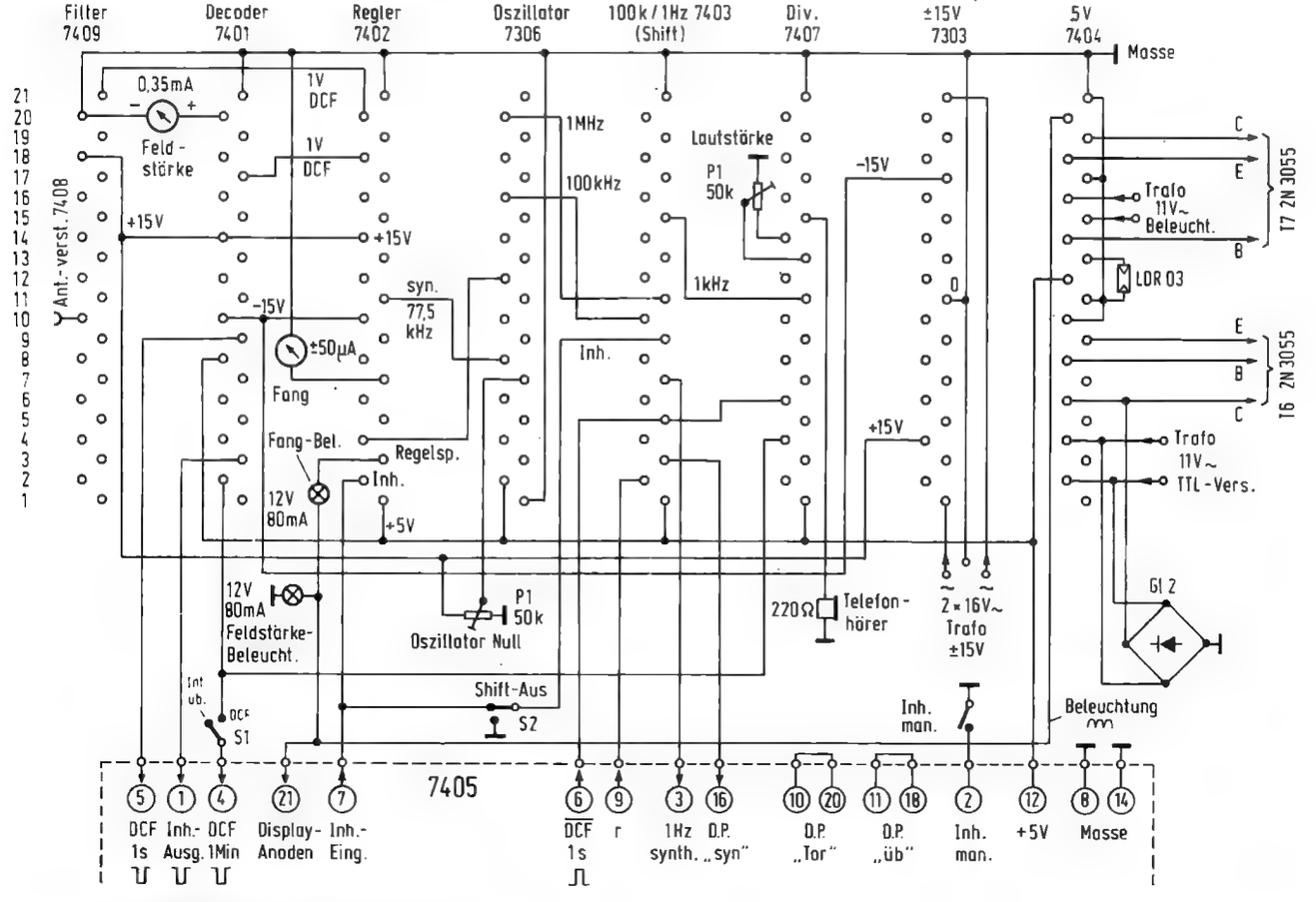


Bild 36. Verdrahtung der einzelnen Platinen untereinander

Vollautomatisches Digital-Multimeter im Taschenformat

Nach der Schaltungsbeschreibung in Heft 24 bespricht der Autor hier den Nachbau des Geräts. Auch dieses Digitalmultimeter ist als Teilbausatz erhältlich.

Nachbau

Vor dem Zusammenbau sollte man diese Baubeschreibung mehrmals ausführlich gelesen und lückenlos verstanden haben; zahlreiche Leserbriefe beweisen immer wieder, daß diese Selbstverständlichkeit nicht beachtet wird! Zwei weitere Punkte von grundlegender Bedeutung sind die strikte Vermeidung von Arbeiten an der Schaltung, solange diese unter Spannung steht und die konsequente Isolation von Schaltungspunkten, die einen Kurzschluß verursachen könnten; das ist insbesondere zwischen der Hauptplatine 511 und dem Gehäuseboden sowie zwischen dem Hauptschalter S 1 und der Platine 530 möglich.

Zunächst müssen bei den Platinen 530 und 540 die drei schraffierten Flächen ausgesägt werden, was sich mit der Laubsäge bewerkstelligen läßt. Dann kann die eigentliche Arbeit des Bestückens beginnen, wobei die Bauteile stets auf der Seite liegen, die auch die Platinen-Nummer trägt (*Bild 13...Bild 16*).

Bei den teuren IS ist es durchaus ratsam, Fassungen zu verwenden; die hier in den Bildern gezeigten Fassungen gehören zu den qualitativ hochwertigsten Ausführungen des Marktes und stellen hinsichtlich Zuverlässigkeit und Packungsdichte das Optimum dar. Sie können deshalb vorbehaltlos empfohlen werden, obwohl sie recht teuer, ihren Preis aber wert sind. Bei der Beschaffung ist der Autor gern behilflich.

MOS- und CMOS-Bausteine sollen wegen der extrem hohen Eingangswiderstände immer auf leitender Unterlage gelagert werden. *Schon das bloße Anfassen von Anschlußstiften kann durch statische Aufladung einen Eingang zerstören!*

Deshalb sollen die IS erst am Schluß der Bestückungsarbeit eingesetzt werden. Beim Einlöten der MKM-Kondensatoren ist soviel Abstand zur Leiterplatte vorzusehen, daß mit den Leiterbahnen auf der Platinenoberseite keine Berührung erfolgt. Bei den Leuchtdioden für den Dezimalpunkt 4 und das Minuszeichen ist die Katodenseite (der Strich beim Diodensymbol) entweder abgeplattet oder durch den kürzeren Anschluß gekennzeichnet. Der Widerstand R 217 auf Platine 520 wird selbst gefertigt, indem ein Kupferlackdraht von 0,2 mm Durchmesser und 197 mm Länge auf einen hochohmigen Widerstand von ca. 100 kΩ gewickelt wird; an beiden Anschlußenden wird der Draht auf einer Länge von 1 mm verzinnt und an den Widerstandsenden angelötet. Die vier fertig bestückten Platinen zeigt *Bild 17*.

Zur Verbindung der Platinen untereinander dient 0,5 mm dicker, verzinnter Kupfer-

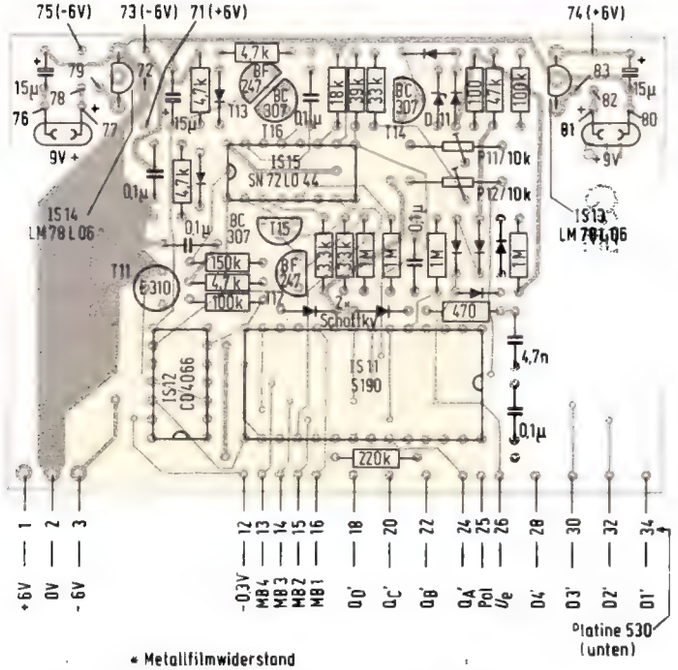


Bild 13. Bestückungsplan der Platine 511

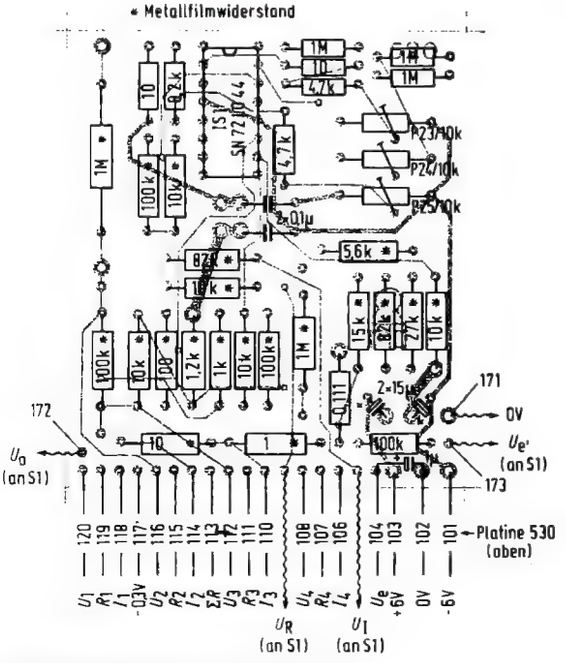


Bild 14. Bestückungsplan der Platine 520

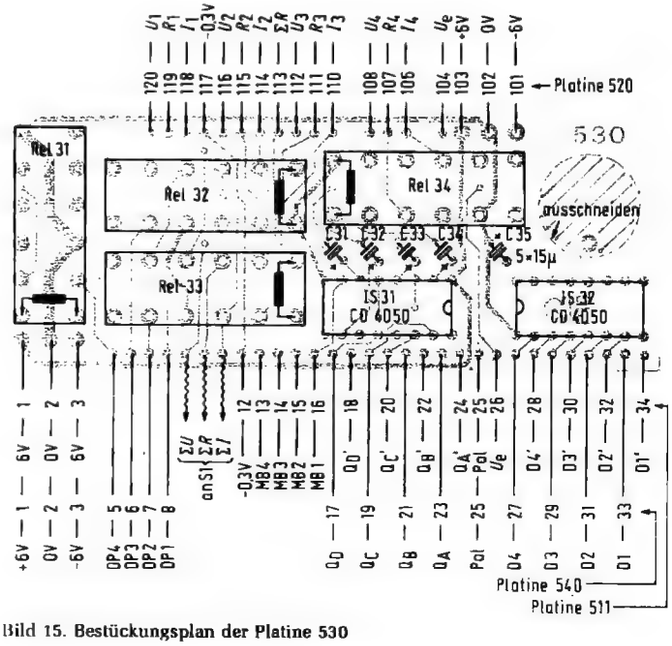
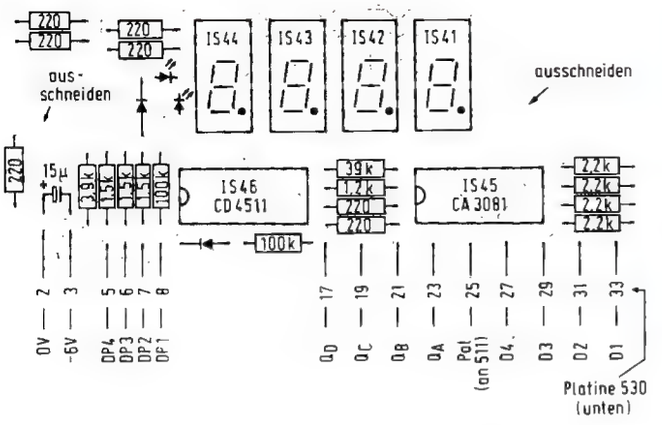


Bild 15. Bestückungsplan der Platine 530



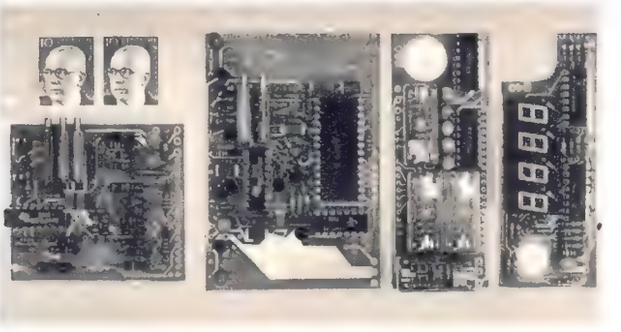


Bild 17. Die vier fertig bestückten Platinen

◀ Bild 16. Bestückungsplan der Platine 540

draht; lediglich die Stromzuführungen (Anschlüsse 1...3 und 101...103) sollen 0,8 mm stark sein. Den Verdrahtungsplan hierzu zeigt *Bild 18*, und zwar in der Draufsicht auf die Platinen 511 bzw. 520. Der Abstand zwischen den Platinen geht aus *Bild 19* hervor. Diese Arbeit des „Drähteziehens" beginnt man am besten auf Platine 530 unten, weil von hier Zuleitungen nach vorn und hinten führen; der Draht für den Polaritätsanschluß (25) führt als einziger von der Platine 511 über 530 zur Platine 540.

Noch ein Tip zum „Einfädeln" der zahlreichen Drähte in die zugehörigen Bohrungen: Man läßt die Drähte wesentlich länger als erforderlich stehen und schneidet sie dann, von einer Seite zur anderen immer kürzer werdend, ab, so daß sie wie die „Orgelpfeifen" dastehen; beim längsten Draht beginnt man nun die Einfädelarbeit, die sich problemlos fortsetzen läßt, da jeder folgende Draht ein Stück kürzer ist als der vorhergehende. Anschließend fixiert man je zwei Platinen im gewünschten Abstand, indem man die äußeren Anschlußdrähte provisorisch „anheftet", bis der Abstand stimmt.

Die Eingangsbuchse muß gegen das Gehäuse isoliert sein; bei Verwendung von nichtisolierten BNC-Meßschnüren besteht am Außenmantel der BNC-Buchse Berührungsgefahr bei hohen Meßspannungen. Deshalb ist hier ein Berührungsschutz vorzusehen, der mindestens aus einigen Lagen Isolierband besteht.

Die abschließende Verdrahtung des Hauptschalters dürfte kein Problem mehr sein (*Bild 20*); in der Darstellung ist der Schalter von hinten gezeichnet, und wegen der besseren Übersichtlichkeit sind die beiden Ebenen S 1.4 und S 1.5 fortgelassen worden. Sie schalten lediglich die Versorgungsspannungen ein und aus, und ihre Belegung geht bereits aus Bild 7 hervor. Bei dieser Arbeit sind die Platinen bereits ins Gehäuse eingeschoben, dessen Hauptteile im Aufriß *Bild 21* zeigt; der fertig verdrahtete Schalter wird dann nachträglich montiert. Die Platine 530 läßt sich dazu geringfügig nach hinten klappen. Zwischen Rastwerk des eingebauten Schalters und dessen erste Kontaktebene wird die Viertelkreis-Rundung der Platine 540 eingeklemmt. Nun braucht nur noch der Umschalter S 2 mit den Buchsen für die externe Stromversorgung angeschlossen und eingebaut zu werden, und der Zusammenbau ist beendet!

Inbetriebnahme

Vor der Inbetriebnahme ist eine peinlich genaue Kontrolle der Bestückung und Verdrahtung unerläßlich! Erst jetzt, nach Abschluß der gesamten Arbeiten, dürfen die Versorgungsspannungen angelegt werden. Wer die Platine 520 mit den Eingangsumsetzern noch nicht erworben hat, muß die zu

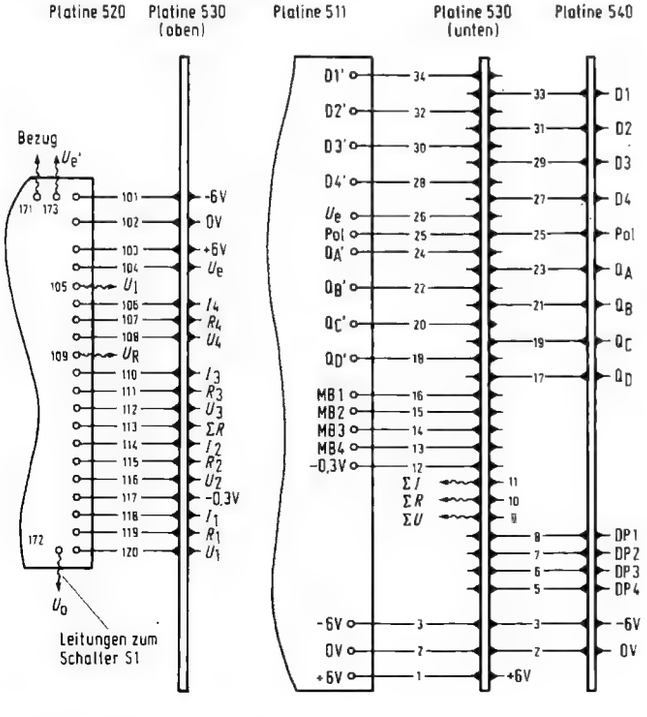
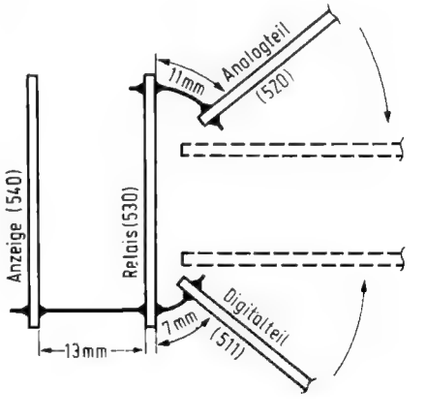


Bild 19. ▶ Montage der Platinen

◀ Bild 18. Belegung der Verbindungsleitungen zwischen den Platinen



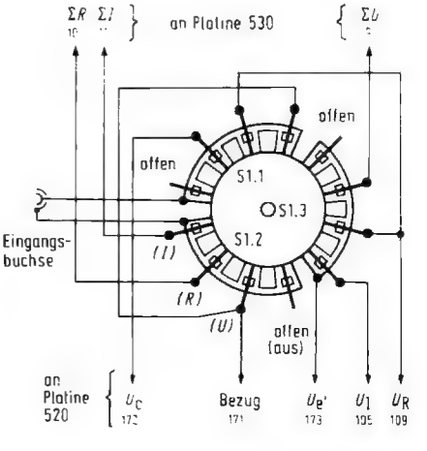


Bild 20. ▶ Verdrahtung des Betriebsartenwahlschalters

messende Spannung über 100 kΩ an den Anschlußpunkt 104 führen; zwischen diesem Punkt und Masse muß zusätzlich eine Tantalperle von 1 µF eingelötet werden. Nach dem Einschalten und fehlender Meßspannung schalten die internen Relais automatisch solange durch, bis der empfindlichste Meßbereiche erreicht ist; an dem gleichzeitig „mitwandernden" Dezimalpunkt ist dieser Vorgang zu verfolgen, der recht eindrucksvoll den Beweis dafür liefert, daß das Gerät richtig arbeitet.

Abgleich

Zum Abgleich muß das Gerät voll ausgebaut sein, also auch die Eingangsumsetzer auf der Platine 520 enthalten. In der Betriebsart „Spannungsmessung" erfolgt zunächst die Einstellung der beiden Referenzspannungen. Steht kein Vergleichsinstrument ausreichender Genauigkeit zur Verfügung, kann eine Mallory-Knopfzelle vom Typ RM 502 R als Eichnormal dienen; sie liefert eine sehr konstante Spannung von 1,35 V [11]. Die Batterie wird so angeschlossen, daß das Minuszeichen aufleuchtet, und mittels P 11 erfolgt der Abgleich auf den Anzeigewert „1.350"; anschließend ist die Batterie umzupolen und mit Hilfe von P 12 derselbe Wert in der Anzeige einzustellen, diesmal natürlich ohne negatives Vorzeichen.

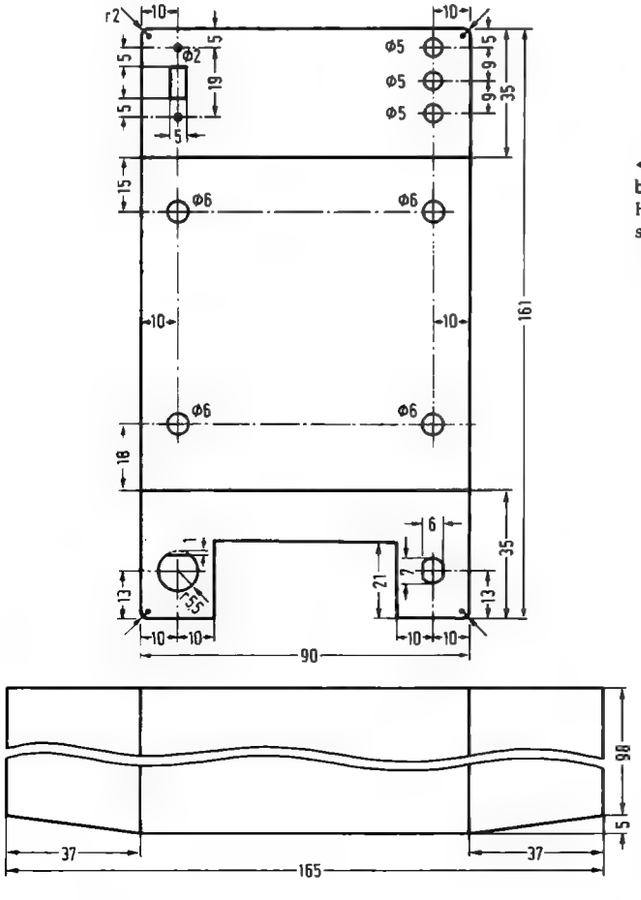
In Stellung „Widerstandsmessung" führt bei kurzgeschlossenem Eingang der Abgleich von P 23 zur Anzeige „.0000"; die Einstellung von P 24 soll den Eingangsstrom von IS 21.1 kompensieren, was aber nur im größten Widerstands-Meßbereich von Bedeutung ist. Dazu müßte ein hochohmiger Meßwiderstand von beispielsweise 470 kΩ angeschlossen und der Abgleich auf diesen Wert durchgeführt werden. Steht ein solcher Vergleichswiderstand nicht zur Verfügung, ist P 24 in Mittelstellung zu bringen; der daraus resultierende Fehler im größten R-Bereich bewegt sich unterhalb 1 %.

In der Betriebsart „Strommessung" ist bei kurzgeschlossenem Eingang die Anzeige wiederum auf „.0000" zu bringen, wozu P 25 dient. Bei allen hier beschriebenen Einstellungen ist zu beachten, daß der exakte Nullabgleich nicht erreichbar ist, sondern ein geringer Nullfehler bestehen bleibt, wie oben bereits beschrieben.

Stromversorgung

Zur internen Energieversorgung des Gerätes sind zwei 9-V-Kompaktbatterien vorgesehen. Die Batterie für die negative Versorgungsspannung wird stärker belastet, weil sie zusätzlich den Strom für die Anzeige liefert. Zum Anschluß des FUNKSCHAU-Mini-Netzteils dienen drei Buchsen an der Geräte-Rückseite; über den Schalter S 2 erfolgt die Umschaltung zwischen interner und externer Stromversorgung. Bei externer Versorgung über das Mini-Netzteil schaltet der Hauptschalter S 1 am Mini-Meter dieses nicht mehr aus und ein, sondern die Aktivierung erfolgt gleichzeitig mit dem Mini-Netzteil.

Diese Beschaltung wurde aus Gründen einer universellen Stromversorgungsmöglichkeit gewählt: Passend zu dem Mini-Meter wird nämlich ein fertiges Mikro-Netzteil angeboten, das im Schukostecker untergebracht ist. Es ermöglicht den mobilen Einsatz des vielseitigen Meßgeräts, ohne das Mini-Netzteil jedesmal mitnehmen zu müssen. In diesem Fall sind die Stromversorgungsanschlüsse geringfügig anders zu verdrahten (*Bild 22*). Ein Anschluß an das Mini-Netzteil ist mit dieser Verdrahtung nicht mehr möglich.



◄ Bild 21. Maßangaben für die beiden Hauptteile des Mustergehäuses (in mm)

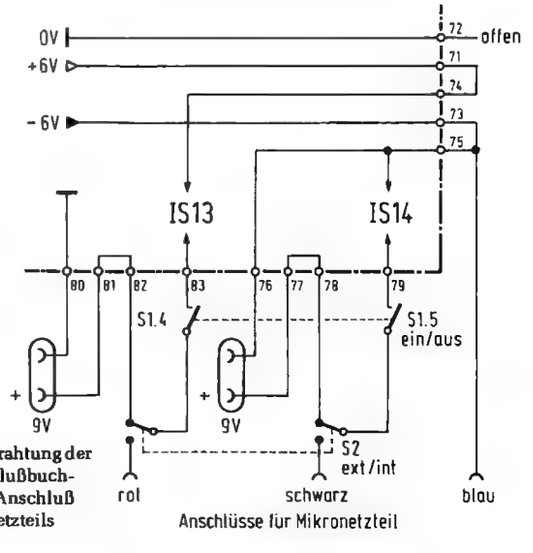


Bild 22. Verdrahtung der drei Anschlußbuchsen für den Anschluß des Mikro-Netzteils

Literatur

1] Miniaturzähler für Frequenz und Periodendauer. FUNKSCHAU 1976, H. 7, S. 271...276.

2] Universelle 24-Stunden-Digital- und Stoppuhr. FUNKSCHAU 1976, H. 12/13, S. 543...549.

3] Vielseitiger Funktionsgenerator mit Zusatz für FM und C-Messung. FUNKSCHAU 1976, H. 17, S. 729...734.

4] Miniatur-Netzteil für vier Ausgangsspannungen. FUNKSCHAU 1976, H. 21, S. 917

5] *Gößler, R.*: Schnelle A/D-Umsetzer. ELEKTRONIK 1975, H. 11, S. 83...87.

6] Digitalmultimeter P-Kanal-MOS-Baustein. Vorläufiges Datenblatt der Firma Siemens (1/1976).

7] Laborunterlagen zum Digitalmultimeter. Siemens-Zentrallabor.

8] Monolithisch Integrierte Schaltung TAA 320. Valvo-Datenbuch Integrierte Schaltungen für Fernseh-, Rundfunk- und Nf-Anwendungen 1976, S. 41...48.

9] *Ponner, J.*: Energiesparende mono-, bi- und tristabile Miniaturrelais. ELEKTRONIK 1975, H. 5, S. 63...64.

10] *Sauer, H.*: Relais Lexikon. Universitätsbuchhandlung Lachner, München 1975.

11] DC Calibrator. Heathkit Assembly Manual Model IM-102. Heath Company 1971.

Hans-Joachim Geissler

Spannungsgesteuertes Tiefpaßfilter für den Musikbereich

Viele Elektronik-Amateure befassen sich mit dem Bau von Geräten, mit denen ein beliebiges Nf-Material (z.B. Musikinstrumente, TB-Aufnahmen o.ä.) im Klang variiert oder verfremdet werden kann. Die nachstehend beschriebene Schaltung stammt aus der Musik-Synthesizer-Elektronik.

Das Gerät ist ein Einzelmodul, mit dem der Klang einer Nf-Spannungsquelle in vielen Variationen manipulierbar ist. Ferner ist es möglich, das Filter als selbständig schwingenden Sinus-Oszillator mit ungewöhnlichen Steuermöglichkeiten zu verwenden. Eine Industrieschaltung aus den USA (Moog) diente hierbei als Vorlage und wird hiermit in veränderter Dimensionierung mit Abänderungen und gängigen europäischen Halbleitertypen dem Elektronik-Amateur zugänglich, der schon lange eine universelle Filterschaltung aus dem Gebiet der Musik-Elektronik sucht.

Mit dem Gerät lassen sich aus einem Nf-Signal mit Hilfe von Steuerspannungen nach und nach sämtliche Obertöne herausfiltern, bis nur noch der Grundton übrigbleibt und dieser ebenfalls verschwindet. Das Besondere an der Schaltung ist, daß die Steuerspannung mit einem einzigen Potentiometer geregelt und damit der gesamte Nf-Bereich von 60 Hz bis 13,5 kHz ohne Schaltstufen lückenlos überstrichen wird.

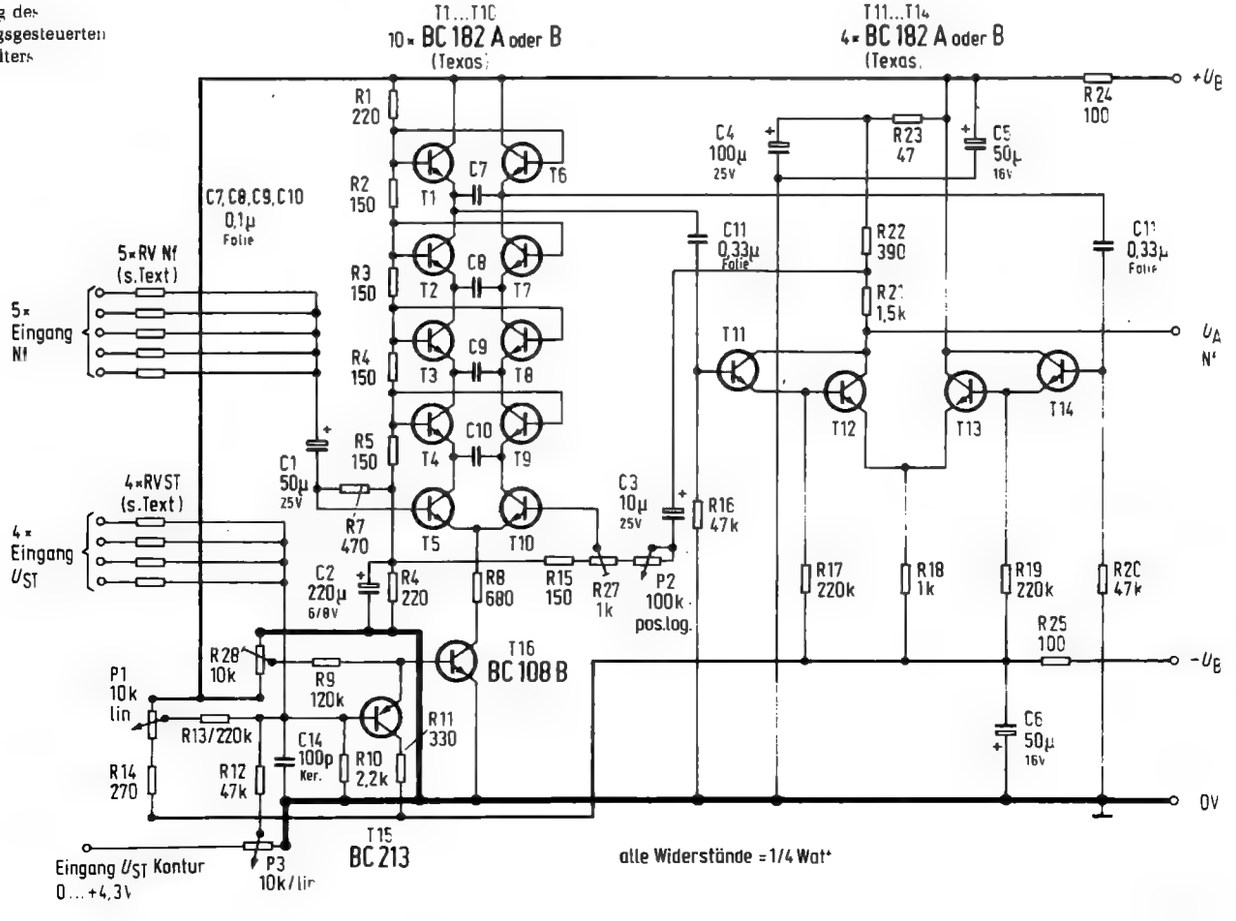
Die Filterwirkung läßt sich zusätzlich noch kontinuierlich bis zur Eigenschwingung regeln, ohne daß dabei die Modulationsfähigkeit verloren geht. Zur Veränderung der Stimmung bzw. des Frequenzbeschneidungspunktes können auch mehrere Steuerspannungen gleichzeitig, sich summierend in ihrer Wirkung, angelegt werden.

Zur Bedienung sind folgende Regelorgane vorgesehen:

1 Regler P 1 „Cutoff-Frequency" zur Einstellung der oberen Grenzfrequenz für die Frequenzbeschneidung
2 Regler P 2 „Emphasis" für die Frequenzanhebung durch Rückkopplung bis zum Eigenschwingen
3 Regler P 3 „Betrag der Kontur". „Kontur" ist eine selbständig auf- und absteigende Steuerspannung zwischen 0 und Plus 4,3 V, die ein sogenannter Konturgenerator erzeugt. Mit dieser Spannung lassen sich Filterungsverläufe oder Klangverschiebungen automatisieren. Mit dem erwähnten Regler läßt sich die Wirkung der Konturspannung zwischen 0 und 100 % regeln.

Mit diesen drei Reglern ist die Bearbeitung eines Nf-Signales auf derart vielfältige Weise möglich, daß eine weitgehende Beschreibung über das Arbeiten mit dem Gerät den Rahmen dieses Aufsatzes sprengen würde. Rechteckwellen (für Wah-Wah-Effekte) oder weißes Rauschen (für Windheulen od. ähnl.) sind für die ersten Versuche zum Einarbeiten als Nf-Quellen gut geeignet. Mit der beschriebenen Konturspannung lassen sich

Schaltung des spannungsgesteuerten Tiefpaßfilters



selbständig ablaufende gleitende Filterungen in vielen Nuancierungen herstellen.

Auch der gleichzeitige Anschluß eines Modulations-Generators (Nf-Generator, der verschiedene Schwingungsformen wie z.B. Rechteck, Sinus, Dreieck, Sägezahn, umgekehrter Sägezahn im Bereich von ca. 0,5...20 Hz erzeugt) ist über einen entsprechend bemessenen Koppelkondensator an einem der Steuerspannungseingänge denkbar. In der gewählten Schwingungsform laufen mit einem derartigen Generator Filterungs- oder Tonverschiebungen ebenfalls automatisch ab.

Schaltungsfunktion

Die Transistoren T 1 bis T 10 und die Kondensatoren C 7 bis C 10 stellen die eigentliche spannungssteuerbare und phasenschiebende Filterkette dar (*Bild*). Über T 15 und T 16 gelangen die Steuerspannungen auf das Filter. T 11 bis T 14 ergeben einen sog. „Buffer-Verstärker", der für die Gegenkopplung über den Trimmerwiderstand R 27 und den Regler P 2 zuständig ist. Über fünf verschiedene Vorwiderstände (RV Nf) können fünf verschiedene Nf-Spannungsquellen eingemischt werden. Die Bemessung der Widerstände erfolgt so, daß alle Nf-Quellen mit gleicher Lautstärke in das Filter gelangen. Die Amplitude an + C 1 ohne RV-Nf darf nicht mehr als 30 mV betragen.

Das gemischte Nf-Signal wird über T 4 und T 5 in den linken Zweig des Filters, der zusätzlich aus T 1, T 2 und T 3 besteht, eingeschleift.

Über R 8 wird die Steuerspannung zur Verschiebung des Filtereinsatzpunktes eingespeist. Der rechte Filterzweig ist für die Gegenkopplung zur Anhebung des Filterpunktes zuständig. Er kann durch das Zusammenwirken von R 27 und P 2 soweit geregelt werden, daß entweder nur Filterung oder Filterung mit Hervorhebung des Filterpunktes bis zum Eigenschwingen eintritt. Das Nf-Signal wird dabei in der Filterkette mit der entstehenden Eigenschwingung moduliert.

Tabelle der technischen Daten

Spannungsversorgung symmetrisch:
+ UB = 12,5 V...15 V
− UB = 12,5 V...15 V
erforderl. Strom = ca. 13 mA

Max. Nf-Eingangsspannung an + C1 = 30 mV

benötigte Spannung, um das Filter vom geschlossenen in den geöffneten Zustand zu steuern = 0 bis −4,3 V (am Konturеingang)

Frequenzbereich: 60 Hz...13,5 kHz (mit R 28 durch Feineinstellung verschiebbar).
CA-Nf: 600 mV bei 60 Hz 2,5 V bei 24 kHz Filtereigenschwingung.
Gleichspannung gemessen mit Vielfachmeßinstrument 20 kΩ/V gegen Masse.
Nf-Wechselspannungen gemessen mit Nf-Millivoltmeter 10 MΩ/V gegen Masse.

An den Kollektoren von T 11 und T 12 steht das Ausgangssignal zur weiteren Verarbeitung zur Verfügung. Die Eingangsimpedanz der nachfolgenden Stufe sollte nicht kleiner als 50 kΩ sein. Über die Vorwiderstände RV St können zusätzlich vier verschiedene Steuerspannungsquellen für Fernbedienungszwecke angeschlossen werden. Die Vorwiderstände werden so bemessen, daß mit Hilfe der jeweiligen positiven Steuerspannung eine Regelung über den gesamten zur Verfügung stehenden Frequenzbereich möglich ist.

Der Kontur-Eingang kann beliebig zu den anderen Steuerspannungen zugemischt werden. Ist der Schleifer des Reglers P 3 mit Masse verbunden, wird die Konturspannung unterdrückt. Jede der Steuerspannungen kann das Filter vom geschlossenen in den geöffneten Zustand (Spannungsanstieg) oder umgekehrt vom geöffneten in den geschlossenen Zustand (Spannungsabfall) steuern. Am Regler P 1 kann hierbei der Öffnungsausgangspunkt in seiner Grundstellung vorbestimmt werden.

Zum Abgleich der Schaltung wird am Ausgang ein Abhörverstärker angeschlossen und P 1 sowie die beiden Trimmwiderstände R 27/ R 28 werden in Mittelstellung gebracht. P 2 wird nun bis zum Anschlag auf Schwingungseinsatz geregelt (Schließen des Reglers). Jetzt schwingt das Filter etwa in einer hörbaren Stimmung um 200...400 Hz. Der Trimmer R 27 ist nun so einzustellen, daß bei 3/4 Öffnung von P 2 die Eigenschwingung des Filters gerade einsetzt. R 28 legt hiernach den gesamten zu überstreichenden Frequenzbereich fest, der sich dann mit P 1 regeln läßt.

Alle Reglerzuleitungen sind ab einer Länge von 10 cm über abgeschirmte Leitungen auszuführen. Die symmetrische Versorgungsspannung sollte gut gesiebt und stabilisiert sein, um Brumm und ungewollte Frequenzverschiebungen durch Spannungsänderungen bei Belastungsschwankungen zu vermeiden.

Der Aufbau der Schaltung ist unkritisch und erfolgt durchweg mit handelsüblichen Bauelementen. Der Regler P 2 sollte eine positiv-log. Kennlinie aufweisen und so angeschlossen werden, daß beim rechten Anschlag die Schwingung einsetzt (Regler geschlossen). Die Halbleiter sollten nicht durch Vergleichstypen ersetzt werden, da dann ein einwandfreies Arbeiten der Schaltung nicht mehr gewährleistet ist. Auch die Widerstands- und Kondensatorwerte müssen aus diesem Grund unbedingt eingehalten werden. Die *Tabelle* nennt die technischen Daten des Geräts. (Mit freundlicher Genehmigung der Fa. Dynacord, Straubing).

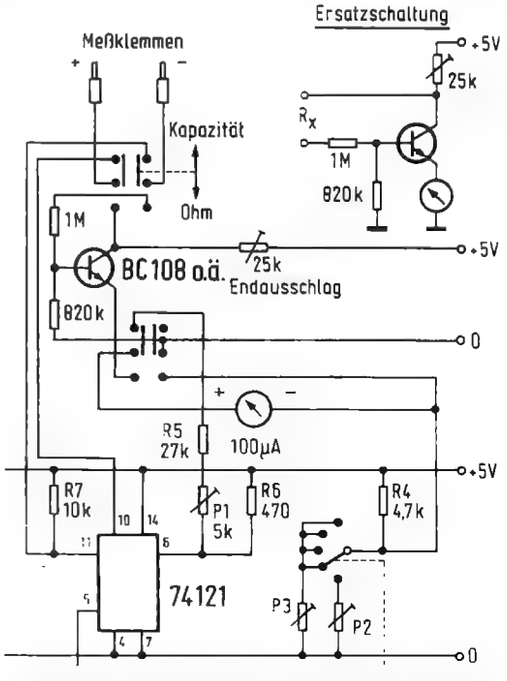
C-Ω-Meter

Das Kapazitätsmeßgerät mit linearer Skala aus FUNKSCHAU, Heft 21/1975 habe ich nachgebaut und bin damit recht zufrieden. Allerdings hat die Schaltung einen Nachteil. Bei einem Kondensator mit hochohmigem Feinschluß läßt sich noch ein Kapazitätswert innerhalb der Toleranzgrenzen messen. Dies beeinträchtigt die Glaubhaftigkeit der Messung.

Ein einfaches Ohmmeter, bei dem das vorhandene Meßwerk mit verwendet werden kann, würde diesen Nachteil beheben. Die angegebene Schaltung kann ohne Schwierigkeiten in das Kapazitätsmeßgerät eingebaut werden und ist so einfach, daß es kaum einer Erklärung bedarf. Mit dieser Schaltung können Feinschlüsse von 5 MΩ noch einwandfrei abgelesen werden. Durch Änderung der beiden Widerstände 1 MΩ und 820 kΩ kann das Ohmmeter noch empfindlicher gemacht werden (*Bild*).

Im Mustergerät dient zur Umschaltung von Widerstands- auf Kapazitätsmessung einen Schalter 4 x um mit Zentralbefestigung. Der Transistorverstärker wurde auf einer kleinen Pertinaxplatte direkt an den Schaltkontakten befestigt. Mit dem Trimmer wird der Endanschlag bei kurzgeschlossenen Prüfklemmen eingestellt.

H. Strömsdörfer



Mit wenigen Bauelementen ist das C-Meßgerät auf ein Ohmmeter zu erweitern

Hans-Joachim Geissler

Konturgenerator für die Musikelektronik

Elektronik-Amateure, die sich mit Eigenkonstruktionen für elektronische Musikinstrumente beschäftigen, hegen oft den Wunsch nach einer universellen Schaltung, die Steuerspannungen zur Ansteuerung von spannungsgesteuerten Verstärkern (VCA's),-Filtern (VCF's), -Oszillatoren, -astabilen Multivibratoren (AMV's) usw. liefert. Die hier beschriebene Schaltung arbeitet nach einem Prinzip, welches in Musik-Synthesizern Verwendung findet und läßt fast keinen Wunsch in bezug auf Variationsmöglichkeiten offen.

Das Gerät liefert, durch einen negativen Triggerimpuls ausgelöst, eine pos. automatisch auf- und absteigende Steuerspannung zwischen 0 und + 5,0 V, die in vier verschiedenen Phasen getrennt voreingestellt (programmiert) werden kann. Dabei laufen die ersten drei Phasen nur ab, solange der Triggerimpulsschalter geschlossen bleibt. Mit der Schaltung ist es möglich, durch vorherbestimmte Spannungsabläufe und mit entsprechenden Zusatzgeräten in weiten Regelbereichen beliebige Hüllkurven, gleitende Filterungen oder Tonverschiebungen zu realisieren.

Für die einzelnen Phasen des Spannungsablaufes sind insgesamt 5 verschiedene Bedienungselemente vorgesehen:

1 Regler P 1 „Attack-time" (A-t). Er bestimmt, in welcher Zeit die Spannung von 0 bis Maximum ansteigt. (Regelbereich: 0...15s)
2 Regler P 2 „Decay-time" (D-t). Er bestimmt die Zeit, in der die Spannung vom Maximum bis 0 V wieder abfällt. (Regelbereich: 0...15s)
3 Regler P 3 „Sustain-level". Mit ihm kann ein Spannungserhaltungsniveau vorgewählt werden, daß sich *nach Ablauf der A-t* einstellt. Die eingestellte D-t wird an der Stelle unterbrochen, an der sich das Erhaltungsniveau einstellt. (Regelbereich: 0...100 % des Maximums)
4 Regler P 4 „Final-decay-time" (F-d-t). Hiermit kann eine Zeit voreingestellt werden, in der die Spannung *nach* Lösen des Triggerimpulsschalters vom eingestellten Sustain-level auf 0 absinkt. (Regelbereich: 0...15 s)
4a Schalter S 2 „Final-decay-time Ein/Aus". In geöffneter Stellung wird die Möglichkeit zum Ablauf der F-d-t eingeschaltet. In geschlossener Stellung wird der Spannungsablauf in jedem Fall an der Stelle unterbrochen, an der er sich beim Lösen des Triggerimpulsschalters befindet. Der *Regler* F-d-t ist hierbei selbstverständlich unwirksam.

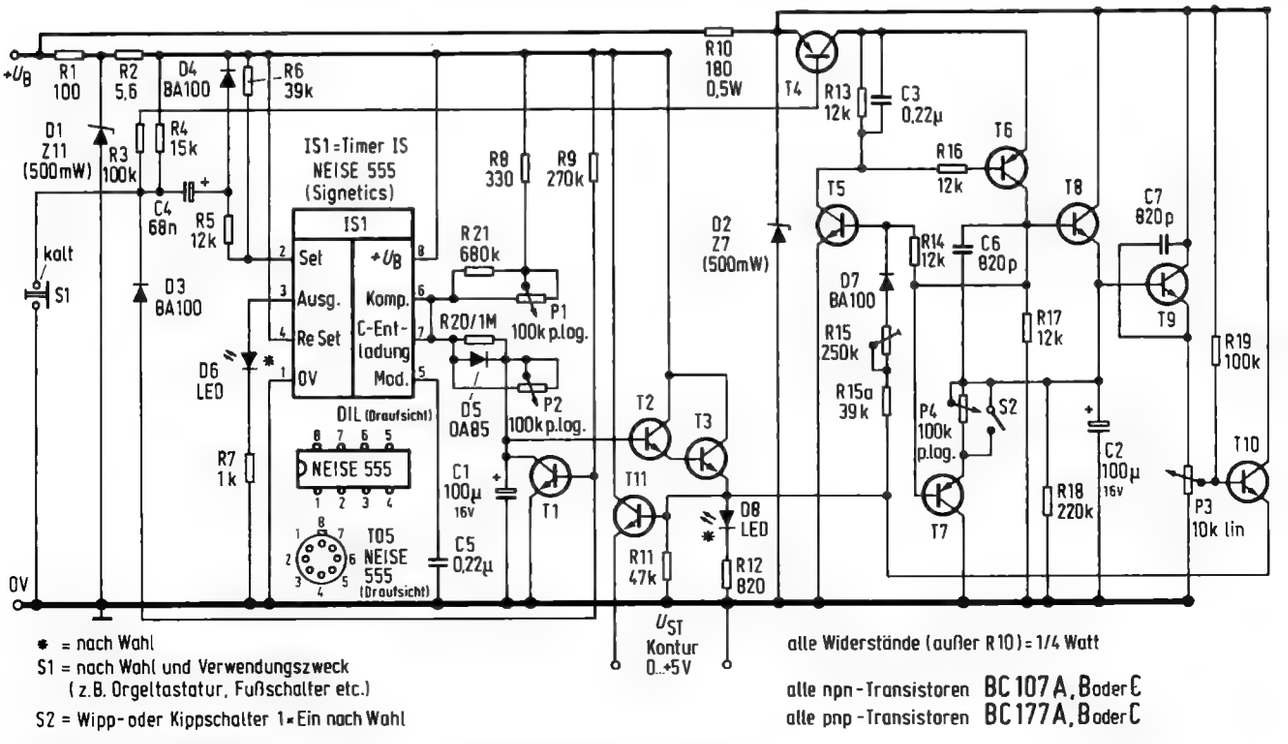
Der jeweilige Zustand, in dem sich die Schaltung befindet (Attack oder Decay), wird mit LED D 6 beobachtet, die beim Beginn der A-t aufleuchtet und beim Übergang zur D-t erlischt. Mit LED D 8 läßt sich zusätzlich der ges. Spannungsverlauf durch Zu- und Abnahme der Helligkeit kontrollieren.

Schaltungsfunktion

Durch Schließen des Triggerimpulsschalters S 1 entsteht über R 4 bis R 6, C 4 und D 4 an Punkt 2 der Timer-IS NE 555, die hier als Monoflop arbeitet, ein kurzer negativer Impuls (*Bild*). An Punkt 3 der IS erscheint dadurch ein pos. 8,8-V-Impuls, den LED D 6 anzeigt. Durch das Setzen des Impulses lädt sich C 1 über R 8, R 21, P 1 und D 5 auf. Die Dauer der Aufladung variiert P 1 und stellt die A-t dar.

Nachdem die Spannung an C 1 und damit an den Punkten 6/7 der IS 0,67 UB-IC erreicht hat, wird der Impuls an Punkt 3 und damit auch an LED D 6 gelöscht. C 1 entlädt sich mehr oder weniger schnell über die IS nach Masse, bestimmt in der Dauer durch P 2 und R 20. Die Zeit der Entladung stellt die D-t dar. Die entstehende Steuerspannung greift der Spannungsfolger T 2/T 3 lastfrei ab. Der Emitter von T 3 steuert LED D 8. Die Basis von T 1 ist über R 9 positiv vorgespannt, gleichzeitig aber über D 3 mit der „kalten" Seite von S 1 verbunden. Hierdurch wird der Ladekondensator beim Lösen von S 1 immer sofort entladen, da T 1 dann sofort durchschaltet.

Ein Teil der am Emitter von T 3 entstehenden Steuerspannung gelangt über R 15a/R 15 und D 7 auf einen Schwellwertschalter, der u.a. aus T 5 und T 6 besteht. Hat die Steuerspannung nahezu Maximum erreicht, entsteht am Kollektor von T 6 ein positiver Ausgangsimpuls, der erst durch Unterbrechung der Versorgungsspannung für den Schwellwertschalter gelöscht wird. Dieses



* = nach Wahl
S1 = nach Wahl und Verwendungszweck (z.B. Orgeltastatur, Fußschalter etc.)
S2 = Wipp- oder Kippschalter 1×Ein nach Wahl

alle Widerstände (außer R 10) = 1/4 Watt
alle npn-Transistoren BC 107 A, B oder C
alle pnp-Transistoren BC 177 A, B oder C

Schaltung des Mustergerätes (Die IS ist mit Funktionsangabe der einzelnen Pins versehen)

Unterbrechen geschieht über T 4, dessen Basis über R 3 an der kalten Seite von S 1 liegt. Der Impuls wird also beim Lösen von S 1 gelöscht, da die Kollektor-Emitter-Strecke von T 4 dann plötzlich sperrt. Während der Dauer des positiven Impulses am Kollektor von T 6 gelangt diese positive Spannung über T 8 an C 2 und lädt diesen blitzartig auf. Die Spannung wird über T 9 lastfrei ausgekoppelt, an dessen Emitter durch P 3 Sustain-level eingestellt, und gelangt anschließend über den Emitter von T 10 an den Emitter von T 3.

Damit das Absinken der Spannung *nach* Lösen von S 1 regelbar wird, entlädt sich C 2 durch T 7, R 18 und P 4 mehr oder weniger schnell, je nach Stellung von P 4. T 7 wird nämlich nach Lösen von S 1 durch das nun über R 17 negativ gewordene Potential am Kollektor von T 6 leitend. Ist S 2 geschlossen oder der Schleifer von P 4 mit dem Emitter von T 7 verbunden, wird C 2 sofort beim Lösen von S 1 entladen. Der Ablauf der F-d-t findet somit nicht statt. S 2 stellt also eine „Spielhilfe" dar, mit der sich die F-d-t schnell ein- oder ausschalten läßt. Vom Spannungssammelpunkt Emitter T 3 wird die Steuerspannung nochmals über T 11 lastfrei ausgekoppelt. Die Versorgungsspannung für Sustain-level und F-d-t ist gegenüber der restlichen Schaltung durch R 10/D 2 getrennt stabilisiert.

Der andere Schaltungsteil ist über R 1/D 1 stabilisiert, was notwendig ist, da bei Reglerstellung A-t = 0 s eine Belastungsänderung eintritt. C 3, C 5, C 6 und C 7 dienen zur Unterdrückung von Störimpulsen, die unkontrollierte Schaltvorgänge auslösen können. Zum Abgleich wird am Ausgang ein Voltmeter angeschlossen (20 kΩ/V); der Regler A-t steht auf 0, der Regler D-t auf 15 s, Sustain-level auf 100 %. S 1 wird geschlossen und mit R 15 die Schaltschwelle so eingestellt, daß sich ein Sustain-level von 5 V gerade – aber sicher – einstellt. (Prüfen durch mehrmaliges Triggern mit S 1 bei verschiedenen Reglerstellungen von P 2.)

Die Zuleitung zu P 3 ist wegen der hochohmigen Kopplung abgeschirmt auszuführen. Durch Wahl einer logarithmischen Kennlinie für die drei Zeitenregler ist eine Feineinstellung im Millisekundenbereich möglich. Hierdurch sind besonders kurze Abläufe differenziert einstellbar. Die logarithmische Kennlinie der Regler macht natürlich eine entsprechende Gestaltung der zur Verwendung kommenden Skalen erforderlich.

Der Aufbau der Schaltung ist unkritisch. Die Spannungsversorgung sollte gut gesiebt sein. Um Kosten so niedrig wie möglich zu halten, wurden bewußt gängige und preiswerte Halbleitertypen verwendet. Die *Tabelle* nennt die Technischen Daten des Geräts.

Tabelle der technischen Daten

$+ U_B$	= 14 V...15 V/75 mA
Ausgang + U St	= 0...+ 5,0 V
U_B IS (Pin 8)	= + 9,5 V
Attack-time	= 0...15 s
Decay-time	= 0...15 s
Final-decay-time	= 0...15 s (gerechnet von Sustain-level = + 5,0 V)
Sustain-level	= 0... + 5,0 V

Schaltschwelle für Einsatz Sustain-level = + 4,0 V (gemessen am Ausgang U_{ST}). Alle Spannungen gemessen mit Vielfachmeßinstrument 20 kΩ/V gegen Masse.

Vielseitiger Funktionsgenerator für FM- und C-Messung, Ergänzung

Unser Leser Reinhard Weiß, machte in einem Leserbrief einige uns interessant erscheinende Ergänzungen zu dem Beitrag aus Heft 17/1976, Seite 729. Er meint:

Das beschriebene Gerät stellt einen günstigen Kompromiß zwischen Leistungseigenschaften und Aufwand dar und ist wegen seiner Handlichkeit vielseitig einsetzbar. Interessierte Leser sollten sich das Datenblatt des ICL 8038 (Intersil) besorgen, weil man z.B. an dessen Innenschaltung, die dort beschrieben wird, auf weitere Schaltungsdetails stößt, die für die monolithische Integrationstechnik typisch sind. Andererseits ist gerade dieser Baustein typisch dafür, daß die Interpretation der Datenblattangaben (die sogenannten charakteristischen Daten) manchmal Glückssache ist. In der Praxis können sich nämlich ganz andere Werte ergeben.

Ich möchte daher ergänzend einige eigene Erfahrungen zu diesem Funktionsgenerator-Baustein erläutern und noch ein paar Hinweise zur beschriebenen Bauanleitung geben.

Die im folgenden angegebenen Meßwerte wurden bei einer Betriebsspannung von 30 V ermittelt. Das ist hinsichtlich der Eigenschaften des Bausteins der günstigste Wert. Nach dem Datenblatt ist die höchste erreichbare Generatorfrequenz 1 MHz. Bei Untersuchung mehrerer Bausteine ließen sich jedoch nur maximal etwa 700 kHz erreichen, wobei außerdem große Verzerrungen bei allen drei Kurvenformen auftraten. Ist man an einem sauberen Sinussignal interessiert, darf man nicht über etwa 200 kHz gehen (K ≅ 6 %). Es hat daher nicht viel Sinn, noch einen weiteren dekadischen Bereich über 100 kHz vorzusehen, zumal, wenn die Betriebsspannung nur 9 V beträgt (Der FUNKSCHAU-Mini-Wobbler arbeitet bis 100 kHz).

Etwas Sorgfalt erfordert es, wenn man den Klirrfaktor der Sinusspannung gering halten möchte. Entscheidend ist die Einhaltung eines Tastverhältnisses von genau 1:1. Auch wenn $R_A = R_B$ ist, ist diese Bedingung bei aufgedrehtem R 1 wegen der Unsymmetrie der internen Stromquellen nicht unbedingt gegeben. Das Tastverhältnis ändert sich auch etwas mit der Stellung von R 1. Es besteht die Möglichkeit, zwischen R_A und R_B einen Trimmer einzufügen, dessen Schleifer an Pkt. 17 geht und mit dem das Tastverhältnis justiert werden kann.

Die Kurvenform der Sinusspannung läßt sich übrigens mit zwei weiteren Trimmern noch etwas verbessern, die als Spannungsteiler zwischen Pin 6 und Masse geschaltet sind und deren Schleifer an Pin 12 bzw. 1 gehen (100 kΩ; R 4 entfällt). Mit diesen Maßnahmen läßt sich der Klirrfaktor bei z.B. 1 kHz und 10 kHz unter 1 % halten. Andernfalls ist die Güte der Kurvenform stark von der Streuung der Baustein-Daten abhängig. Außerdem ist Pin 2 des 8038 sehr empfindlich auf kapazitive und ohmsche Lasten, die zusätzliche Verzerrungen bringen können.

Bei Verwendung des Funktionsgenerators zum Messen von Kapazitäten ist zu beachten, daß unter etwa 1 nF der Zusammenhang zwischen Kapazität und Periodendauer nicht mehr linear ist. Der Fehler läßt sich nicht durch eine etwa vorhandene Grundkapazität berücksichtigen und erreicht Werte bis über 100 % (bei 100 pF).

Die Wobbelmöglichkeit ist eine recht feine Sache. Für kleine Spannungen zwischen Pin 8 und Pin 6 des 8038 wird der Zusammenhang zwischen Wobbelhub und Periodendauer nichtlinear. Den größtmöglichen Hub bekommt man bei 30 V Betriebsspannung; er kann bis 1: 20 000 betragen, jedoch im Interesse guter Linearität (Fehler 1 %) ist nur etwa 1 : 100 erreichbar.

Die Frequenz des Funktionsgeneratorbausteins ist erfreulicherweise nur geringfügig temperaturabhängig. Im wesentlichen beeinflussen R 1 und die Bereichskondensatoren C 1 bis C 6 die Stabilität der erzeugten Frequenz. Als Richtwert kann bei 10 kHz und 1 kHz mit + 0,5 ‰/°C im Bereich 0...60° gerechnet werden.

Die Betriebsspannungsabhängigkeit der Frequenz ist von der gewählten Betriebsspannung abhängig. Es wurden bei 30 V + 0,015 %/V und bei 20 V + 0,05 %/V gemessen, obwohl das Datenblatt einen negativen Koeffizienten angibt.

Da die Frequenz umgekehrt proportional zur R 1 ist

$$(f = \text{const.} \frac{1}{R\,1}),$$

ist die Frequenzeinstellung nicht mit dem Potentiometerdrehwinkel linear. Abhilfe bringt recht gut ein Potentiometer mit negativ logarithmischer Kennlinie (notfalls auch positiv logarithmisch, wenn der Widerstandsbereich zwischen Schleifer und Linksanschlag verwendet wird; dann wird bei Rechtsdrehung allerdings die Frequenz erniedrigt entgegen üblicher Einstellung).

Weitere Hinweise sind übrigens in einer Applikationsschrift von SE Spezial-Elektronic KG, München, enthalten mit dem verheißungsvollen Titel: „Was Sie schon immer über den 8038 wissen wollten".

Eckart Märkel

Digitalrätsel

Obwohl es sich bei diesem Beitrag nicht um eine Bauanleitung handelt, wendet er sich doch an den Praktiker. Als kleine Hilfe sei noch vermerkt, daß jeder, der dieses Digitalrätsel zu lösen versucht, auch das Lösungswort kennen müßte.

Mit diesem Digitalrätsel soll hier einmal eine ganz neue Rätselsorte, die zudem den Ansprüchen nach Fachbezogenheit gerecht wird, vorgestellt werden. *Bild 1* zeigt die aus verschiedenen Gattern bestehende Logikschaltung.

Werden an ihre fünf Eingänge (ganz oben im Bild) bestimmte Eingangspegel angelegt, so ergeben sich an den übrigen 40 Anschlüssen, den Ausgängen, die Ausgangspegel. Den fünf jeweils nebeneinanderliegenden Anschlüssen sind gemäß der *Codetabelle* Buchstaben zugeordnet. Liest man nun die zu den Codewörtern gehörenden Buchstaben von oben nach unten, erhält man das Lösungswort, vorausgesetzt, man hat an die fünf Eingänge die richtigen Pegel gelegt.

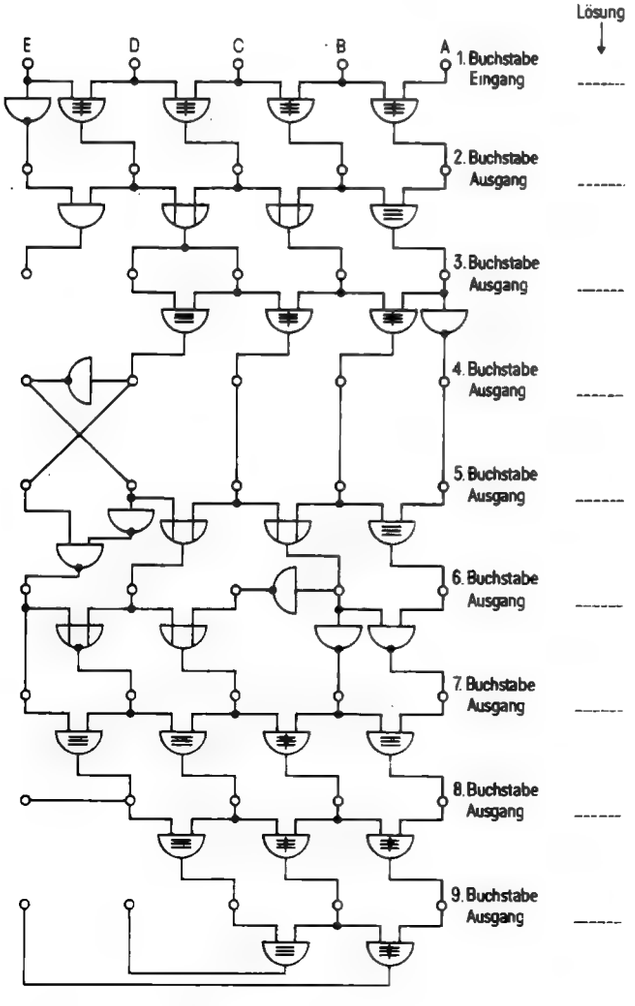
Dazu ein Beispiel: Wird als 1. Buchstabe das N gewählt – laut Codetabelle gilt dafür A = 0, B = 1, C = 1, D = 1 und E = 0 –, dann ergibt sich als 2. Buchstabe das Y mit A = 1, B = 0, C = 0, D = 1, E = 1 und in der 3. Zeile A = 0, B = 0, C = 1, D = 1 und E = 1. Der zuletzt genannten Kombination ist kein Buchstabe zugeordnet, also ist N nicht der richtige Anfangsbuchstabe.

Die Aufgabe wird dadurch etwas erleichtert, daß sich auch bei einigen falschen Eingangsbuchstaben ein richtiger Schluß ergibt, der auf die Lösung schließen läßt. Hinzu kommt, daß bei diesem Digitalrätsel ein Buchstabe sich immer aus dem vorhergehenden ergibt.

Zu beachten ist ferner, daß im Digitalrätsel eine seltene logische Verknüpfung, die Äquivalenzschaltung, vertreten ist. In *Bild 2* ist sie dem Exklusiv-Oder-Gatter gegenübergestellt, von der sich die Äquivalenzschaltung nur durch den invertierten Ausgang unterscheidet. Diese beiden Verknüpfungen eignen sich für den Aufbau von Digitalrätseln besonders gut, weil die Änderung eines Eingangspegels in jedem Fall die Änderung des Ausgangspegels zur Folge hat.

Wer sich nun mit dem Lösen des Digitalrätsels befaßt hat, wird bald feststellen, daß ihm außer dem Zeitvertreib noch ein weiterer Nutzen daraus erwächst: Im Laufe der Zeit bekommt man Übung im Lesen von Digitalschaltungen, die aus Gattern aufgebaut sind.

Lösung auf Seite 1 dieses Heftes



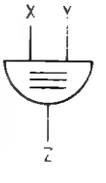
◄ Bild 1. Schaltung des Digitalrätsels. Die Lösung bitte in der rechte Spalte eintragen

Codetabelle

E	D	C	B	A		E	D	C	B	A	
0	0	0	0	0		1	0	0	0	0	P
0	0	0	0	1	A	1	0	0	0	1	Q
0	0	0	1	0	B	1	0	0	1	0	R
0	0	0	1	1	C	1	0	0	1	1	S
0	0	1	0	0	D	1	0	1	0	0	T
0	0	1	0	1	E	1	0	1	0	1	U
0	0	1	1	0	F	1	0	1	1	0	V
0	0	1	1	1	G	1	0	1	1	1	W
0	1	0	0	0	H	1	1	0	0	0	X
0	1	0	0	1	I	1	1	0	0	1	Y
0	1	0	1	0	J	1	1	0	1	0	Z
0	1	0	1	1	K	1	1	0	1	1	
0	1	1	0	0	L	1	1	1	0	0	
0	1	1	0	1	M	1	1	1	0	1	
0	1	1	1	0	N	1	1	1	1	0	
0	1	1	1	1	O	1	1	1	1	1	

X	Y	Z
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	0

Exklusiv-Oder-Gatter (Antivalenz)



X	Y	Z
0	0	1
0	1	0
1	0	0
1	1	1

Gatter zur Prüfung auf Gleichheit (Äquivalenz)

Bild 2. ► Wahrheitstabelle des Antivalenz- und Äquivalenzgatters

Reinhard Weiß

Uhrzeit- und Normalfrequenzempfänger für DCF 77 mit Gangreserve

Schluß

Mit dem Jahresende schließt auch die Fortsetzungsserie zum Bau eines DCF-77-Empfängers ab. Im vorliegenden 5. und letzten Teil geht es um Aufbau und Inbetriebnahme des Empfängers, um Erfahrungen mit dem Gerät sowie um Erweiterungsmöglichkeiten.

Bild 37 zeigt das geöffnete Gerät mit den Maßen 275 mm x 210 mm x 85 mm. Der mechanische Aufbau ist grob zu erkennen: Die Platinen der Baugruppen 7409, 7401, 7402, 7306, 7403, 7407, 7303 und 7404 sind senkrecht mit der Steckerleiste nach vorn im Gerät befestigt. An der Frontplatte werden 7405/7406, die Instrumente, Handtaster, Umschalter für die Übernahme (S1), LDR, Telefonkapsel und Netzschalter montiert. An der Rückseite sitzen die Kühlbleche der beiden Transistoren T 6, T 7 (7404), Netzsicherung, Antenneneingang und diverse festverschaltete Normalfrequenzausgänge (jeweils über BNC-Buchsen) von 7403, Lautstärkeregler (P 1 7406), Oszillator-Vorspannungsregler (P 1 7306). Das Gehäuse muß mit dem Schutzkontakt des Netzsteckers verbunden sein.

Die Transistoren sind i.allg. unkritisch. Für alle BCY 59, BC 107, BC 182 eignet sich jeder npn-, für alle BCY 79, BC 177 jeder pnp-Kleintransistor; sie sollten jedoch von einwandfreier Qualität sein.

Aufbau und Inbetriebnahme

Für die Inbetriebnahme der einzelnen Platinen sollte der mechanische Aufbau des Gerätes – insbesondere die Platinenhalterungen mit den 21poligen Federleisten – schon erfolgt sein, so daß auch schrittweise die endgültige Verdrahtung vorgenommen werden kann.

Zunächst werden die beiden Netzteile 7404, 7303 aufgebaut und getestet. Dabei dürfen sich die Ausgangsspannungen bei Belastung mit den Nennströmen praktisch nicht ändern. Mit einem Oszillografen lassen sich dabei auch die Ausgangsbrummspannungen bei Vollast kontrollieren, die nur einige mV betragen sollten. Die Beleuchtungsspannungsregelung auf 7404 wird mit einem Oszillografen zunächst so eingestellt, daß bei Abdunkelung des LDR etwa 4 V_s entstehen und bei maximaler Beleuchtung etwa 13 V_s. Die genaue Einstellung erfolgt individuell, wenn die Anzeigen angeschlossen sind.

Sodann können der Antennenverstärker 7408 und der Filterverstärker 7409 in Betrieb genommen werden. Die Resonanzfrequenz der Ferritantenne sollte z.B. mit einem durchstimmbaren Generator überprüft werden. Das gleiche gilt für den LC-Resonanzkreis L2/C8 auf 7409. Geringe Abweichungen sind wegen seiner relativ großen Bandbreite unerheblich.

Wird der Antennenverstärker und der Filterverstärker mit einem Stück Koax-Kabel (ca. 2 m lang) verbunden und die Betriebsspannung (+ 15 V) angelegt, muß am Filterausgang Punkt 21 (7409) auf einem Oszillografen bereits der modulierte Träger von DCF 77 sichtbar sein. Mit P 1 wird eine Ausgangsspannung von etwa 1 V_{eff} eingestellt. Mit P 2 und C 7 justiert man das Signal auf sauberste Kurvenform.

Als nächstes werden 7401 und 7402 verschaltet. Hinter IS1 (7401) muß dann bereits ein verstärktes Gleichspannungssignal mit ca. 2,6 V anstehen. Mit P 2 (7401) wird die Spannung an C 10 auf etwa 75 % des Maximalwertes an C 9 eingestellt, die sich bei der Trägertastung nur kaum ändern darf. Nach dieser Einstellung müssen an Punkt 9 (7401) bereits saubere Sekundenmarken mit 0,1 s oder 0,2 s Dauer erscheinen.

Nun werden die Zeitkonstanten der Monoflops IS5, IS4, IS3 grob überprüft und eventuell korrigiert. Sind sie richtig eingestellt, muß jede Minute an Punkt 2 (7401) ein Impuls erscheinen.

Bevor 7402 kontrolliert werden kann, muß der Oszillator 7306 aufgebaut und getestet werden. Seine Einstellung ist etwas kritisch. Zunächst wird Punkt 12 an Masse gelegt und der Trimmer P 1 an Punkt 7 auf Mittelstellung eingestellt. Wenn der Oszillator noch nicht schwingt, muß das Verhältnis C3/C4 verändert werden. Die genaue Schwingfrequenz ermittelt man am besten mit einem Frequenzzähler. Wenn der Oszillator richtig eingestellt ist, läßt sich mit P 1 die Frequenz von 1 MHz um ca. ± 20 Hz ziehen. Notfalls müssen C 3 und C 4 gleichsinnig verändert werden.

An Punkt 20 kann man mit dem Oszillografen feststellen, ob das Gatter IV (IS3) im gesamten Bereich noch sauber durchgeschaltet wird. Wenn das nicht der Fall ist, muß entweder das Verhältnis R8/R 4 oder C 3/C 4 korrigiert werden. Anschließend kann man sich überzeugen, daß an Punkt 8 eine Rechteckfrequenz von 77,5 kHz steht, die einen Flankenjitter von 1 µs aufweist.

Nun kann der Regler 7402 getestet werden. Mit P 1 (7402) wird der Jitter an Anschluß 1 IS4 (Punkt 2 an + 5V) auf Minimum eingestellt. P 2 steht in Mittelstellung. An Punkt 3 wird eine Lampe 12 V/80 mA mit der Beleuchtungsspannung Punkt 20 (7404) verbunden. Wird an Punkt 11 die synthetische Frequenz 77,5 kHz von Punkt 8 (7306) eingespeist und Punkt 4 (7402) mit Punkt 12 (7306) verbunden, muß der Oszillator einrasten, d.h., die Regelspannung stellt sich etwa 5 s nach dem Einschalten auf einen festen Wert ein. Mit P 1 (7306) wird die Regelspannung auf 0 abgeglichen. Schwankt die Regelspannung periodisch und läuft schließlich an einen Anschlag, ist der Regelkreis nicht stabil. Man ersetzt dann zweckmäßigerweise R 17 (7402) durch einen Trimmer 1 MΩ und stellt ihn so ein, daß die Regel-

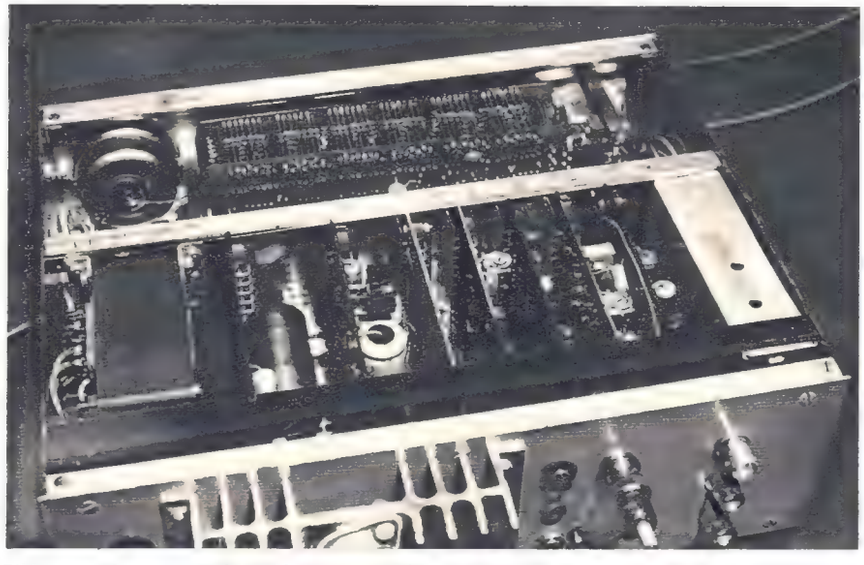


Bild 37. Das fertige Gerät des Verfassers im geöffnetem Zustand

spannung sicher zur Ruhe kommt. Die Rastung kann man auch mit einem Oszillografen überprüfen: Auf den Eingang gibt man das synthetische 77,5-kHz-Signal und triggert mit dem Empfangssignal. Es muß sich ein stehendes Bild ergeben.

Nun wird die Platine 7403 in Betrieb genommen. Die Shift selbst kann allerdings erst beim Betrieb der gesamten Uhr getestet werden. Auf jeden Fall muß an Punkt 7, 18, 6, 8, 14 ein Sekundentakt vorhanden sein (Punkt 2 auf + 5 V). Die Zeitkonstante t_1 wird auf etwa 10 ms eingestellt. Am fertigen Gerät könnte die wahre Empfängerlaufzeit gemessen werden, die unter Hinzufügen der Laufzeit der Wellenausbreitung (1 ms/300 km) mit P 1 eingestellt wird. Im allgemein ist die Größe von t_1 jedoch unkritisch.

Wenn alle diese Baugruppen zufriedenstellend arbeiten, wird die Registerplatine 7405 mit der Anzeigenplatine 7406 verdrahtet und in Betrieb genommen. Dazu müssen die Vorwiderstände zwischen 7406 und 7405 verschaltet sein und die Beleuchtungsspannung über Punkt 21 (7405) muß anliegen.

Zunächst wird der Zählerteil IS7...IS20 getestet. Dazu wird Punkt 4 provisorisch auf + 5 V gelegt. Wenn an Punkt 3 die synthetischen Sekunden vorhanden sind, muß der Sekundenzähler IS11/IS12 arbeiten: Er zählt bis 59 und setzt dann auf 00 zurück und gibt einen Übertrag an IS10. Um die Minutenzählung (IS9/IS10) zu überprüfen, gibt man auf Punkt 3 provisorisch eine höhere Frequenz (z.B. 50 Hz aus 7403) und beobachtet, ob bei der 59. Minute ein Übertrag auf den Stundenzähler IS7/IS8 erfolgt. Zum Testen des Stundenzählers gibt man auf Punkt 3 z.B. 5 kHz. Beim Zählerstand 23 59 59 muß der gesamte Zähler auf 00 00 00 zurückspringen. Nun werden alle restlichen Verbindungen vorgenommen und die Zeitkonstante von IS21 auf 150...170 ms eingestellt.

Der erste Minutenimpuls des Senders setzt IS11 und IS12 auf 00 und über Punkt 9 die Teilerkette auf 7403 zurück. Nach der 35. Sekunde muß an Anschluß 1 (IS15) High liegen, sofern die Einlesung korrekt erfolgte. Der folgende Minutenimpuls übernimmt dann den Registerinhalt (IS 18/IS 19) in den Speicher IS7...IS10 und bringt die Uhrzeit zur Anzeige.

Wenn man die Tonschaltung 7407 schon aufgebaut hat, kann man akustisch verfolgen, ob eventuell Störungen dem Signal überlagert werden. Fällt gerade ein Störimpuls zwischen die 58. und 60. Sekunde, kann der Minutenimpuls ausbleiben, weil IS4 (7401) nachgetriggert wird und eine Übernahme erfolgt nicht.

Bis zur Übernahme waren die Regelkreise abgeschaltet: Punkt 7 Low; Lampe Fang an Punkt 20 (7404) dunkel. Danach werden sie freigegeben und die Lampe brennt. Innerhalb von ca. 5 s muß sich die Regelspannung auf einen konstanten Wert eingependelt haben. Je nach der Wahl von t_1 macht sich spätestens nach einer viertel Stunde (10 ms = 1000 x 10 µs/s →~ 17 Min.) die Impulsshift bemerkbar: Nach dieser Zeit muß im Schnitt über 1 Minute Punkt 3 (7403) 30 mal High und 30 mal Low sein. Dann hat sich nämlich die Phasenlage zwischen den DCF- und den synthetischen Sekunden um t_1 verschoben und auf ± 10 µs eingestellt. Die Funktion der Shift läßt sich besser überprüfen, wenn dazu t_1 vorübergehend auf Minimum (~ 2 ms) gestellt wird. Dann sollte die Phasenkorrektur nach 3 min erreicht sein.

Zu Beginn ist Punkt 3 (7403) immer Low, weil die Shift zunächst den Zähler 100 kHz/1 Hz um t_1 vorlaufen lassen muß, was mit einer Geschwindigkeit von 10 µs/s geschieht.

Nach all diesen Überprüfungen ist die Uhr betriebsbereit. Falls jedoch Schwierigkeiten auftreten, sollten folgende Hinweise beachtet werden:

zu 7405

Beim kurzen Netzaus- und -einschalten muß Inhibit-FF IS20 III, IV gesetzt werden. Ist das nicht der Fall, wird C 11 nicht schnell genug entladen: Widerstand von 10 kΩ parallel zu C 11 oder von Punkt 2 an Masse.

zu 7401

Spannung an C 10 schwankt: Kondensator austauschen; evtl. Tantalkondensator verwenden.

zu 7409

Überlagerung von anderen Lang- und Mittelwellensendern: LC-Resonanzfrequenzen auf 7409 und 7408 prüfen; Neutralisationsglieder P 2, C 7 justieren. Wenn die Möglichkeit besteht, sollte man die Bandbreite der Quarzschaltung messen. In der angegebenen Dimensionierung lag sie z.B. beim Verfasser bei 16 Hz. Für 30 Hz Bandbreite mußte R 15 auf 81 kΩ vergrößert werden. Falls die Quarzresonanzfrequenz nicht genau auf 77,500 kHz liegt, kann C 6 geändert werden.

zu 7404

Hell-Dunkel-Wert von LDR 03 reicht nicht aus: für P 1 höheren Wert nehmen, z. B. 100 kΩ.

zu 7306:

Falls der Oszillator bei jeder Sekunde ausrastet, sollte das Ausgangssignal Punkt 21 (7409) auf überlagerte Störungen kontrolliert werden.

Allgemein

Brummstörungen 100 Hz auf Empfangssignal: Erdverhältnisse überprüfen (Chassis erden; Schutzwicklung)

Es ist selbstverständlich, daß man die Platinen sehr sorgfältig verlöten muß. Das gilt ganz besonders für die sehr gedrängt aufgebaute Registerplatine 7405. Um auch Lötstellen von Leitungen, die auf der Bestückungsseite unter einer IS abgehen, einwandfrei verlöten zu können, sollten bei den IS auf 7405 (besser auch bei allen anderen) IS-Fassungen verwendet werden, die als sogenannte Meterware angeboten werden und keinen isolierten Mittelsteg besitzen (Spezial-Elektronik, München).

Erfahrungen mit dem aufgebauten Gerät

Erfahrungen mit dem Gerät (Bild 38) liegen nun schon über einen Zeitraum von über 2 Jahren vor (Empfangsort Braunschweig und München). Anfangs wurde mit dem angedeuteten aktiven RC-Filter experimentiert, dessen Bandbreite zwischen 400 Hz und 1000 Hz lag. Obwohl es öfter nachgestellt werden mußte, zeigte es jedoch, daß diese Bandbreite im Normalbetrieb ausreichend ist. Wie auch mit dem 30 Hz breiten Quarzfilter kamen selten Übertragungsfehler vor. Und wenn doch, erkannte dies die Paritätskontrolle nahezu immer, so daß kaum jemals eine falsche Anzeige im beobachteten Zeitraum auftrat. In der Beziehung sind kurzzeitige Knackimpulse (z.B. von Schaltern, Thermostaten o.ä.) unkritisch, weil sie nicht sehr gehäuft auftreten und wahrscheinlich nur 1 bit bei den Stunden oder Minuten verfälschen, was leicht erkannt wird.

Unangenehmer sind Prasselstörungen, deren Ursachen verschiedener Natur sein können. Durch die Häufung der Störimpulse läßt sich die Paritätskontrolle täuschen: Nicht erkannt werden können ja alle geradzahligen Bit-Verfälschungen (2, 4, 6 bit jeweils bei Stunden und Minuten). In diesen Fällen bleibt jedoch oft auch der Minutenimpuls aus, so daß sowieso keine Übernahme aus dem Register erfolgt. Überhaupt kann man zu Zeiten, wo mit starken, gehäuften Störungen zu rechnen ist, auf internen Betrieb umschalten (S 1, Bild 1). Das wird jedoch nur in ganz seltenen Fällen nötig sein. Eine Bandbreite von ca. 30 Hz wie bei 7409 verringert die Störanfälligkeit.

Störungen durch eine vom Verfasser im selben Raum betriebene UKW- und KW-Amateurfunk-Anlage treten überhaupt nicht auf. Unangenehme Störursachen können jedoch durch Oszillografen (Zeitablenkung), Fernsehgeräte (Zeilenoszillator) und Tonbandgeräte (Löschoszillator) gebildet werden, deren Ausstrahlungen eventuell direkt in den Empfangskanal fallen. Die Richtwirkung der Ferritantenne kann

Bild 38. Frontansicht des Geräts

zweckmäßig zur Störerausblendung herangezogen werden (scharfes Minimum). Wenn der Uhrenempfänger an einem festen Platz betrieben wird, sollte man die Antenne an einem günstigen und einigermaßen störsicheren Ort (z.B. Dachboden) plazieren. Die Länge der Antennenzuleitung ist unkritisch.

Um sich jederzeit vom ordnungsgemäßen und störfreien Empfang des Gerätes zu überzeugen, gibt es auch ohne Oszillograf verschiedene Möglichkeiten: Der Zeiger des Feldstärkemessers schlägt sauber aus und fällt jede Sekunde zurück; durch die Trägheit des Instruments kann man auch die unterschiedlich langen Sekundenmarken erkennen: Bei 0,2 s langen Sekunden geht der Zeiger des Instruments fast bis auf 0 zurück, bei 0,1 s langen Sekunden nur etwa auf die Hälfte. Beim Zittern des Zeigers sind dem Empfangssignal Störungen überlagert.

Das Instrument für die Regelspannung reagiert sehr empfindlich auf Empfangsstörungen. Normalerweise wird sein Zeiger ruhig in der Mitte der Skala (≙ 0) stehen. Bei geringen Störungen schwankt er im Takt der Sekundenmarken mehr oder weniger stark, bei größeren Störungen rastet der Oszillator aus und der Zeiger schlägt über der gesamten Skala hin und her.

Eine akustische Kontrolle bietet der Tonoszillator auf 7407. Dabei werden z. B. Knackimpulse und Prasselstörungen auf dem Signal hörbar gemacht. Man wird ihn normalerweise nur zu Testzwecken verwenden und ihn sonst mit P 1 abstellen.

Beim Senderausfall läuft die Uhr intern weiter. Er wird festgestellt am Ausbleiben der Sekundensignale. Die Erkennung arbeitet sehr sicher. Allerdings muß man bedenken, daß der Empfänger weiterhin aktiv bleibt und gewisse Störungen, die in den Empfangskanal gelangen, Fehler verursachen können. Sie machen sich so bemerkbar, daß ein Minutenimpuls vorgetäuscht wird und entweder der Sekundenzähler zurückgesetzt wird, oder – wenn zufällig die Parität stimmt – auch fälschlicherweise ein unsinniger Registerinhalt übernommen wird. Die Anzeige bleibt dann so lange falsch, bis der Sender wieder arbeitet und der erste Minutenimpuls alles wieder definiert setzt.

Entweder behilft man sich zu den Zeiten des regelmäßigen und vor allem längeren Senderausfalls (jeden 2. Dienstag im Monat von 5 bis 9 Uhr) durch rechtzeitiges Umschalten auf internen Betrieb oder man ergreift Maßnahmen, die den Empfänger sicherer machen, sofern sich das überhaupt als notwendig erweist:

Erhöhung der Vorspannung bei der Gleichrichtung durch Verkleinern von R 18 (7401) (dabei leidet die Linearität der Sekundendekodierung bzw. -triggerung bezüglich Feldstärkeänderungen). Vergrößerung von C 9 (7401) (Erhöhung der Empfängerlaufzeit und größere Zeitunsicherheit der Sekundenflanken).

Änderung der Zeitkonstanten von IS3, IS4 (7401): IS4 auf ca. 1,8 s (die obere mögliche Grenze von 2 s kann wegen thermischer Instabilität der Zeitkonstante nicht erreicht werden), IS3 auf ca. 0,4 s. Minutenerkennung statt mit Monoflops auf digitale Weise. Abgesehen von der letztgenannten Möglichkeit scheinen solche Maßnahmen am geeignetsten zu sein, die den Empfänger nur während eines Senderausfalls, bzw. solange das Inhibit-FF auf 7405 gesetzt ist, unempfindlicher bezüglich Impulsstörungen machen.

Z.B. kann man für diesen Zeitraum die Vorspannung für IS1 (7401) auf einige 100 mV erhöhen, C 9 auf 3,3 µF vergrößern oder vom Schleifer von P 1 (7401) zur Senkung der relativen Triggerschwelle bei kleinen Eingangssignalen einen Widerstand (Größenordnung 200 Ω) an Masse schalten lassen. Dabei muß man nur berücksichtigen, daß bei einer normalen Senderfeldstärke (ca. 1 V_{eff}) dann noch die Sekundensignale und der Minutenimpuls einwandfrei demoduliert werden können, damit nach einem Senderausfall das Inhibit-FF zurückgesetzt werden kann.

Erweiterungsmöglichkeiten

Das Gerät läßt sich in verschiedener Hinsicht erweitern bzw. ändern. Statt der bereits angedeuteten Maßnahmen kann man auch die Minutenerkennung prinzipiell sicherer machen: Bringt man die Zeitkonstante von IS4 (7401) weiter nahe an 2 s, z.B. auf 1,999 s, braucht die von IS3 nur ca. 2 ms zu betragen. Daß während eines Senderausfalls zwei Störimpulse gerade im Abstand von 1,999 s ±1 ms auftreten, ist sehr unwahrscheinlich. Arbeitet der Sender, könnten hierbei zwar durch Störungen einige Minutenimpulse ausbleiben, bedeutet jedoch wegen der Gangreserve keinen Nachteil.

Damit auch im ungestörten Empfangsfall eine sichere Minutenerkennung ermöglicht wird, muß die obige Zeitkonstante von 1,999 s genau und stabil eingehalten werden können, was nur auf digitale Weise einfach möglich ist, z.B. mit Zählerbausteinen.

Die Synchronisierung der digitalen Shift auf 7403 dauert bei großen eingestellten Laufzeiten sehr lange, da nur jede Sekunde 10 µs ausgeglichen werden können. Sie ließe sich beschleunigen durch eine zusätzliche Schnellsynchronisierung, die z.B. zunächst grob 0,1 ms- oder 1 ms- und dann 10 µs-Schritte shiftet. Das läßt sich z.B. erreichen, wenn man auf 7403 statt mit 1 MHz wahlweise mit einer höheren Frequenz, z.B. 10 MHz, arbeitet. Dann werden je Sekunde 190-µs-Schritte geshiftet.

Andererseits kann man die Shift statt bei 100 kHz/1MHz bei 1 MHz/10 MHz vornehmen, womit sich auch eine feinere Stufung (1 µs/s) erreichen ließe. Dann ist aber auf jeden Fall eine Schnellsynchronisierung nötig.

Verwendet man grundsätzlich eine Oszillatorfrequenz von 10 MHz und teilt bei 7306 entsprechend die Ausgangsfrequenz an Punkt 8 zusätzlich durch 10, reduziert sich auch der Flankenjitter der synthetischen 77,5 kHz auf 0,1 µs gegenüber 1 µs bei 1 MHz.

Schließlich kann man den Empfänger auch noch für das Auslesen des Datums vorsehen. Dazu läßt sich zweckmäßig der Torimpuls an Punkt 10 (7405) verwenden, der einen zweiten Schieberegisterzweig für die Datumseinlesung steuert. Eine Schalt- und Weckvorrichtung ist natürlich wie auch bei jeder anderen Digitaluhr auf einfache Weise möglich, z.B. mit binären Stellschaltern.

An dieser Stelle möchte ich H. Haensel (DJ 1 WM) und K.-D. Kahn für manche wertvollen Diskussionen und Anregungen danken, ebenso den Herren Rohbeck und Hetzel für ihre freundliche Unterstützung.

Literatur

[1] *Becker:* Aussendung und Empfang des Zeitmarken- und Normalfrequenz-Senders DCF 77. PTB-Mitteilungen 4/1972, Band 82, S. 224.

[2] *Hetzel:* Eine Demodulations- und DUT 1-Dekodierschaltung für den Empfang der Zeitmarken des Senders DCF 77. PTB-Mitteilungen 6/1972, Band 82, S. 389.

[3] *Becker, Hetzel:* Kodierte Zeitinformation über den Zeitmarken- und Normalfrequenzsender DCF 77. PTB-Mitteilungen 3/1973, Band 83, S. 163.

[4] *Schreiber:* Der Zeitzeichen- und Normalfrequenzsender DCF 77. Funktechnik 1/1974, S. 21, und 2/1974, S. 61.

[5] *Schreiber:* Eichfrequenz- und Zeitzeichenempfänger mit Normalfrequenzaufbereitung. Funktechnik 9/1974, S. 329, und 10/1974, S. 363.

[6] *Schreiber:* Empfänger für Zeitzeichensendungen. Funktechnik 9/1973, S. 319.

[7] *Rohbeck, Hetzel:* Datums- und Zeitangabe drahtlos empfangen. FUNKSCHAU 19/1974, S. 727.

[8] *Becker:* Ein aperiodischer quasiperiodischer Frequenzteiler. PTB-Mitteilungen 1/1973, Band 83, S. 13.

[9] *Becker:* Grundlagen der aperiodischen quasiperiodischen Frequenzsynthese. Frequenz 9/1973, S. 249, und 10/1973, S. 279.

[10] Schubert: Die Phasen-Differenzmethode. FUNKSCHAU 22/1970, S. 783, und 23/1970, S. 815.

[11] Bandfilterverstärker mit LC-Resonanzkreisen für DCF 77. Laborinterne Entwicklung der PTB, Braunschweig. Veröffentlicht z. B. im „Steinbergbrief" Nr. 4, Sommer 1973. Herausgeber: Klaus Helmbrecht, DJ 4 JI, Schuhhof 4, 338 Goslar.

[12] Anmerkung zu: Datums- und Zeitangabe drahtlos empfangen. FUNKSCHAU 23/1974, S. 2696.

[13] Siemens Halbleiterschaltbeispiele 1972/73, S. 196.

[14] *Hetzel, Hübner:* Der Zeitsignal- und Normalfrequenzsender DCF 77. Vortrag CIC '74 (Sept. 1974, Stuttgart). Erscheint im Jahrbuch der deutschen Gesellschaft für Chronometrie 1974/Band 25.

[15] *Becker, Rohbeck:* Ein Normalfrequenz-Quarzoszillator nachgesteuert von DCF 77. ELEKTRONIK 2/75, S. 73.

[16] *Samide, Myska:* DCF 77-Empfänger mit Zeitzeichenzusatz. Funktechnik 22/1974, S. 790.

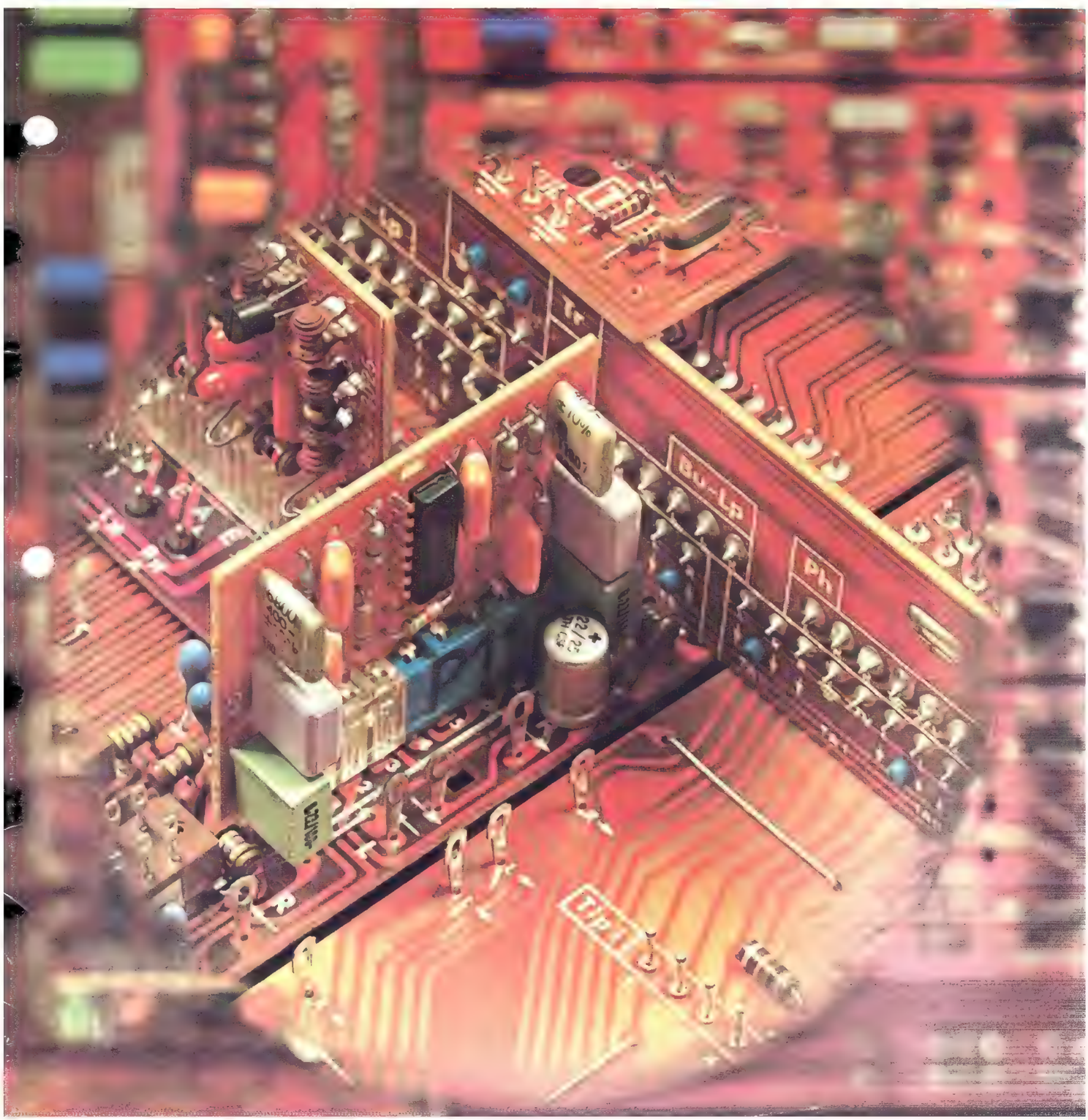
[17] *Becker, Hetzel:* Aussendung und Empfang von PTB-Zeitzeichen über den Sender DCF 77. Jahrbuch der dt. Gesellschaft für Chronometrie. Bd. 21/1970, S. V 1-1 bis V 1-12.

Die Küstenfunkstelle Norddeich Radio
Drahtlose Hörfunk-Außenübertragungen
Neue Reihe über Flüssigkristalle
Bauanleitungen: Max.-Min.-Thermometer,
optoelektronisches Tonband-Zählwerk

B 3108 DX
1
47. Jahrgang
3. Januar 1975
DM 3.–
öS 26.–, sfr 4.–

Funkschau

Radio · Fernsehen · Elektroakustik · Elektronik



Ing. (grad.) Werner Wittke

Halbautomatischer Funktionsprüfer für integrierte TTL-Schaltungen

Integrierte TTL-Schaltungen sollten stets auf ihre volle Funktionstüchtigkeit hin überprüft werden, ehe sie in die meist umfangreichen digitalen Geräteschaltungen eingebaut werden. Der nachfolgend beschriebene halbautomatische Funktionsprüfer dient diesem Zweck bei nicht zu hohem Aufwand.

Die integrierten TTL-Schaltungen der Serie 74... (oder ähnlich) stellen eine vielseitige Bausteinfamilie dar. Von jedem Bausteintyp wird dabei die Erfüllung einer bestimmten zugeordneten Schaltfunktion verlangt. Diese vor dem Einlöten des betreffenden Bausteins in die gedruckte Schaltung zu prüfen, dürfte zweckmäßiger sein als die nachträgliche eventuelle Fehlersuche und die Hinnahme möglicher Folgeschäden in der Gesamtschaltung des betreffenden Gerätes.

Die Schaltfunktion jedes Bausteintyps geht aus den als bekannt vorausgesetzten Funktionstabellen der Herstellerfirmen hervor. Sie zu prüfen erfordert im einfachsten Fall ein kleines Steckbrett mit einer aufgesetzten 16poligen IS-Fassung für den Prüfling und 16 Steckerbuchsen. Ferner braucht man zwei weitere Buchsen für die Versorgungszuführung, weiterhin einige kurze Steckerschnüre zum Herstellen aller notwendigen Versorgungs- und Prüfverbindungen, zur Anzeige ein geeignetes Voltmeter und, nicht zu vergessen, viel Umsicht und Handarbeit beim Umstecken der Prüfverbindungen unter Berücksichtigung aller in Frage kommenden Steuerkombinationen für den zu prüfenden Baustein.

Die volle Funktionsprüfung z. B. eines NAND-Gliedes mit vier Eingängen vom Baustein 7420 erfordert 16 verschiedene Steuerkombinationen. Ein typenabhängig vorprogrammierbarer Prüfautomat kann diese Arbeiten selbstverständlich viel schneller und sicherer taktgesteuert durchführen, ohne eine Steuerkombination auszulassen. Seine Verwendung wird aber wohl immer nur im betrieblichen Großeinsatz lohnend sein, nicht aber für die gelegentliche Verwendung beim Hobby-Elektroniker oder in kleineren Reparaturwerkstätten.

Um die Nachteile beider Prüfverfahren zu vermeiden, wurde deshalb nach einem guten Kompromiß gesucht, was zur Entwicklung des hier beschriebenen relativ einfachen halbautomatischen Funktionsprüfers führte.

Das Prüfverfahren

Zur verhältnismäßig schnellen Funktionsprüfung von integrierten TTL-Schaltungen der Serie 74... oder ähnlich dient ein sequentielles Anzeigeverfahren mit Überlaufeigenschaften.

Im Prüfgerät ist der 14- bzw. 16polige Prüfbaustein in eine 16polige IS-Fassung (für Gehäuse SOT-38) so einzustecken, daß eine definierte Buchsenzuordnung mit den Gehäuseanschlüssen besteht (siehe Abschnitt *Die Konstruktion*). Außerdem sind alle notwendigen Steckverbindungen zur Prüfung einer integrierten TTL-Schaltung des betreffenden Bausteins (z. B. für ein NAND-Glied) einmalig herzustellen. Danach läuft die Funktionsprüfung selbsttätig in der Form ab, daß an einem Einbauinstrument mit den Skalenwerten 0 bis 15 jeweils ganz bestimmte Rastschritte nacheinander im wiederkehrenden Turnus angezeigt werden müssen. Eine Rastanzeige dauert dabei etwa 1 s. Werden diese typenbedingten Rastschritte überlaufen oder stellen sich zusätzliche ein, so hat der Prüfling unzulässige Funktionseigenschaften.

Die Schaltung

Die in *Bild 1* dargestellte Schaltung des halbautomatischen Funktionsprüfers arbeitet taktgesteuert. Der Takt CP, der in einigen Prüffällen unmittelbar als Steuergröße genutzt werden muß, wird in der Rückkopplungsschaltung mit den NAND-Stufen a und b in Verbindung mit den RC-Gliedern C 3, R 10 und C 4, R 11 gewonnen, solange an den beiden Nebeneingängen MV Steuerspannung anliegt. Er gelangt auf den 4stufigen Untersetzerbaustein (Binär-Zähler) 7493 Seine untersetzten Takte A, B, C und D (*Bild 2* und *Bild 3*) liefern einerseits über die vier Inverterstufen c, d, e und f in Verbindung mit der Bezugs-Inverterstufe g (5/6 7404) eine vom dualen Steuersystem umgesetzte dekadische Schrittanzeige für das Instrument I in den Rastschrittgrenzen von 0 bis 15 Skalenteilen, wozu die Vorschaltwiderstände R 14 bis R 17 im Größenverhältnis 1 : 2 : 4 : 8 notwendig sind.

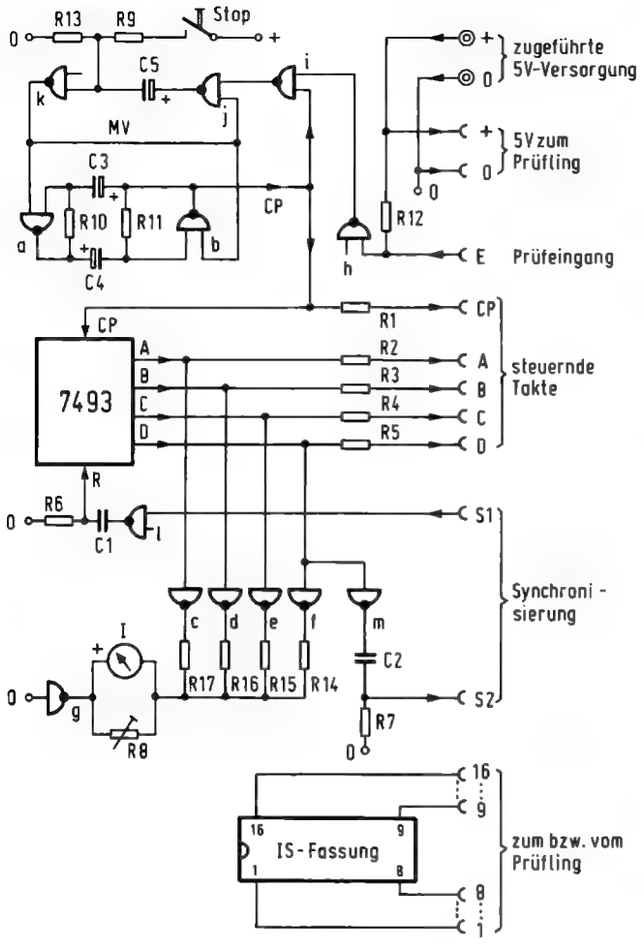
Solange der Prüfling noch nicht wirksam ist, wird das Instrument I mit relativ schnellen Treppenstufenwerten der Einzeldauer von etwa 0,13 s innerhalb der Anzeigegrenzen von 0 bis 15 Skalenteilen und dann wieder beginnend bei 0 Skalenteilen usw. fortlaufend angesteuert, was einen langsam pendelnden Zeigerausschlag innerhalb dieser Bereichsgrenzen zur Folge hat.

Sobald der Prüfling jedoch voll wirksam ist, verarbeitet auch er die untersetzten Takte A bis max. D als Steuervorgänge zum Ausgangsvorgang, der auf den Eingang E des Prüfgerätes einwirkt. Stellt sich bei irgendeiner Steuerkombination A bis max. D am Ausgang des Prüflings ein O-Kriterium ein, so wird über die NAND-Stufen h und i der Taktvorgang CP für den monostabilen Multivibrator (NAND-Stufen j und k mit der Zeitkonstante C 5, R 13) in der Weise wirksam gemacht, daß der Ausgang MV jeweils für etwa 1 s von der sonst abgegebenen Öffnungsbedingung L auf die Verriegelungsbedingung O für den Takterzeuger umschaltet. Während dieser jeweiligen Verriegelungsdauer verharren auch die untersetzten Takte A bis D im letzten Zustand.

Ein der jeweiligen Steuerkombination fest zugeordneter, kurzzeitig vom Instrument I angezeigter Rastschritt ist die Folge. Bleiben die Ausgangsvorgänge des Prüflings über mehrere Steuerkombinationen auf O-Kriterium, so liefert die gewählte Schaltung für jeden dieser Steuervorgänge den zugehörigen Rastschritt. Das ist z. B. für die vollständige Funktionsprüfung eines NOR-Gliedes, einer Flipflop-Stufe usw. notwendig.

Zum besseren Schaltungsverständnis sind in Bild 2 die Zeitvorgänge bei der Funktionsprüfung eines NAND-Gliedes mit zwei Eingängen (1/4 7400) dargestellt und die vom NOR-Glied mit zwei Eingängen (1/4 7402) in Bild 3.

Die Schaltung von Bild 1 erlaubt weiterhin mit den NAND-Stufen l und m in Verbindung mit den Differenziergliedern C 1, R 6 und C 2, R 7 die schnellstmögliche einseitig gerichtete oder gegenseitige Synchronisierung der internen Steuervorgänge A bis D mit denen des Prüflings, falls dieser eine oder mehrere Flipflop-Schaltungen enthält, wie z. B. bei der Type 7493. Richtige (und keine schrittverschobenen) Rastanzeigen setzen hier eine Synchronisation voraus. Dafür müssen der Rückstelleingang S 1 oder der Rückstellausgang S 2 bzw. beide bedarfsweise genutzt werden. Andererseits kann der Rückstelleingang S 1 auch mit dem internen Zeitvorgang A, B oder C verbunden werden, wodurch die Steuerkombinationen nur bis zur oberen Rastschrittgrenze 1, 3 oder 7 möglich sind.



◀ **Bild 1. Schaltung des halbautomatischen Funktionsprüfers**

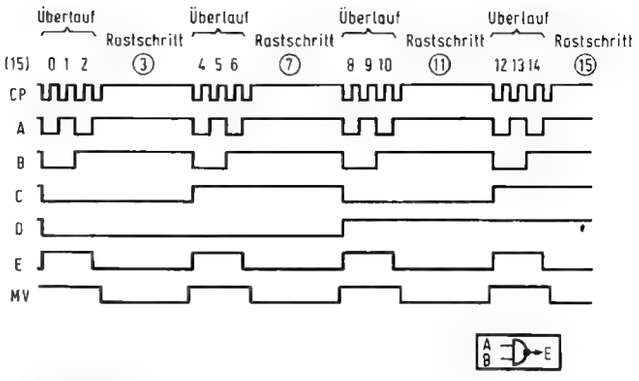


Bild 2. Zeitvorgänge bei der Funktionsprüfung eines NAND-Gliedes mit zwei Eingängen

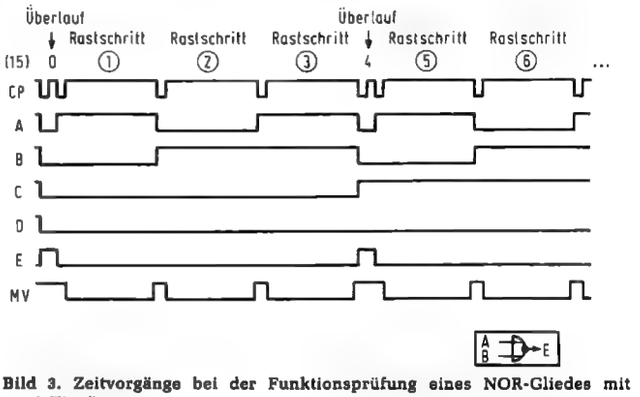


Bild 3. Zeitvorgänge bei der Funktionsprüfung eines NOR-Gliedes mit zwei Eingängen

Die Schaltung von Bild 1 weist eine weitere Besonderheit auf. Sie bietet die Möglichkeit, jeden angezeigten Rastschritt solange anzuhalten, wie die Taste Stop gedrückt bleibt. Das beliebig lange Anhalten eines Rastschrittes hat sich bereits bei der Erstellung der Instrumentenskala und beim gelegentlichen Prüfen und evtl. Nachregeln der Grenzausschläge (0 Skalenteile am Instrument bzw. 15 Skalenteile mittels Regelwiderstand R 8) als nützlich erwiesen.

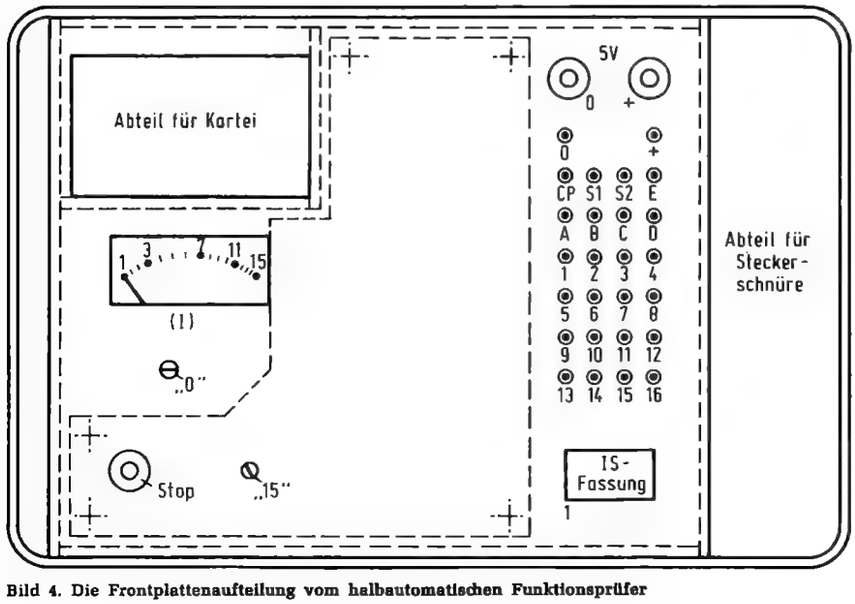


Bild 4. Die Frontplattenaufteilung vom halbautomatischen Funktionsprüfer

Erwähnenswert sind noch die Vorschaltwiderstände R 1 bis R 5, die den Takterzeuger und den internen Baustein 7493 vor Überlastungen (bei fehlerhaftem Prüfling oder versehentlich falschen Prüfverbindungen) schützen sollen und andererseits verschärfte Prüfbedingungen zur Folge haben. Der Widerstand R 12 dient als Arbeitswiderstand für den Prüfling, falls dieser einen offenen Kollektorausgang besitzt, z. B. beim Baustein 7401. Sonst stellt er einen zusätzlichen Belastungswiderstand für den Prüfling dar, der dadurch aber nicht überfordert wird.

Die verwirklichte Schaltung arbeitet mit 5 V Gleichspannung, die gut geglättet von außen zugeführt werden muß (kurzschlußfeste Fremdversorgung). Die mittlere Stromaufnahme beträgt ohne Prüfling etwa 65 mA. Für den Nachbaufall könnte eine entsprechend bemessene eingebaute Netzversorgung berücksichtigt werden, was allerdings konstruktive Änderungen notwendig macht. In der *Tabelle 1* sind die Einzelteile der Schaltung aufgeführt.

Die Konstruktion

Für den äußeren Schutz des halbautomatischen Funktionsprüfers wurde eine

preiswerte Frühstücks-Brotdose aus schlagfestem Plastikmaterial vom Versandhaus Quelle verwendet (Efi-Nr. 443. Außenabmessungen der geschlossenen Dose: 214 mm × 142 mm × 50 mm.

Bild 4 läßt die Fronplattenaufteilung mit den Gehäusebegrenzungen vom unteren Dosenteil erkennen, weiterhin aber auch, daß im Innern der Dose je ein Abteil für die Ablage der Steckerschnüre (Verbindungskabel laut Tabelle 1) und für eine kleine Kartei, die die notwendigen Angaben aller in Frage kommenden Prüflinge enthält, berücksichtigt werden konnte.

Für die 173 mm x 135 mm große Frontplatte und die darunter mit Uhu-Plus angeklebten 30 mm breiten Seitenteile (notwendig für die Frontplattenversteifung, Seitenbegrenzung, für den seitlichen Halt der Bodenbefestigungen und für die Wände des kleinen Kartei-Abteils) wurde 3 mm starkes Hartpapier verwendet.

In Bild 4 sind auch die äußeren Abmessungen und die Einbaulage der Schaltungsplatine (mit Detailangaben in *Bild 5*) angedeutet. Diese Platine konnte aus einer Hauptplatine (125 mm x 50 mm) und einer Zusatzplatine (65 mm x 30 mm) vom Mustergerät bei wohl zweckmäßigster Anordnung der Schaltungselemente entwickelt werden, um den Verdrahtungsaufwand im Innern des Gerätes kleinzuhalten. Die beiden hier nicht dargestellten Platinen vom Mustergerät waren entwicklungsbedingt notwendig, und zwar mußte die Zusatzplatine für die ursprünglich nicht vorgesehenen Inverterstufen c bis g benutzt werden, um hiermit bei den schrittweise unterschiedlichen L-Bedingungen der steuernden Takte B, C und D (entweder etwa + 3,8 V oder etwa + 3,4 V) eine gleichmäßigere Rastschritt-Anzeige von 0 bis 15 Skalenteilen erreichen zu können.

Die relativ kleinen Geräteabmessungen ließen sich nur in Verbindung mit den zuverlässigen Miniatur-Steckbuchsen der Firma Techmation GmbH, Düsseldorf, für das doch recht umfangreiche Buchsenfeld verwirklichen.

Bei der angestrebten Verwendung nur einer einzigen IS-Fassung für 14- bzw. 16polige Prüfbausteine mußte folgendes bedacht werden. Eine 16polige IS-Fassung (für Gehäuse SOT-38) ist wohl von ihren baulichen Abmessungen her gut geeignet, einen 14- bzw. 16poligen Prüfbaustein der Serie 74... oder ähnlich aufzunehmen. Die ungünstige reihenweise Hin- und Rücknumerierung der Gehäuseanschlüsse mußte jedoch hier für die 14poligen Ausführungen auf den selbsterstellten kleinen Karteikarten (im Funktionsprüfer untergebrachte Kartei) teilweise geändert werden, um für jeden möglichen Prüffall eindeutige Buchsehzuordnungen (1 bis 16) erhalten zu können. Mit der Änderung der Anschlußnummern von 8 bis 14 bei den 14poligen Typen in 10 bis 16 ergaben sich die geringsten Anpassungsschwierigkeiten, die bei Verwendung nur einer einzigen 16poligen IS-Fassung in Kauf genommen werden mußten.

Unter Berücksichtigung dieser Nummernänderungen liegen die Anschlüsse Nummer 1 und 16 mit der zwischenliegenden Seitenmarkierung des betreffenden Bausteins immer gegenüber. Konstruktionsbedingt ist jeder Prüfbaustein — egal ob 14- oder 16polig — mit nach links weisender Seitenmarkierung linksbündig in die IS-Fassung des Funktionsprüfers einzustecken, und zwar von der Bedienungsseite des Gerätes her ge-

Tabelle 1. Einzelteile der Schaltung (und sonstiges Gerätezubehör)

Kondensatoren

C 1, C 2	0,1 µF/63 V, MKL (o. ä.)	
C 3, C 4	100 µF/6/8 V, NV-Elko	
C 5	1000 µF/6/8 V, NV-Elko	

Widerstände

R 1 bis R 5	150 Ω	0,3 W, ± 10 %
R 6, R 7	470 Ω	(o. ä.)
R 8	500 Ω (Trimmer liegend mit Durchsteckachse u. Rändelknopf)	
R 9 bis R 12	820 Ω	0,3 W, ± 10 %
R 13	1,2 kΩ	(o. ä.)
R 14	5 kΩ (5,1 kΩ)	0,3 W, ± 5 % (o. ä.)
R 15	10 kΩ	
R 16	20 kΩ	
R 17	40 kΩ (39 kΩ)	

IS-Bausteine

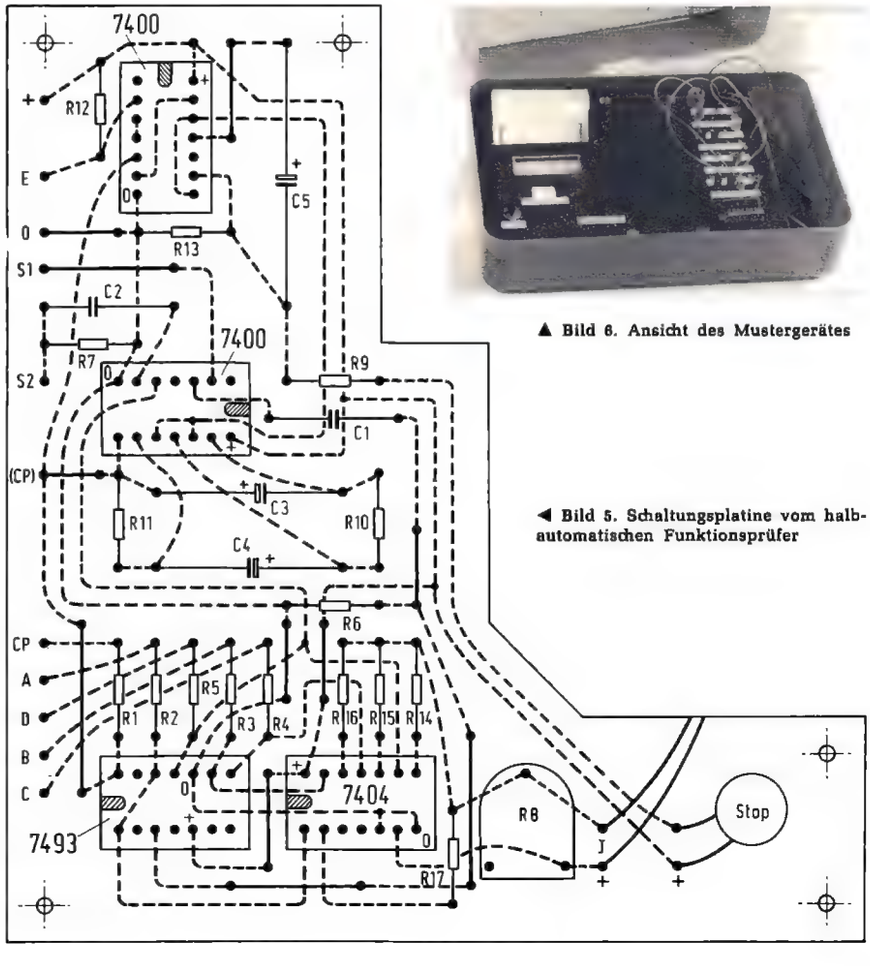
2 × 7400, 1 × 7404, 1 × 7493

IS-Fassungen

4 × 14polig (Makrolon o. ä.)
1 × 16polig, 1 Stück, Augat, Best.-Nr. 316-AG 5 D-R (o. ä.)

Verschiedenes

Buchsen für Bananenstecker
26 × Miniaturbuchsen für 1-mm-Stecker
dazu Miniatur-Verbindungskabel: 1 × schwarz, 1 × rot, 2 × gelb, 4 × grün, 2 × violett
1 × Miniatur-Taste (Stop, 1 Arbeitskontakt, Außendurchmesser 10 mm, o. ä.)
1 × Instrument I (Typ Bertram, 90 µA, Firma Bühler, Baden-Baden, Wien, Zürich)
1 × kupferkaschierte Epoxydharzplatte, 125 mm × 115 mm, für die Schaltungsplatine
Hartpapier, 3 mm stark, 1 Stück 173 × 135 mm (Fronplatte), 2 Stück 135 mm × 30 mm (Seitenteile), 2 Stück 159 mm × 30 mm (Seitenteile), 1 Stück 61 × 30 mm } Seitenbegrenzungen
1 Stück 45 mm × 30 mm } für Kartei-Abteil
Karteikarten, 56 mm × 52 mm, selbsterstellt nach Firmenunterlagen



◀ Bild 5. Schaltungsplatine vom halbautomatischen Funktionsprüfer

▲ Bild 6. Ansicht des Mustergerätes

Tabelle 2. Kontrollmessungen

Ursache: Eingang E verbinden mit	Wirkung: Angezeigte Rastschritte 0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	Bemerkung
entfällt					zyklisch voller Überlauf												Isolation oder + am Eingang E führt zu pendelnder Anzeige
+					zyklisch voller Überlauf												
O	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	0 am Eingang E bringt Rastschritte
A	×		×		×		×		×		×		×		×		Rastschritte mit Überlauf in dualer Code-Abhängigkeit
B	×	×			×	×			×	×			×	×			
C	×	×	×	×					×	×	×	×					
D	×	×	×	×	×	×	×	×									

Tabelle 3. Prüfbeispiele

1 Prüfschaltung vom Typ 74...	Ursache: Verbindungen von / nach					Wirkung: Angezeigte Rastschritte 0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15
00 (NAND-Glied mit 2 Eingängen)	0/7	+/16	A/1	B/2	3/E				×				×				×				×
02 (NOR-Glied mit 2 Eingängen)	0/7	+/16	A/2	B/3	1/E		×	×	×		×	×	×		×	×	×		×	×	×
04 (Inverter)	0/7	+/16	A/1	2/E			×		×		×		×		×		×		×		×
07 (Treiber)	0/7	+/16	A/1	2/E		×		×		×		×		×		×		×		×	
10 (NAND-Glied mit 3 Eingängen)	0/7	+/16	A/1										×								×
	B/2	C/15	14/E																		
20 (NAND-Glied mit 4 Eingängen)	0/7	+/16	A/1	B/2																	×
	C/4	D/5	8/E																		
51 (AND-NOR-Glied mit 2 × 2 Eingängen)	0/7	+/16	A/1	B/11					×				×				×	×	×	×	×
	C/12	D/15	10/E																		
90 (Dezimal-Zähler)	0/12	+/5	0/2/8		14/E	×		×		×		×		×							
	14/1	CP/16	13/S 1		11/E	×	×			×	×			×	×						
					10/E	×	×	×	×					×	×						
					13/E	×	×	×	×	×	×	×	×								
93 (Binär-Zähler)	0/12	+/5	0/2		14/E	×		×		×		×		×		×		×		×	
	14/1	CP/16	13/S 1		11/E	×	×			×	×			×	×			×	×		
					10/E	×	×	×	×					×	×	×	×				
					13/E	×	×	×	×	×	×	×	×								

sehen. Im übrigen gelten die Buchsenzuordnungen laut Anschlußschema der jeweiligen Karteikarte.

Zur Anzeige der Rastschritte 0 bis 15 wurde das preiswerte und völlig ausreichende Aussteuerinstrument Bertram, 90 µA, 2 kΩ, von der Firma Bühler, Baden-Baden, verwendet. Die aufgedruckte Spezialskala konnte mit Nagellackentferner gut beseitigt werden. Anschließend wurde eine selbsterstellte Skala (mit den eingemessenen Rastschritten 0 bis 15) eingeklebt, was bei diesem Instrumententyp leicht möglich ist. *Bild 6* zeigt das Mustergerät.

Praktische Anwendungen

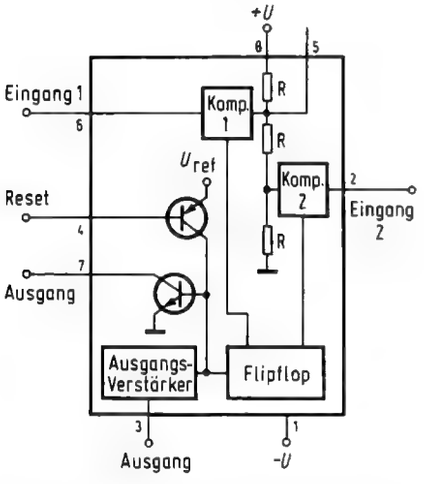
Vor den eigentlichen Funktionsprüfungen sollte man die in der *Tabelle 2* angegebenen Kontrollmessungen durchführen. Die Kontrollmessungen lassen nicht nur die einwandfreie Funktionsfähigkeit des Funktionsprüfers erkennen. Selbst bei nur gelegentlicher Geräteanwendung geben sie dem Benutzer die völlig ausreichende Kurzinformation, wie evtl. falsch angezeigte oder überlaufene Rastschritte bei den nachfolgenden Bausteinprüfungen zu deuten sind und mit welcher Ersatzfunktion der betreffende Baustein sich u. U. betrieblich noch verwenden läßt. Da überlaufene Rastschritte eine jeweils steuernde L-Bedingung (etwa + Versorgungspotential oder Isolation) am Prüfeingang E notwendig machen, angezeigte Rastschritte hingegen eine jeweils steuernde O-Bedingung (etwa 0 V), ist die Ergebnisdeutung nicht schwierig. Andererseits ermöglicht die Zuordnung vom jeweiligen binären Anzeige-Effekt (Überlauf bzw. Rastschritt) und der zugehörig auslösenden binären Steuerbedingung (L- bzw. O-Signal am Prüfeingang E), daß die Funktionstabellen interessierender integrierter TTL-Schaltungen sich leicht in entsprechende Rastschrittschemen für die hier beschriebene Funktionsprüfung umwandeln lassen.

Einige markante Prüfbeispiele gehen aus der *Tabelle 3* hervor. Dazu ist noch folgendes zu bemerken. Die Funktionsprüfungen können verfahrensbedingt jeweils nur mit max. vier steuernden untersetzten Takten (A bis D) durchgeführt werden, wenn man von Sondermessungen absieht, bei denen der Takt CP als Steuergröße zu verwenden ist, z. B. bei der Prüfung von Flipflop-Stufen. Sollte eine zu prüfende integrierte TTL-Schaltung mehr als vier Steuereingänge besitzen, z. B. beim NAND-Glied mit acht Eingängen (Baustein 7430), so ist die Funktionsprüfung gruppenweise mit max. vier steuernden Takten (A bis D) durchzuführen, und zwar bei L-Bedingung für die restlichen Prüflingseingänge im genannten Beispiel.

Dipl.-Ing. H. Weidner Ein einfacher Ablenkgenerator

Mit der integrierten Schaltung NE 555 (z. B. Neumüller) und zwei Operationsverstärkern läßt sich ein Sägezahngenerator aufbauen, der als Ablenkgenerator für kleine bis mittlere Oszillografen bestens geeignet ist.

Bild 1 zeigt den Innenaufbau der IS NE 555 und *Bild 2* die Gesamtschaltung des Generators. Die Sägezahnspannung



◀ Bild 1. Innenaufbau des NE 555

entsteht wie folgt: Durch die Widerstände R (Bild 1) ist die Ansprechempfindlichkeit der Komparatoren 1 und 2 auf ⅔ bzw. ⅓ der Betriebsspannung festgelegt. Ereicht die Ausgangsspannung des Integrierers (IS 1, Bild 2) z. B. ⅔ V_{cc}, dann schaltet Komparator 1 das Flipflop um, so daß dessen Ausgang hoch wird. Damit wird der Transistor T 1 leitend und entlädt den Kondensator C so lange, bis die Spannung auf den Wert der Schwellspannung von Komparator 2 gesunken ist. Dann wird das Flipflop rückgesetzt, T 1 sperrt, und der Integrationsvorgang beginnt von neuem.

Bild 3a zeigt den Spannungsverlauf am Ausgang von IS 1. Die Potentiale liegen etwas ungewöhnlich, deshalb ist IS 2 als Inverter nachgeschaltet; außerdem wird noch ein konstanter Anteil hinzuaddiert, so daß sich der Spannungsverlauf nach Bild 3b ergibt. Durch Änderung des Konstantspannungsanteils ist es natürlich ohne weiteres möglich, den Sägezahn auch zwischen + 2 V und − 2 V zu legen. Schließlich ist an diesem Summierer über den Rückkopplungswiderstand auch eine Amplitudeneinstellung möglich.

Wiederholungszeiten von 10 µs sind ohne weiteres erreichbar, so daß man, da die Amplitude recht groß ist, auf eine kürzeste Ablenkzeit von 1 µs/cm kommt.

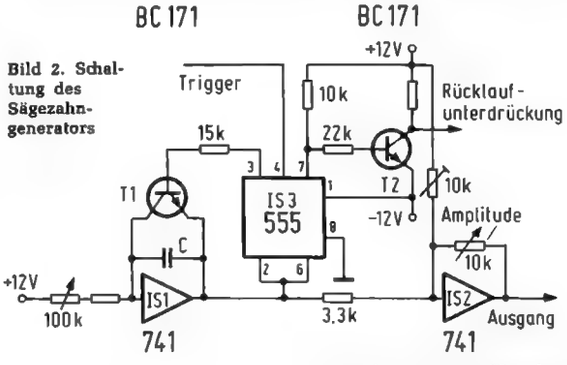


Bild 2. Schaltung des Sägezahngenerators

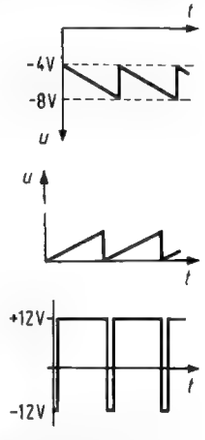


Bild 3. ▶ a = Ausgang von IS 1; b = Ausgang von IS 2; c = Verlauf der Rücklaufunterdrückung

Zur anderen Seite hin sind die Zeiten praktisch unbegrenzt; wer will, kann 10 s/cm oder 100 s/cm vorsehen.

Ausgang 7 der integrierten Schaltung NE 555 liefert, von T 2 invertiert, ein Signal zur Strahlunterdrückung beim Rücklauf; der Verlauf dieser Spannung ist in Bild 3c gezeigt. Am Eingang 4 des NE 555 schließlich ist die Schaltung triggerbar. Wenn dieser Anschluß auf Nullpotential liegt (etwa über einen durchgeschalteten Transistor), ist das Flipflop in einer definierten Lage festgehalten, und die Schaltung kann nicht arbeiten. Erst bei gesperrtem Transistor fängt die erste Sägezahnschwingung an.

Wolfgang Enz

Umwandlung einer unipolaren in eine bipolare Spannungsquelle

Oftmals kommt es vor, daß ältere Geräte, die nur eine unipolare Spannungsquelle besitzen, nachträglich mit linearen Operationsverstärkern (= OP-Verstärker) bestückt werden sollen. Um den Aufwand für ein zweites Netzgerät zu sparen, kann die in *Bild 1* gezeigte Schaltung verwendet werden.

Die Schaltung stellt einen als Spannungsfolger beschalteten OP-Verstärker dar, wobei das Verhältnis der Widerstände R_1 und R_2 das Verhältnis der Ausgangsspannungen festlegt gemäß $U_1/U_2 = R_1/R_2$. Für den Fall $R_1 = R_2$ sind die Ausgangsspannungen symmetrisch. Es ist jedoch darauf zu achten, daß jetzt das neue Nullpotential nicht mit dem der Eingangsspannung übereinstimmt.

Als weiterer Nachteil ist zu nennen, daß beim Kurzschluß einer Ausgangsspannung die andere auf den doppelten Wert ansteigt – eine Eigenschaft des Spannungsfolgers – und daß im Kurzschlußzweig der Kurzschlußstrom des OP-Verstärkers fließt. In jedem Fall sollte ein OP-Verstärker mit kurzschlußsicherem Ausgang gewählt werden, z. B. der Universaltyp 741 mit einem Kurzschlußstrom von typ. 25 mA.

Der Kurzschlußstrom des OP-Verstärkers begrenzt auch den entnehmbaren Strom. Dieser sollte für jede Einzelspannung 20 mA nicht überschreiten, da schlechte Exemplare des 741 eventuell schon bei diesem Wert in die Begrenzung gehen. Die Stromentnahme kann bis zum angegebenen Wert unsymmetrisch erfolgen. Legt man für den OP-Verstärker 741 einen Versorgungsstrom

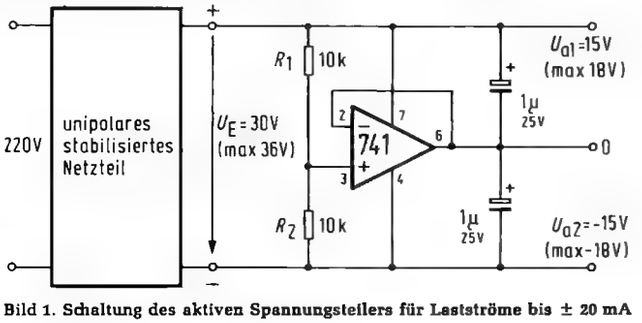


Bild 1. Schaltung des aktiven Spannungsteilers für Lastströme bis ± 20 mA

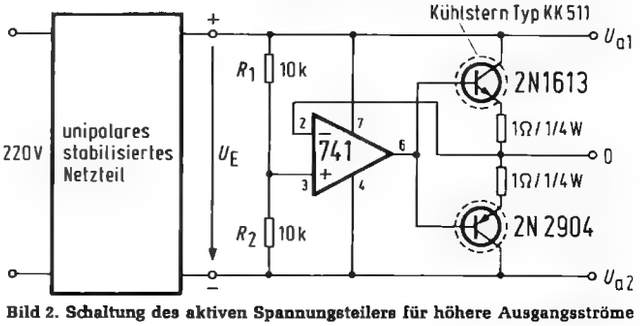


Bild 2. Schaltung des aktiven Spannungsteilers für höhere Ausgangsströme

von etwa ± 2 mA zugrunde, können mit der angegebenen Schaltung 7...8 OP-Verstärker vom Typ 741 oder 5...6 OP-Verstärker vom Typ 709 versorgt werden.

Werden höhere Lastströme gefordert, so kann prinzipiell die Schaltung nach *Bild 2* verwendet werden. Sie ist jedoch aufgrund einer fehlenden Kurzschlußbegrenzung nur bedingt empfehlenswert. Wird der Strom des unipolaren Netzteils auf rund 100 mA begrenzt, kann jeweils eine Ausgangsspannung kurzgeschlossen werden. Der dabei fließende Strom wird in dem entsprechenden Transistor in Wärme umgesetzt. Bei höheren Strömen und bei gleichzeitiger Kurzschlußfestigkeit sollte man auf ein konventionelles Doppelnetzteil zurückgreifen.

Das Eingangsnetzteil, d. h. die unipolare Spannungsquelle, muß natürlich für die Summe der maximalen Lastströme dimensioniert sein. Dazu kommt noch der Eigenbedarf des 741 und der Querstrom durch die Widerstände R 1 und R 2. Außerdem sollte auch das Eingangsnetzteil kurzschlußgeschützt sein.

Rolf-Dieter Klein

Prüfstift für logische Schaltungen

In binären digitalen Systemen ergeben sich für die Signale nicht nur zwei, sondern drei Möglichkeiten. Das auf einer Leitung befindliche Signal kann das Zeichen „ein" oder „aus" bedeuten, es kann aber auch die Leitung oder der Anschluß sich in einem undefinierten Zustand befinden. Bei einer Unterbrechung wird das Signal „aus" vorgetäuscht. Alle drei Zustände sollte man mit einer Prüfeinrichtung unterscheiden können. Das gilt insbesondere für die Fehlersuche in komplexen TTL-Schaltungen, um auch die Pegel an den einzelnen IS-Kontakten feststellen zu können.

Man kann die Problematik der drei Zustände ganz einfach nach *Bild 1* darstellen, wenn man mit einem Prüflämpchen auf die drei Zustände Masse, Spannung oder offene Klemme umschaltet. In dieser Form wären die Zustände Masse oder offene Klemme nicht zu unterscheiden, wenn man nicht noch eine weitere Messung, beispielsweise des Widerstandes, einschaltet, der nach Masse gemessen werden muß und den Einfluß der Gleichspannung unberücksichtigt läßt.

Die im folgenden beschriebene Schaltung soll mit einem Prüfstift die Anzeige erlauben, aus der hervorgeht, ob an dem Anschluß ein Signal 1, z. B. H, oder O, d. h. L, oder eine Wechselspannung, die abwechselnd die beiden Zustände H und L annimmt, oder auch, ob der Anschluß unbeschaltet ist. Bei Ausgängen von IS kann man auch noch feststellen, ob er sich in dem Zustand eines *offenen Kollektors* befindet. Alle diese Erkenntnisse sind mit dem beschriebenen Prüfstift möglich, obwohl er nur mit drei Transistoren ausgerüstet ist.

Die Schaltung

Die beschriebenen Eigenschaften werden mit Hilfe von zwei Lumineszenz-Dioden als Anzeige erreicht. Dabei bedeuten die Anzeigen der beiden mit H und L bezeichneten LED folgendes:

1. Liegt am Eingang des Prüfstiftes ein Signal H mit dem Zustand 1, so leuchtet nur die Lumineszenz-Diode H.

2. Liegt am Eingang des Prüfstiftes ein Signal L mit dem Zustand O, so leuchtet nur die Lumineszenz-Diode L. Da in diesem Zustand aber auch eine Wechselspannung anliegen kann, die von einem offenen Kollektor ausgeht, muß eine Unterscheidungsmöglichkeit geboten werden. Dazu ist eine Taste Ta 1 vorgesehen. Wird diese Taste betätigt, dann leuchtet entweder weiterhin nur die LED L, oder aber es leuchten beide LED auf. Im ersten Fall handelt es sich mit größter Wahrscheinlichkeit um das Signal L. Andernfalls ist eine Wechselspannung vorhanden, so daß beide LED aufleuchten.

3. Wenn nach dem Berühren der Meßstelle mit dem Prüfstift keine der Lumineszenz-Dioden aufleuchtet, so ist der Anschluß, wenn es sich um einen Eingang handelt, unbeschaltet. Wenn keine der LED aufleuchtet und man an einem Ausgang prüft, so handelt es sich um einen unbeschalteten offenen Kollektor.

Die Schaltung mit dem Prüfstift zeigt *Bild 2*. Die Wirkung beruht im wesentlichen auf einer Brückenschaltung, die aus den vier Widerständen R 3, R 4, R 5 und R 6 besteht. Die Speisung der Brücke erfolgt mit 5 V. Die Brücke ist im Ruhezustand wegen der Verschiedenheit der Widerstände nicht abgeglichen. In der Diagonale liegt mit Basis und Kollektor der Transistor T 3, dessen Kollektor zur Basis eines Transistors T 2 führt, in dessen Kollektorkreis die Lumineszenz-Diode L liegt. Der Emitter des Transistors T 3 ist über einen Widerstand R 7 und eine Diode D 1 mit der Basis des dritten Transistors T 1 verbunden, in dessen Emitterkreis über einem Widerstand R 10 die andere Lumineszenz-Diode H liegt. Der Eingang führt über einen Widerstand R 2 zum Emitter des in der Brückendiagonale liegenden Transistors T 3. Er ist ferner über einen Widerstand R 1 und eine Taste Ta 1 zu einem Signal H geführt, so daß das Potential im Falle eines offenen Kollektors vor dem Widerstand R 2 zu H (etwa + 5 V) definiert wird.

◀ Bild 1. Prinzip des Prüfers von drei Zuständen

Wirkungsweise

Wenn man ein Signal O (L) an den Eingang legt, so wird der Emitter des Transistors T 3 negativ gegenüber der Basis, die zwischen den beiden Widerständen R 5 und R 6 über dem Widerstand R 8 an 2,5 V liegt. Der Transistor T 3 wird leitend. Dadurch wird der Transistor T 2 ebenfalls leitend. Die Lumineszenz-Diode LED L leuchtet auf. Der Transistor T 1 sperrt, da dessen Basis das entsprechende Potential hat.

Legt man den Eingang des Prüfstiftes an ein Signal 1 (H), so wird der Transistor T 1 leitend. Dadurch erfolgt eine Anzeige mit der Lumineszenz-Diode H. Der Transistor T 3 sperrt, da dessen Emitter gegenüber der Basis positiv geworden ist.

Wenn der Eingang der Prüfeinrichtung dadurch, daß kein Potential anliegt, völlig offen ist, so kann weder der Transistor T 1 noch der Transistor T 3 leitend werden, da für keinen von beiden das richtige Potential vorhanden ist.

Mit der Taste Ta 1 kann man ein Signal H an den Eingang legen. Dadurch wird es möglich einem offenen Kollektor eine definierte Spannung zu geben, so daß man durch die Anzeige zwischen Signal L (0 V) und einer etwa anliegenden Wechselspannung unterscheiden kann.

Als Transistoren kann man für T 1 und T 3 jeden npn-Transistor einsetzen. Für den Transistor T 2 empfiehlt sich ein pnp-Silizium-Transistor mit $h_{FE} \geq 100$.

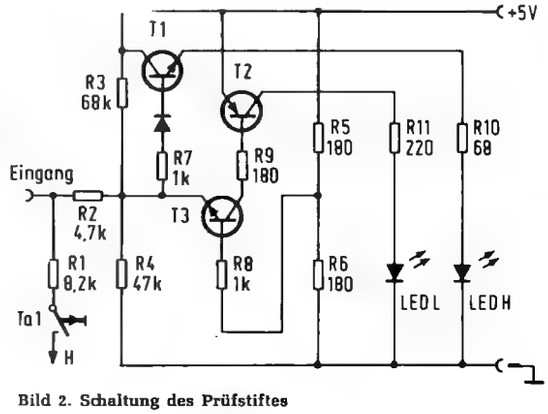


Bild 2. Schaltung des Prüfstiftes

Für den Fall, daß der Ü-Wagen Programmhilfe für eine andere Rundfunkanstalt leistet, deren Programm am Standort des Ü-Wagens nicht zu empfangen ist, erfolgen Programmabsprachen und die Zuschaltung der benötigten Rückmodulation ausschließlich über die Sprechfunkanlage. Absprachen sind in diesem Falle lediglich im gerichteten Betrieb möglich, d. h. daß die Rundfunkanstalt ihren Reporter über Sprechfunk anspricht und dieser über den Sendeweg antwortet.

Die Übertragung von Ereignissen, die über einen großen Ü-Wagen produziert werden, verläuft nach den gleichen Grundsätzen. Unter besonders schwierigen topographischen Verhältnissen kann es möglich sein, daß ein Relaiswagen in die Strecke eingeschaltet werden muß; als Beispiel für unseren Bereich kann eine Übertragung vom Schleswiger Dom, der sehr tief liegt, zum Sender Kiel genommen werden. Hierbei stellen wir den Relaiswagen auf eine Anhöhe, von der er mit beiden Seiten guten Kontakt herstellen kann. Im Relaisbetrieb wird versucht, nur den Sendeweg umzusetzen, die Sprechverbindung jedoch möglichst für alle Beteiligten im direkten Weg zu betreiben, um Fehlinformationen zu vermeiden. Dabei wird bewußt ein Qualitätsverlust in Kauf genommen.

Genaue Angaben, ob außerhalb des Nahbereiches von etwa 30 km eine gesicherte, qualitativ gute Hf-Übertragung möglich ist, können nicht immer gegeben werden. Entscheidend ist nicht nur die Empfangsfeldstärke, sondern vor allem der Störspannungsabstand.

Der sicherste Weg, festzustellen, ob gute drahtlose Möglichkeiten bestehen, ist immer noch der, daß zu der geforderten Sendezeit ein Versuch durchgeführt wird. Bei sorgfältiger Planung und guter Zusammenarbeit mit der Empfangsstelle sind Hf-Übertragungen den konventionellen Möglichkeiten über Zubringerleitungen als mindestens gleichwertig zu betrachten.

Zum Schluß sei erwähnt, daß der intensive Ausbau der Einrichtungen für den drahtlosen Übertragungsdienst beim NDR wesentliche finanzielle Einsparungen gebracht hat und daß er als weitere Verbesserung eine sehr schnelle Berichterstattung vom Ort des aktuellen Geschehens ermöglicht.

Dynamikkompressor für Sprechfunkgeräte

Dynamikkompressoren ermöglichen – im Gegensatz zu Clippern – eine verzerrungsfreie Sprachkompression, da sie nicht einfach die Niederfrequenz durch Dioden begrenzen, sondern (ähnlich wie eine Aussteuerungsautomatik in einem Tonbandgerät) mit einer bestimmten Regelzeit ihre Verstärkung der momentan vorhandenen Eingangsspannung anpassen und so für einen konstanten Spitzenwert-Ausgangspegel sorgen.

Der hier beschriebene Kompressor eignet sich aufgrund seines Frequenzganges und seiner Regelzeit besonders für Sprechfunkanwendungen.

Die relativ einfache Schaltung *(Bild)* arbeitet nach dem Prinzip der Abwärtsregelung. Die Transistoren T 1 und T 2 dienen als Nf-Verstärkerstufen in Emitterschaltung, während T 3 zusammen mit D 1 die Regelspannung erzeugt, die sich an C 6 aufbaut. Diese Regelspannung verändert dann die Verstärkung der ersten Nf-Stufe durch Änderung des Basis- und damit auch des Kollektorstromes von T 1, was direkten Einfluß auf die Steilheit des Transistors hat.

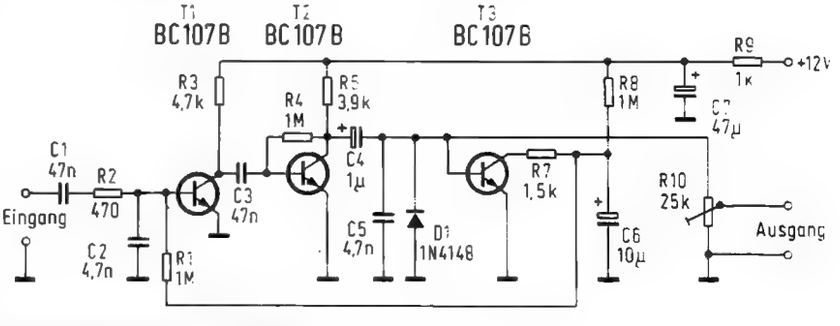
Die Koppelkondensatoren C 1, C 3 und C 4 sind so bemessen, daß Frequenzen unter 300 Hz stark geschwächt werden, was der Verständlichkeit der Sprache insbesondere bei starken Umweltgeräuschen sehr zugute kommt. R 2 und C 2 verhindern Hf-Einstreuungen in die erste Stufe, während C 5 das Ansprechen der Regelung durch die Hochfrequenz des eigenen Senders vermeidet. R 9 und C 7 dienen zur Siebung der Betriebsspannung; dadurch wird der Betrieb des Kompressors auch an schlecht gesiebten Netzgeräten oder im lichtmaschinenverseuchten 12-V-Netz im Auto unproblematisch. Mit C 6 läßt sich die Regelzeit in weiten Grenzen verändern; der angegebene Wert 10 µF dürfte jedoch der günstigste Kompromiß für Feststationen sein. In Fällen, bei denen hohe Umweltgeräuschpegel zu erwarten sind, ist es ratsam, diesen Wert auf etwa 30 µF zu erhöhen, da sonst das Hintergrundgeräusch in den Sprechpausen zu schnell hochgeregelt wird.

Sehr kurze Nf-Spitzen, bei denen die Regelung noch nicht anspricht, werden symmetrisch begrenzt, da die Basis-Emitterstrecke von T 3 und die Diode D 1 ab etwa 0,7 V leitend werden. Auch in diesen Fällen ist der Sender vor Übermodulation geschützt.

Das am Ausgang des Kompressors befindliche Trimmpotentiometer ermöglicht den direkten Anschluß an den Mikrofoneingang vorhandener Sender oder Transceiver. Es ist so einzustellen, daß bei normaler Mikrofonbesprechung gerade der volle Modulationsgrad bzw. der Nennspitzenhub erreicht wird und noch keine Verzerrungen durch Übermodulation auftreten.

Als Mikrofon eignen sich am besten niederohmige dynamische Ausführungen; auch wenn diese sonst etwas dumpf klingen, ergibt sich durch die Tiefenabsenkung des Kompressors eine sehr gut verständliche Modulation.

Die relativ einfache Schaltung ermöglicht einen sehr kleinen Aufbau, so daß der nachträgliche Einbau bei den meisten Transceivern auf keine Schwierigkeiten stoßen dürfte. Hierbei ist es ratsam, die Betriebsspannung während des Empfangs nicht abzuschalten, da sonst durch den Einregelvorgang die erste Silbe verloren ginge.



Schaltung des Dynamikkompressors

Der Kompressor wurde vom Verfasser in Fest-, Mobil- und Portabelstationen getestet. Es erwies sich als sehr praktisch, weder auf den Mikrofon-Besprechungsabstand noch auf die individuell bedingte Sprechlautstärke zu achten und trotzdem stets richtig zu modulieren.

Herwig Feichtinger, DC 1 YB

Schutzgaskontakt-Relais zur Blinkleuchtenüberwachung im Kfz-Blinkgeber

Die Funktionskontrolle der Blinkleuchten für die Richtungsanzeige des Kraftfahrzeuges erfolgt durch die Überwachung des Blinkleuchtenstromes. Ein hierzu geeignetes Stromrelais läßt sich unter Berücksichtigung technischer und wirtschaftlicher Gesichtspunkte am günstigsten mit einem Schutzgaskontakt aufbauen.

Blinkleuchtenkontrolle

Der Blink-Warnlichtgeber *(Bilder 1* und *2)* besteht aus dem elektronischen Taktgeber, dem Blinkleuchten-Schaltrelais und dem Blinkleuchten-Kontrollrelais mit dem Schutzgaskontakt SK 34 *(Bild 3)*. Die Funktion der Blinkleuchten wird über den Blinkleuchtstrom überwacht und der Ausfall einer Blinkleuchte durch Verdoppeln der Blinkfrequenz von etwa 90 auf etwa 180 Impulse je Minute von der Kontrollampe angezeigt.

Der Blinkleuchtenstrom fließt über die Erregerwicklung (etwa 10 Windungen) des Schutzgaskontaktes, der dadurch im Takt der Blinkfrequenz pulst und während der Hellphase dem Taktgeber eine Kontrollspannung zuführt. Beim Ausfall einer Blinkleuchte sinkt der Strom in der Erregerwicklung des Schutzgaskontaktes auf etwa die Hälfte ab. Die Erregung halbiert sich, und der Schutzgaskontakt spricht nicht mehr an, so daß der Taktgeber keine Kontrollspannung mehr erhält. Der Taktgeber ist so bemessen, daß sich bei Ausfall dieser Spannung die Pulsfrequenz verdoppelt.

Anforderungen an Schutzgaskontakte für das Blinkleuchten-Kontrollrelais

Zu den Anforderungen an Schutzgaskontakte im Blinkleuchten-Kontrollrelais zur Überwachung des Blinkleuchtenstromes gehören in erster Linie enge Toleranzen in der Ansprecherregung, die Einhaltung eines Grenzwertes im Verhältnis Abfallerregung zu Ansprecherregung sowie eine hohe Zuverlässigkeit.

Die Forderung nach engen Toleranzen in der Ansprecherregung ergibt sich aus der Aufgabe, bei halbem Erregerstrom unter Berücksichtigung der Betriebsspannungsschwankungen nicht mehr anzusprechen. Zur Vermeidung von aufwendigen Abgleicharbeiten dürfen deshalb die Toleranzen in der Ansprecherregung bezogen auf eine bestimmte Spule höchstens ± 20 % betragen.

Die Betriebsvorschrift des Blinkgebers bedingt je nach Auslegung der Schaltung des Taktgebers die Einhaltung eines bestimmten Grenzwertes im Verhältnis von Abfallerregung zu Ansprecherregung.

Eigenschaften des Schutzgaskontaktes

Der Schutzgaskontakt besteht aus zwei Kontaktzungen, die in einem mit Schutzgas gefülltem Glasrohr hermetisch eingeschlossen sind. Die Enden der freitragenden Kontaktzungen aus ferromagnetischem Material überlappen sich und bilden einen Magnetspalt. Unter dem Einfluß eines ausreichenden Magnetfeldes werden die Federkräfte der Kontaktzungen überwunden und der Kontakt geschlossen. Die Kontaktzungen sind zugleich Teil des magnetischen Erregerkreises als auch Teil des elektrischen Schaltstromkreises.

Mit dem Schutzgaskontakt SK 34 wird erstmals ein Typ angeboten, der den Anforderungen für den Einsatz in der Blinkleuchtenkontrolle technisch und wirtschaftlich gerecht wird. Er ist eine Modifikation des für die Fernsprechtechnik entwickelten Typs SK 20. Dabei sind die in der Fernsprechtechnik unter anderem geforderten engen Toleranzen der Erregerwerte und die hohe Schaltzuverlässigkeit für den Einsatz im Blinkgeber von gleicher Bedeutung.

Aufgrund seiner Konstruktion und der speziellen Fertigungstechnik kann die Ansprecherregung des SK 34 entsprechend den schaltungstechnischen Anforderungen eingestellt werden. Für die Anwendung im Kontrollrelais des Blinkgebers hat sich eine mittlere Ansprecherregung von 50 AW als zweckmäßig erwiesen. Dabei beträgt der Toleranzbereich der Ansprecherregung ± 10 AW, wobei 90 % der gefertigten Kontakte innerhalb von ± 5 AW liegen. Wegen dieser engen Toleranzen ist die Verwendung einer Erregerspule mit nur einer bestimmten Windungszahl möglich.

Maßgebend für die hohe Schaltzuverlässigkeit des Schutzgaskontaktes ist die Doppelkontaktausführung. Wie Bild 3 zeigt, ist die längere der beiden Kontaktzungen in der Mitte geschlitzt. Damit wird erreicht, daß im Gegensatz zu anderen Ausführungsformen statt einer Kontaktstelle zwei Kontaktstellen vorhanden sind und so die Sicherheit der Kontaktgabe erheblich erhöht wird. In der *Tabelle* sind die Kenn- und Betriebsdaten des Schutzgaskontaktes SK 34 zusammengestellt.

Heinz Melcher

Bild 1. Gesamtansicht des Blinkrelais mit Schutzgaskontakt

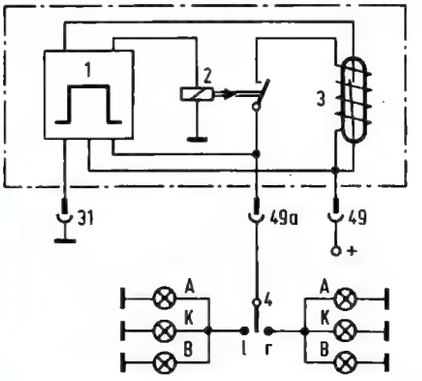


Bild 2. Prinzipschaltung des Blink-Warnlichtgebers mit Schutzgaskontakt. 1 = Elektronischer Taktgeber, 2 = Blinkleuchten-Schaltrelais, 3 = Blinkleuchtenüberwachung mit Schutzgaskontakt, 4 = Blinklichtschalter, A, B = Blinkleuchten vorn bzw. hinten, K = Kontrollampe, r = rechts, l = links

Tabelle der technischen Daten

Kenn- und Betriebsdaten			
Kontaktart			1
Kontaktmaterial			Ag/Ni
Schaltleistung	max.	N_s	10 W
Schaltspannung	max.	U_s	100 V
Schaltstrom	max.	I_s	0,5 A
Durchschlagspannung	min.	U_d	300 V
Übergangswiderstand	max.	R_u	0,2 Ω
Isolationswiderstand	min.	R_l	10^{10} Ω
Kapazität		C	0,2 pF
Ansprecherregung		E_{an}	40 bis 60 AW
Abfallerregung	max.	E_{ab}	0,6 E_{an} AW
Ansprechzeit		t_{an}	0,5 ms
Prellzeit		t_p	0,5 ms
Abfallzeit		t_{ab}	0,05 ms
Schaltfrequenz	max.	f_s	500 Hz
Allgemeine Daten			
Temperaturbereich		ϑ	− 50 bis + 120 °C
Stoßfestigkeit (Sinushalbwelle, 11 ms)			
ohne Fehlbetätigung		g	1000 m/s²
ohne Zerstörung		g	10 000 m/s²
Schwingfestigkeit (0 bis 500 Hz)		g	1000 m/s²
Kontaktkraft (bei Ansprecherregung)		F	6 cN
Gewicht		G	0,4 g

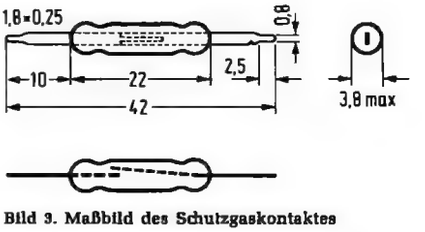


Bild 3. Maßbild des Schutzgaskontaktes

Volkmar Haertel

Optoelektronisches Zählwerk für Tonbandgeräte

Das optoelektronische Zählwerk arbeitet nach dem richtungsabhängigen Lichtschrankenprinzip. Eine rotierende Masse, z. B. die Tonwelle oder *besser speziell konstruierte Bandführungsbolzen oder Bandrollen*, wird in gleichen Abständen mit Segmenten versehen. Es ist gleichgültig, ob diese Segmente die Lichtschranke einschalten oder unterbrechen.

Die Fototransistoren werden versetzt angeordnet, damit die Segmente auf der rotierenden Masse folgerichtig die Fototransistoren schalten (A und B in *Bild 1*).

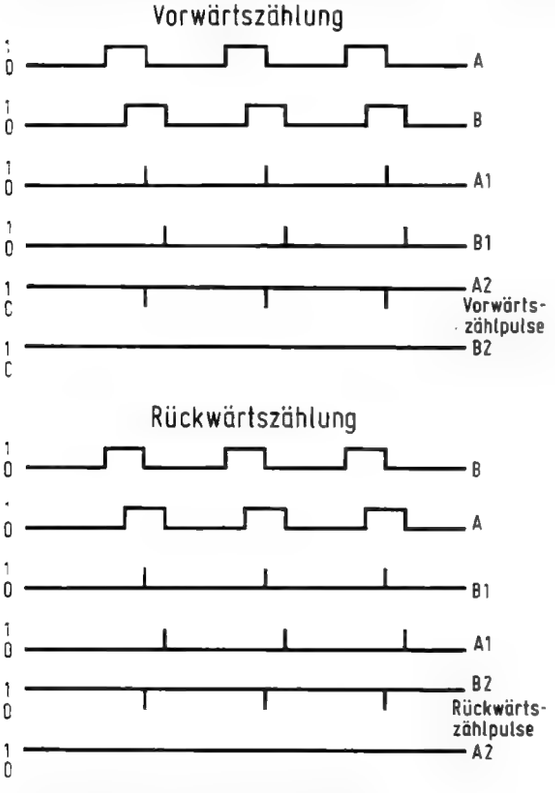
Wird die Lichtschranke an der Tonwelle angebracht, so muß im Leerlauf das Zählwerk unterbrochen sein, aber bei Aufnahme, Wiedergabe, Vor- und Rücklauf eingeschaltet sein. Durch die Lichtschrankenanordnung an einer *Bandrolle mit Segmenten* wird linear zum vorbeilaufenden Band gezählt. Das Auflösungsvermögen, welches von der Anzahl der Segmente abhängig ist, kann auf 1 cm Bandlänge dimensioniert werden. Bei etwa 1000 m Bandlänge ist der Zähler mit fünf Dekaden auszulegen. Er zählt hierbei bis 99 999 cm Bandlänge.

Der Verfasser ist Mitarbeiter von Texas Instruments, Freising.

Beim Bandauflegen wird der Zähler durch Knopfdruck auf Null gesetzt. Es leuchtet die letzte Stelle mit Null, die übrigen Dekaden sind abgeschaltet.

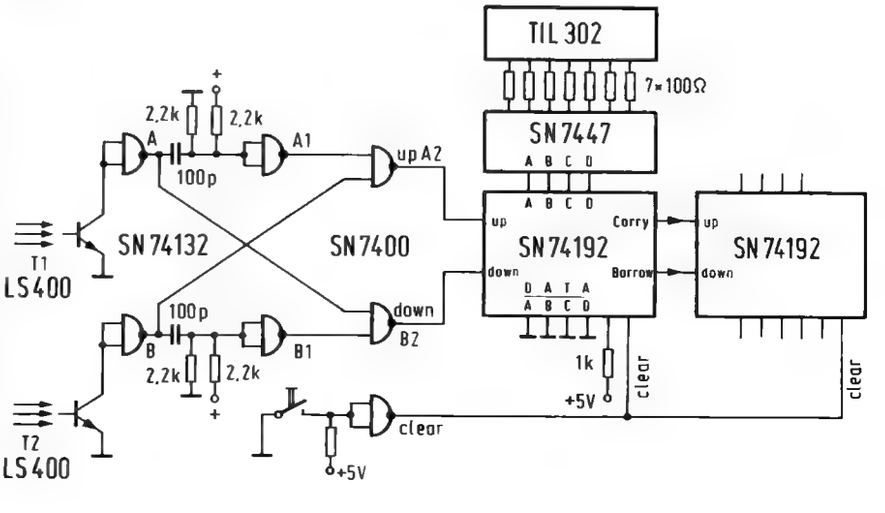
Wird ein volles Band zum Rücklaufen aufgelegt, dann springt der Zähler von Null auf 99 999 cm Bandlänge und zählt rückwärts. Die von Null aus rückwärts aufgewickelte Bandlänge wird errechnet:

100 000 – angezeigter Wert = rückwärts aufgewickelte Bandlänge



◀ **Bild 1. Impulsdiagramme der richtungsabhängigen Lichtschranke**

Bild 2. Gesamtschaltung des Zählwerks ▼



Die Vorteile des optoelektronischen Zählers gegenüber dem mechanischen Zähler sind:

1. Lineare Zählung zum vorbeilaufenden Band, in cm eichbar.
2. Nullstellung nur durch Knopfdruck.
3. Nullanzeige nur auf der niedrigsten Dekade.
4. Wesentlich bessere optische Anzeige durch die GaAs-Siebensegment-Anzeige.
5. Keine Geräusche.
6. Je nach Anwendungsfall kann es zum Vor- oder Nachteil sein, daß beim Ein- und Ausschalten des Bandgerätes der optoelektronische Zähler automatisch auf Null setzt, aber der mechanische Zähler seinen letzten Wert beibehält.

Wird aber ein abgespultes Band mit einer beliebigen Länge auf das Bandgerät aufgelegt, so kann wie bisher bei den mechanischen Zählwerken die schon abgespulte Länge nicht festgestellt werden. Dieses Problem können nur die Bandhersteller lösen. Ein optisch ablesbarer Code, z. B. mit senkrechten weißen oder schwarzen Strichen, welche eine andere optische Absorption besitzen als das Bandmaterial, müßte auf die Bandrückseite in bestimmten Längenabständen aufgedruckt werden.

Die Schaltung

Bei Vorlauf spricht T 1 früher an als T 2, bei Rücklauf spricht T 2 früher an als T 1 *(Bild 2)*. Für T 1 dient als Schaltschwelle der Schmitt-Trigger A, für T 2 der Schmitt-Trigger B.

Das Pulsdiagramm zeigt bei Vorlauf den Puls A voreilend gegenüber dem Puls B, bei Rücklauf den Puls B voreilend gegenüber Puls A. Die Pulse A und B müssen sich aber überlappen (Bild 1).

Die Pulse A und B werden über jeweils 100 pF differenziert. Die negativ gerichteten Pulse werden über A 1 bzw. B 1 invertiert und steuern jeweils die NAND-Gatter A 2 bzw. B 2. A 2 wird

durch den Puls B bei Vorlauf entriegelt, so daß die Vorwärtszählpulse den Up-Down-Counter ansteuern. B 2 bleibt durch den Puls A verriegelt.

B 2 wird durch den Puls A bei Rücklauf entriegelt, so daß die Rückwärtszählpulse den Up-Down-Counter ansteuern. A 2 bleibt durch den Puls B verriegelt.

Der Up-Down-Counter SN 74192 zählt im BCD-Code (8421) und steuert den Decoder SN 7447 an. Der Decoderausgang schaltet über strombegrenzende Widerstände die GaAs-Siebensegment-Anzeige an.

Beim SN 74192 werden die nicht benötigten programmierbaren Eingänge DATA A, B, C, D an Masse und Load über 1 kΩ an + 5 V gelegt. Der Ausgang zum Kaskadieren des Vorwärtstaktes, Carry, steuert den Vorwärtszähleingang des nächsten Up-Down-Counters an. Der Ausgang zum Kaskadieren des Rückwärtszähltaktes, Borrow, steuert den Rückwärtszähleingang des nächsten Up-Down-Counters an.

Der Decoder SN 7447 hat den Anschlußlampentest. Dieser wird bei Bedarf an Masse gelegt, so daß eine Acht aufleuchtet, weil alle Segmente angeschaltet sind. Bei der Anzeige Null leuchtet nur die niedrigste Dekade. Der Ripple-Blanking-Eingang liegt bei der höchsten Dekade an Masse, RB-Ausgang wird mit RB-Eingang der nächst niederen Dekade verbunden. Bei der niedrigsten Dekade entfällt diese Verbindung, da sie als letzte Stelle die Null anzeigen soll. Ein fünfdekadischer Zähler hat ohne die GaAs-Siebensegment-Anzeige eine Stromaufnahme von etwa 600 mA und mit 88 888 leuchtender Anzeige eine Stromaufnahme von rund 950 mA bei 5 V.

Peter Helm

Einfacher Wechselspannungsverstärker

Der nachstehend beschriebene Verstärker wurde beim Verfasser als Meßvorverstärker entwickelt. Es handelt sich um eine Schaltungsvariante eines galvanisch gekoppelten zweistufigen Transistorverstärkers, wie er heutzutage vielfach in Hi-Fi-Anlagen eingesetzt wird.

Wie aus den technischen Daten (*Tabelle*) ersichtlich, besitzt der Verstärker drei Meßbereiche. Für Bereich III wird das Signal durch den 680-kΩ-Widerstand abgeschwächt, welcher über eine besondere Eingangsbuchse erreichbar ist. Bei Benutzung der beiden unteren Meßbereiche kann ein 33-kΩ-Widerstand zur Bedämpfung in die Eingangsleitung geschaltet werden (Bereich II).

Die Ausgangsspannung liegt, praktisch verzerrungsfrei, zwischen 0 bis 2,5 V_{eff}; sie wird durch den 10-kΩ-Trimmer so variiert, daß sich auf dem angeschlossenen Meßinstrument (Transistorvoltmeter, Vielfachmeßinstrument, o. ä.) eine brauchbare Skalenablesung ergibt; dies gilt für Bereich I und III. Für Bereich II wird durch einen Zweifachschalter ein geeigneter Widerstand R parallel zum Trimmpoti geschaltet; der Wert ist je nach Instrument auszuprobieren. Die Empfindlichkeit des Verstärkers stellt man mit dem 1-kΩ-Trimmpotentiometer in der Emitterleitung ein.

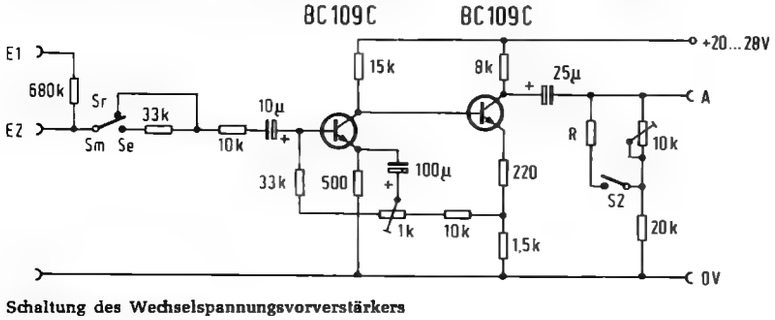
Der Frequenzverlauf ist im Nf-Bereich linear (20 Hz bis 20 kHz). Der Eingangswiderstand liegt im Bereich I bei 100 kΩ, in den anderen Bereichen erhöht er sich um den jeweiligen Vorwiderstand. Die Betriebsspannung darf zwischen 20 V und 30 V liegen, das Meßergebnis wird davon praktisch nicht beeinflußt.

Ist kein Millivoltmeter zu Vergleichsmessungen vorhanden, so kann man das Gerät über einen engtolerierten Spannungsteiler eichen, an den ein großes Nf-Signal bekannter Amplitude angelegt wird. Für den Eingang sollte ein abgeschirmtes Kabel verwendet werden.

Technische Daten

Betriebsspannung: 20...30 V, 2,5 mA
Ausgangsspannung: 0...3 V_{eff} (Klirrfaktor < 5 %)
Eingangsspannung für 0...1,5 V,

Ausgangsspannung:	
Bereich I	0... 1 mV
Bereich II	0... 10 mV
Bereich III	0...140 mV



Schaltung des Wechselspannungsvorverstärkers

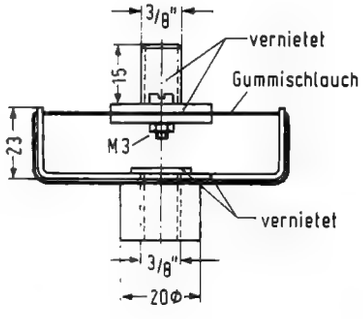
Elastische Mikrofonaufhängung

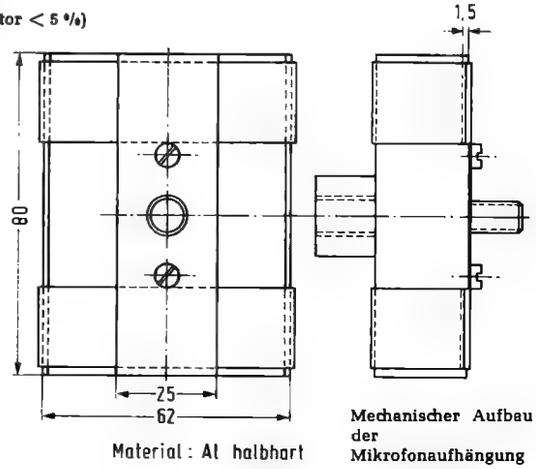
Der Trittschallschutz besteht aus einer U-förmigen Grundplatte, zwei Gummischlauch-Streifen (Fahrrad) und der „Aufnahme" für das Mikrofon. In die Grundplatte wird eine 3/8-Zoll-Gewindebuchse eingenietet. Damit wird der Trittschallschutz auf das Mikrofonstativ aufgeschraubt. Die Grundplatte umspannt man an ihren Enden mit je einem Gummiband. Zur Führung der Gummibänder sind in den hochgebogenen Teilen der Grundplatte Einschnitte in Breite der Gummibänder vorgesehen (≈ 20 mm lang, 1,5 mm tief).

Die Mikrofon-Befestigungsschraube wird in eine Platte 25 mm × 80 mm × 1 mm eingenietet. Diese verschraubt man mit einer weiteren gleichgroßen Platte derart, daß die beiden Gummibänder zwischen diesen Platten eingeklemmt werden. Die Elastizität der Aufhängung läßt sich durch die Spannung der Gummibänder weit verändern, z. B. durch doppelte Bänder oder kleinere Schlauchdurchmesser.

Wer verschiedene Mikrofone verwendet, sollte jedem Mikrofon eine (nach Gewicht und Schwerpunkt) passende elastische Aufhängung zuordnen. Zum Schluß sei noch erwähnt, daß das Mikrofonkabel eine Zugentlastung am Mikrofonständer haben sollte.

Peter Moosmann





Material: Al halbhart

Mechanischer Aufbau der Mikrofonaufhängung

Albert Raem

Steuergerät zur Schmalfilmsynchronisation

In der FUNKSCHAU 1970, Heft 22, 23 und 24, wurde ein *Steuergerät zur Schmalfilmsynchronisation* vorgestellt, welches aus Kostengründen noch mit einem Impulsrelais bestückt war. Die Arbeitsgeräusche des Relais 1 (Impulsrelais) wirkten trotz guter Schallisolierung noch immer störend. In der Weiterentwicklung ist das Relais durch einen Thyristor und einen Triac ersetzt worden. Diese Bauteile werden heute von einigen Versandhäusern preiswert angeboten. Eine brauchbare Schaltung für das Relais 1 zeigen *Bild 1* und *2*.

Die wahlweise vom Schalter S 4 entnommenen Impulse *vor Band* bzw. *hinter Band* werden von einem Impulsverstärker verstärkt. Mit dem Trimmwiderstand wird der Verstärker so eingestellt, daß eine ausreichende Spannung am Übertrager zur Verfügung steht. Der Übertrager dient zur Potentialtrennung. Ein eigener Netzteil (Netzteil 1) speist die Bauteile der Sekundärseite, da diese mit 220 V überlagert ist. Der Netzteil wird somit nur für diese Bauteile benötigt. Die Primär- und die Sekundärseite dürfen nicht gemeinsam gegen Masse geschaltet werden. Der Impulsverstärker erhält eine Spannungsversorgung vom Netzteil 2.

Die auf der Sekundärseite übertragenen Impulse werden durch einen Spannungsverdoppler gleichgerichtet. Der Transistor BC 107 B schaltet somit bei jedem Impuls. Ist der Projektorkontakt geschlossen, so schaltet der Thyristor ebenfalls. Er liegt in Reihe mit dem Steueranschluß des Triacs, der somit ebenfalls schaltet. Der sich öffnende Projektorkontakt löscht den Stromkreis.

Begrenzt man durch den Widerstand RV die Laufgeschwindigkeit des Projektors, so ist der Triac die halbe Zeit geöffnet bzw. die halbe Zeit geschlossen. Der richtige Vorwiderstand wird mit einem Oszillografen zwischen den Punkten A und B am Thyristor ermittelt (auf Erdfreiheit des Oszillografen achten).

Steuerung des RC-Generators mit Hilfe der Netzfrequenz

Der im Steuergerät auf Seite 778 (FUNKSCHAU 1970, Heft 22) verwendete Multivibrator bleibt bei längerem Gebrauch des Gerätes nicht stabil. Auch hier ließe sich eine stabile Schaltung mit geringem Aufwand realisieren. Gemäß *Bild 3* wird die Netzfrequenz durch die integrierten Schaltungen im Verhältnis 11 : 1 aufgeteilt. Damit erreicht man eine Laufgeschwindigkeit von etwa 18,2 Bildern/s.

Am Ausgang der IS 2 liegt für rund 50 ms Minuspotential an. Damit wird ein monostabiler Multivibrator angesteuert. Der Multivibrator wurde aus Heft 7/1974, Seite 235, übernommen (*Bild 4*).

Möglich ist auch die Verwendung eines 100-kΩ-Trimmpotentiometers für den Widerstand R (62 kΩ) im Basisstromkreis von T 2 (Heft 7/1974, S. 235). Hiermit läßt sich eine genaue Einschaltdauer des RC-Generators erreichen.

Wurde die Schaltung von Heft 7/1974, Seite 235, bereits eingebaut, so kann man über einen Schalter den IS-Teiler 4 : 1 auf 11 : 1 umschalten. Als Teiler 11 : 1 kann auch die IS des Synchronisators aus Heft 8/1974, Seite 276, dienen.

Überwachung einzelner Schaltstufen mit Lumineszenzdioden

Da die Schaltung geräuschlos arbeitet, ist eine akustische Überwachung (Relais) nicht mehr möglich. Daher ist eine optische Überwachung wünschenswert.

Da der Transistor T 2 (Heft 22/1970, Seite 779) direktes Pluspotential durchschaltet, wodurch der RC-Generator eingeschaltet wird, benötigt man eine Schaltung nach *Bild 5*. Die Schaltung ist für eine Stromstärke von 50 mA im Kollektorstromkreis ausgelegt.

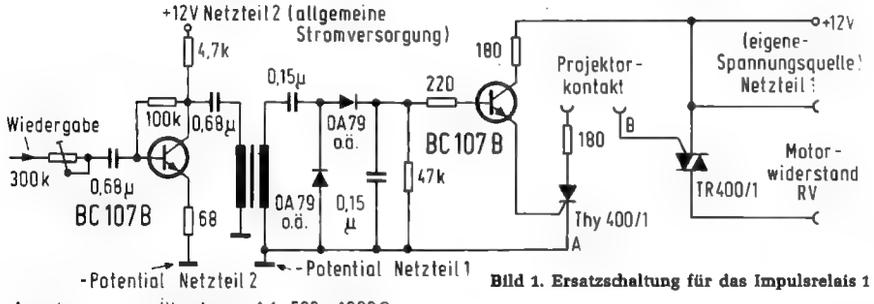


Bild 1. Ersatzschaltung für das Impulsrelais 1

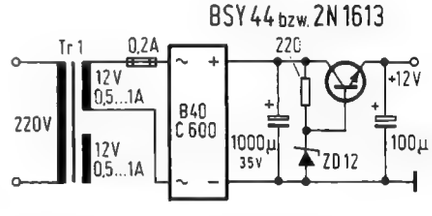


Bild 2. Netzteil für die Ersatzschaltung

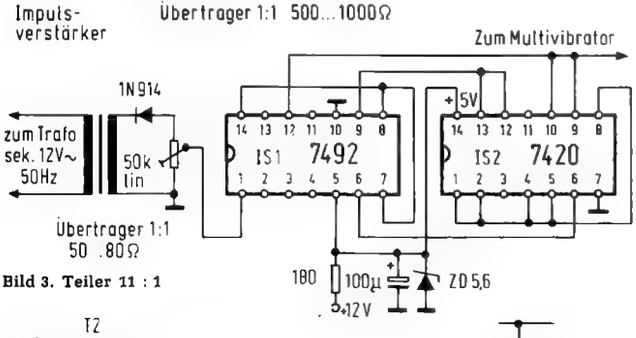


Bild 3. Teiler 11 : 1

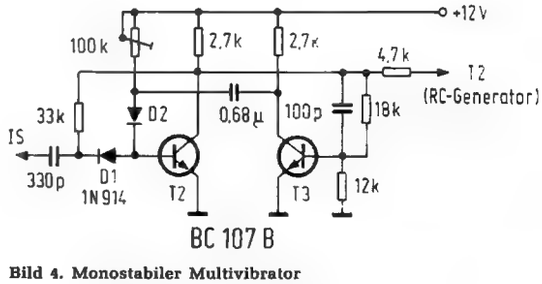


Bild 4. Monostabiler Multivibrator

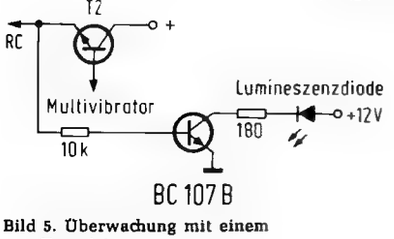


Bild 5. Überwachung mit einem npn-Transistor

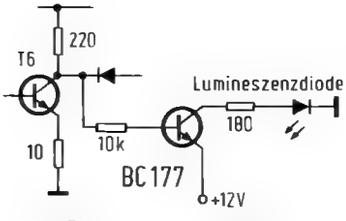


Bild 6. Überwachung mit einem pnp-Transistor

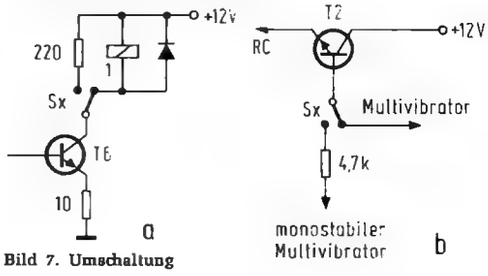


Bild 7. Umschaltung

Der Transistor BC 107 benötigt Plus-Potential an der Basis, um durchzuschalten. Über die Kollektor-Emitter-Strecke wird die Lumineszenzdiode eingeschaltet (Lebensdauer der Diode etwa 10^4 h).

Eine weitere Möglichkeit der Überwachung bietet sich am Transistor T 6 an. Bei jedem vom Band oder RC-Generator abgegebenen Impuls, wird T 6 geschaltet (sofern der Eingangsregler richtig eingestellt ist). Damit liegt Minuspotential am Kollektor. Über eine Schaltstufe mit dem Transistor BC 177 wird somit die Lumineszenzdiode eingeschaltet.

Die bisher beschriebenen Möglichkeiten zur Umrüstung bezogen sich nur auf die Schmalfilmsynchronisation. In der Schaltstufe wird das Relais 1 durch einen Widerstand von 220 Ω ersetzt. Verwendet man den Synchronisator auch als Dia-Impulsgeber, so muß über einen gesonderten Schalter der IS/Widerstand 220 Ω bzw. Multivibrator/Relais 1 umschaltbar eingebaut werden.

Herwig Feichtinger

Universelles Nf-Wattmeter

Der Selbstbau von Nf-Verstärkern erfreut sich heute sehr großer Beliebtheit, insbesondere da eine große Auswahl entsprechender Bausätze verschiedener Firmen angeboten wird. Nur wenige Praktiker besitzen jedoch die Möglichkeit, die vom Hersteller bzw. Konstrukteur angegebene Ausgangsleistung nachzuprüfen.

Das hier beschriebene Wattmeter ermöglicht die Messung von Nf-Leistungen bis 25 W; der kleinste einwandfrei ablesbare Ausschlag des Instruments entspricht etwa 100 mW. Die Anschlußimpedanz kann mit einem Drehschalter auf 4 Ω, 8 Ω oder 16 Ω geschaltet werden, ohne den Meßbereich zu verändern.

Bild 1 zeigt die Schaltung des Geräts. Wie man erkennt, wird mit der Impedanzumschaltung auch der Vorwiderstand vor dem Meßwerk verändert, damit der Vollausschlag stets einer Leistung von 25 W entspricht.

Um auch Musik-(Spitzen-)Leistungen messen zu können, arbeitet die Schaltung nach dem Prinzip des Spitzengleichrichters. Über eine Diode genügender Sperrspannung wird mit sehr geringer Zeitkonstante ein Kondensator aufgeladen, der sich über einen Vorwiderstand und die Meßwerkswicklung wieder langsam entladen kann.

Die am Ladekondensator stehende Spannung beträgt hinreichend genau 1,4mal die Effektivwechselspannung am Ausgang des Verstärkers und am Lastwiderstand. Hieraus wurden die Meßwerksvorwiderstände für die drei verschiedenen Lastimpedanzen errechnet.

Um zu vermeiden, daß kurzzeitige Spitzen des Nf-Signals nicht die Gleichrichterdiode durch unzulässig hohe Kondensator-Ladeströme zerstören, ist vor die Diode ein 80-Ω-Schutzwiderstand geschaltet. Sein Einfluß auf die Meßwertanzeige ist vernachlässigbar gering.

Bild 2 zeigt das Äußere des Mustergeräts. Wegen der einfachen Schaltung ist eine geätzte Platine völlig unnötig; alle Bauelemente können freitragend an die Eingangsbuchse, das Meßinstrument und den Drehschalter gelötet werden. Statt einzelner (teurer) Hochlastwiderstände werden Kombinationswiderstände von Vitrohm verwendet. Statt der ursprünglichen Skala 0...500 µA muß eine Skala 0...25 W hergestellt werden. Da diese Leistungsskala nicht linear, sondern quadratisch geteilt ist, muß sie extra gezeichnet werden. *Tabelle 1* dient hierbei als Hilfe zur Umrechnung der Originalskala auf die Leistungsskala. *Tabelle 2* gibt an, welche Spezialteile verwendet wurden und wo diese ggf. erhältlich sind. *Tabelle 3* nennt schließlich die technischen Daten des Nf-Wattmeters.

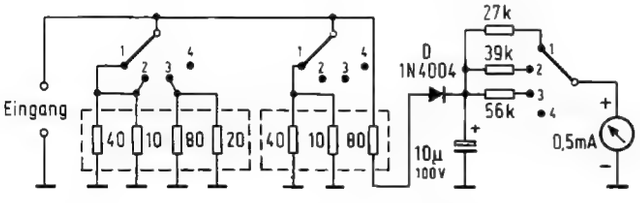


Bild 1. Schaltung des Wattmeters. Schaltstellungen: 1 ≙ 4 Ω, 2 ≙ 8 Ω, 3 ≙ 16 Ω, 4 ≙ Aus. Die gestrichelten Linien umschließen je einen Kombinationswiderstand

Bild 2. Außenansicht des Mustergerätes

Tabelle 1. Skalenumrechnung

P in W	*I* in mA	*P* in W	*I* in mA
0,25	0,05	5	0,22
0,5	0,07	10	0,32
1	0,10	15	0,39
2	0,14	20	0,45
3	0,17	25	0,50
4	0,20		

Tabelle 2.
Im Gerät verwendete Spezialteile

2 Vitrohm-Kombinationswiderstände Typ MR-2, Radio-Rim, München
1 Meßinstrument 0,5 mA
1 Stufenschalter 4 × 3 (4 Schaltstell., 3 Ebenen), Radio-Rim, München
1 Siliziumdiode, Sperrspannung min. 100 V (z. B. 1 N 4004)
1 Teko-Kunststoffgehäuse Typ P-3, Radio-Rim

Tabelle 3. Technische Daten

Meßbereich: 25 W
Lastimpedanz: umschaltbar 4, 8 oder 16 Ω
Frequenzbereich: etwa 20 Hz bis 100 kHz
Genauigkeit: je nach Bauteiletoleranzen ≈ 10 %

Berichtigung

Elektronischer Kuckuck
FUNKSCHAU 1973, Heft 5, Seite 165

Alle, die über das nicht funktionierende IS TCA 430 klagen, wurden wahrscheinlich das Opfer einer Typenänderung. Die veröffentlichte Kuckucksschaltung enthält die damals von Intermetall gefertigte Version TCA 430, bei der die Anschlüsse 1 und 5 mit Masse zu verbinden sind, während Anschluß 8 an U_B gelegt wird.

Dieser Typ TCA 430 ist jedoch heute nicht mehr erhältlich. Er wurde inzwischen ersetzt durch den Typ *TCA 430-N*, bei dem die Anschlüsse 1 und 8 an Masse und Anschluß 5 an U_B gelegt werden müssen. Alle anderen Datenänderungen sind für die vorliegende Anwendung irrelevant.

Es ist also bei Verwendung des TCA 430-N eine Vertauschung der Anschlüsse 5 und 8 in dem veröffentlichten Schaltbild notwendig, um die IS vor Zerstörung zu bewahren und die richtige Funktion herzustellen.

Die Diskrepanz zwischen Schaltbild und Printplatte beruht auf einem Druckfehler im Schaltbild: Der Schleifer des Potentiometers P 2 ist mit dem Anschluß 12 der IS zu verbinden.

Dr. Heinz-Peter Diehl

Aufbau eines Maxima-Minima-Thermometers

Dieser Beitrag beschreibt ein Thermometer in Analogtechnik, bei dem der Maximalwert und Minimalwert der Temperatur der vergangenen 24 Stunden gespeichert wird und über einen Schalter abgefragt werden kann. Der Bereich umfaßt – 30 °C bis + 40 °C. Als Temperaturfühler dient eine Diode.

Thermometer

Da der Bereich von – 30 °C bis + 40 °C im Rahmen der Ablesegenauigkeit linear sein soll (Auflösung 1 °C), wurde kein NTC-Widerstand als Temperaturfühler verwendet, sondern eine gewöhnliche Siliziumdiode. Bei dieser wird der Effekt ausgenützt, daß die Durchlaßspannung bei konstantem Strom in erster Näherung linear von der Temperatur abhängt, und zwar so, daß sie mit zunehmender Temperatur sich verkleinert. Die empirisch gefundene Beziehung lautet

$$\frac{\delta U_D}{\delta T} = \frac{2\,mV}{°K} + \frac{0{,}3\,mV}{°K} \lg \frac{I_D}{100\,\mu A}$$

U_D = Durchlaßspannung
I_D = Durchlaßstrom
T = Temperatur

Größenordnungsmäßig ergibt sich für diesen Effekt etwa 2,5 mV/°C.

Die Schaltung, welche die Diodentemperatur in eine Spannung verwandelt, ist in *Bild 1* gezeigt. Mit dem 56-kΩ-Widerstand wird die Diode quasi stromgesteuert. Über der Diode fällt dann eine Spannung von etwa 0,6 V ab. Diese wird dem nichtinvertierenden Eingang von IS 1 zugeführt. IS 1 besitzt die Spannungsverstärkung 1. Dem invertierenden Eingang von IS 1 wird durch P 1 variierbar eine Spannung aufgeprägt. Mit P 1 läßt sich die Ausgangsspannung von IS 1 verschieben. Im Interesse einer leichten Eichung werden + 40 °C einer Ausgangsspannung von 0 V zugeordnet (– 30 °C werden in der Regel nicht zur Verfügung stehen). In dem nachfolgenden Verstärker kann mit P 2 die Steilheit $\Delta U/\Delta T$ des Thermometers eingestellt werden. Die Verstärkung ist so bemessen, daß dem Temperaturbereich ΔT von 70 °C eine Differenzspannung von etwa 7 V zugeordnet wird.

Der Elektrolytkondensator C_E verhindert zweierlei: einmal, daß durch Störungen über das 220-V-Netz die Speicherwerte verfälscht werden, zum anderen, daß bei völligem Netzausfall der Speicher für die Minimaltemperatur auf Maximum gesetzt wird (dies liegt daran, daß sich am nichtinvertierten Eingang von IS 1 durch die Nichtlinearität der Diode die Spannung schneller aufbaut als am invertierten Eingang). Beim Eichvorgang muß C_E einseitig abgelötet werden (die große Zeitkonstante stört beim Einstellen).

Instrumentenverstärker

Der Ausgang der Thermometerschaltung liefert eine Spannung U_M von 0 V 40 °C und eine positive Spannung $U_{-30°}$ von etwa 7 V bei – 30 °C. Als Anzeigeinstrument dient ein mA-Meter. Zu beachten ist, daß + 40 °C der große Zeigerausschlag zuzuordnen ist. Aus diesem Grund kann die Spannung U_M nicht direkt in einen proportionalen Strom umgewandelt werden, sondern es muß erst die Differenz $U_{-30°} - U_M = U_T$ gebildet werden. Die IS 3 in Bild 1 ist als Differenzverstärker geschaltet. Für die Ausgangsspannung U_T gilt

$$U_T = 2 \cdot \frac{U_B^+ \cdot R^*}{R^* + R^{**}} - U_M$$

U_B^+ = positive Betriebsspannung

Die Widerstände R*, R** sind so gewählt, daß die Spannung $2\,\frac{U_B^+ \cdot R^*}{R^* + R^{**}}$ etwa 7,6 V beträgt. Dieser Spannung wird die Spannung $U_{30°}$ zugeordnet, sie stellt also die minimale Temperatur dar, die das Instrument anzeigen soll. Gleichzeitig wird durch R_E der Strom I_T bestimmt; denn es gilt $I_T = \frac{U_T}{R_E}$

Das R_E bestimmt sich aus dem Maximalstrom I_{max} des Instrumentes und berechnet sich durch

$$R_E = \frac{2 \cdot U_B^+ \cdot R^*}{I_{Max} \cdot (R^* + R^{**})}$$

Endausschlag des mA-Meters	1 mA	10 mA	50 mA
R_E	7,6 kΩ	760 Ω	150 Ω
R	4,7 kΩ	470 Ω	120 Ω
P_3	5 Ω	500 Ω	50 Ω

Die mA-Skala des Instrumentes ersetzt man durch eine lineare °C-Skala *(Bild 2)*.

Bild 2. Thermometer-Skala

Die Einstellung von P 3 wird folgendermaßen vorgenommen: Den 10-kΩ-Widerstand am nichtinvertierenden Eingang von IS 3 trennt man vom Schalter S 1 und schließt ihn gegen Masse kurz. Mit P 3 kann nun der Zeiger des Instrumentes auf + 40 °C eingestellt werden. Danach wird der Kurzschluß rückgängig gemacht.

Eichung

Benutzt werden zum Eichen zwei Temperaturpunkte, der Eispunkt mit 0 °C sowie 40 °C. Man verwendet am besten zwei Gefäße, das eine wird mit Eiswürfeln gefüllt, dem etwas Wasser zugegeben wird, das andere füllt man mit 40 °C warmem Wasser. Zunächst wird der Temperaturfühler in das warme Wasser getaucht. Durch Verstellen von P_1 läßt sich die Ausgangsspannung von IS 1 (damit auch die von IS 2) auf 0 V bringen. Der Zeiger des Instrumentes muß jetzt 40 °C anzeigen, wenn die Justierung nach dem letzten Abschnitt richtig vollzogen wurde. Dann taucht man den Temperaturfühler in das Eiswasser. Durch Verstellen der Steilheit mit P_2 wird der Zeiger auf 0 °C gestellt.

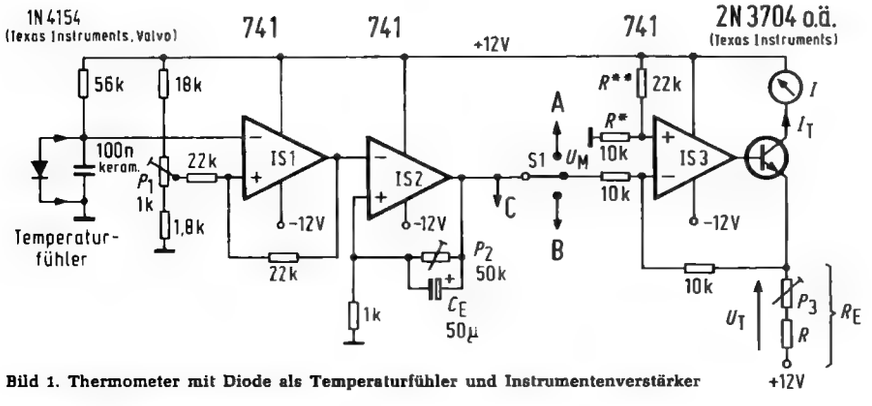


Bild 1. Thermometer mit Diode als Temperaturfühler und Instrumentenverstärker

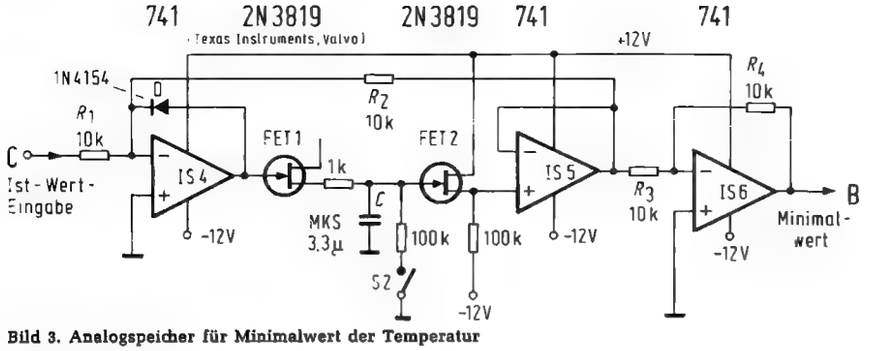


Bild 3. Analogspeicher für Minimalwert der Temperatur

Damit ist die Eichung beendet. Durch Vergleich mit einem Thermometer zeigt sich, daß die Abweichung in der Linearität in dem Bereich 0 °C bis 40 °C kleiner als 1 °C ist.

Analogspeicher für den Minimalwert der Temperatur

IS 4 und IS 5 *(Bild 3)* bilden einen invertierenden Verstärker mit der Spannungsverstärkung −1, solange die Diodenstrecke von FET 1 leitet. Der Kondensator C wird hierbei auf den Wert der invertierten Spannung aufgeladen, der der gerade gemessenen Temperatur T entspricht. Sinkt die Eingangsspannung wieder, was einer ansteigenden Temperatur entspricht, so wird die Diode FET 1 gesperrt. Gleichzeitig leitet die Diode D, da die Ausgangsspannung von IS 4 positiv wird. Der Kondensator kann sich nur noch über den Sperrstrom der Gate-Source-Diodenstrecke von FET 1 und über den Gate-Reststrom von FET 2 entladen (FET 2 bildet einen Sourcefolger). Eine gewöhnliche Diode eignet sich nicht an der Stelle von FET 2, da der Sperrstrom nicht genügend klein ist, um die gewünschte Speicherzeit zu erhalten. Am Ausgang von IS 5 liegt somit die invertierte maximale Eingangsspannung, welche dem Temperaturminimum entspricht. Da der Instrumentenverstärker eine positive Spannung benötigt, muß noch eine Invertierstufe folgen. Dies übernimmt IS 6. Der Ausgang von IS 6 geht an Schalter S 1.

S 2 ist ein Kurzschlußschalter, der dafür sorgt, daß der Kondensator C entladen werden kann, nachdem die Minimaltemperatur der vergangenen 24 Stunden abgelesen worden ist und man das neue Minimum kennen möchte. Zu bemerken ist allerdings, daß die Zeitkonstante der Kondensatorentladung auch von der Luftfeuchtigkeit abhängt. Die angegebenen Werte gelten für trockene Räume. Ebenso ist auf ausgezeichnete Isolation zu achten.

Um den korrekten Temperaturwert zu erhalten, muß die Gesamtverstärkung der Schaltung nach Bild 3 genau 1 sein, d. h. die Widerstände R_1, R_2, R_3 und R_4, die die Verstärkung bestimmen, müßten auf 0,5 % genau ausgemessen werden. Einfacher ist aber folgende Methode: Man schließt S 2. Die Minimalwertanzeige muß jetzt mit der Istwertanzeige auf der Temperaturskala genau übereinstimmen. Falls die Übereinstimmung nicht besteht, korrigiert man einen dieser vier Widerstände so, daß die Übereinstimmung hergestellt wird.

Analogspeicher für den Maximalwert der Temperatur

Um den Maximalwert der Temperatur zu finden, muß die minimale Spannung gefunden werden. Dazu ist der Bereich um den Maximalwert, den die Spannung annehmen kann (bezeichnet mit $U_{-30°}$) zu verschieben. Nennen wir die augenblickliche Istwerteingabe U_M und bilden wir $(U_{-30°} - U_M)$, so entspricht der Maximalwert dieser Differenz dem Maximum der Temperatur. Das Maximum der Spannung finden wir mit dem Analogspeicher, wie er im Abschnitt über den Analogspeicher für den Minimalwert der Temperatur beschrieben worden ist. Der Analogspeicher liefert das invertierte Maximum der Eingangsspannung, hier also $(U_M - U_{-30°})$. Um wieder den Meßwert U_M zu erhalten, der dem Instrumentenverstärker zugeführt werden kann, ist $(U_M - U_{-30°}) + U_{-30} = U_M$ zu bilden. Die Realisierung ist in *Bild 4* gezeigt. Mit IS 7 wird $(U_{-30°} - U_M)$ gebildet. Von diesem speichert man das Maximum. IS 8 bildet $-(U_M - U_{-30°}) + U_{-30°} = -U_M$. IS 9 invertiert nochmals. Der Ausgang von IS 9 geht ebenfalls an Schalter S 1.

Die Einstellung von P_4 und P_5 ist folgendermaßen vorzunehmen: Punkt C wird vom Ausgang IS 2 getrennt und gegen Masse kurzgeschlossen. Den Ausgang von IS 7 stellt man auf etwa + 7 V mit P_4 ein. Die zum Analogspeicher gehörende Kurzschlußtaste S 2 wird gedrückt und auf dem Anzeigeinstrument mit P_5 + 40 °C eingestellt.

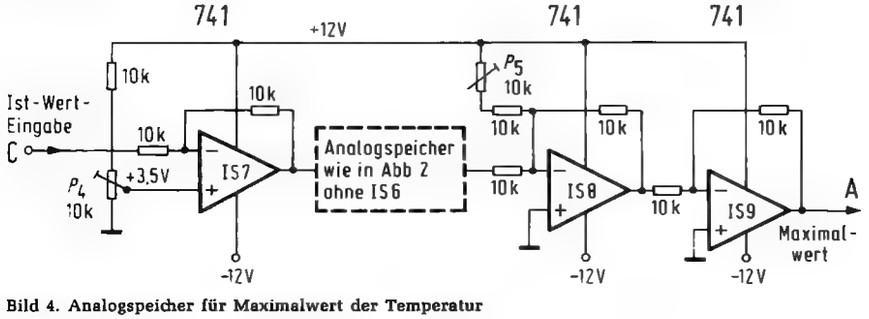


Bild 4. Analogspeicher für Maximalwert der Temperatur

Spannungsversorgung und weitere Hinweise

Die Schaltung ist für zwei Spannungen, + 12 V und − 12 V ausgelegt. Wie man erkennt, dient die positive Betriebsspannung gleichzeitig als Referenzspannung und muß daher ausreichend stabilisiert sein. Es wird daher vorgeschlagen, die positive Betriebsspannung durch einen integrierten Spannungskonstanter (z. B. SG 723) zu erzeugen. Die negative Betriebsspannung ist völlig unkritisch.

Der Temperaturfühler kann über ein längeres Kabel mit der Elektronik verbunden werden. Die Diode selber wird in ein dünnes Plastik- oder Glasröhrchen geschoben, welches mit einem Zweikomponentenkleber vergossen wird. Um die korrekte Temperatur zu erhalten, muß man darauf achten, daß der Temperaturfühler nicht von der Sonne beschienen werden darf, auch sollte er nicht naß werden.

Das Gerät selbst wird in der Regel in einem Raum untergebracht sein, der keinen größeren Temperaturschwankungen ausgesetzt ist (± 3 °C). Bei stärkeren Temperaturschwankungen zeigt es falsche Werte an, da Widerstände sich mit der Temperatur ändern. Wird bessere Konstanz über den Temperaturbereich gewünscht, müssen die kritischen Widerstände bzw. Kohleschichtpotentiometer gegen Metallschicht-Widerstände bzw. Drahtpotentiometer ausgetauscht werden. Die technischen Daten sind in der *Tabelle* zusammengefaßt.

Technische Daten

Auflösung je nach verwendeter Skala:
bis zu 0,5 °C
Linearität: im Bereich − 10 ° bis + 40 °C weniger als 1 °C Abweichung
Abweichung während der Speicherzeit:
erreichbar ist 1 °C auf 24 Stunden
Anforderung an die Versorgungsspannung:

$U_B^+ = +12\ V \pm 0{,}025\ V$
$U_B^- = -12\ V \pm 1\ V$

Literatur

Tietze-Schenk: Halbleiterschaltungstechnik, Springer-Verlag Berlin.

Fernsehton drahtlos mit Kopfhörer
Moderne Hochleistungs-Solarzellen
Zwei Tonkanäle im Fernsehen
Bauanleitungen: Einfaches
Tonhöhenschwankungs-Meßgerät

B 3108 D
1
4. Januar 1974
DM 3.–
öS 26.–, sfr 4.10

Funkschau

Radio • Fernsehen • Elektroakustik • Elektronik

Helmut Langer

Sinus-Rechteck-Generator

2. Teil

Aufbau des Mustergerätes

Für das Mustergerät *(Bild 9)* wurde ein Aluminiumchassis mit den Abmessungen 310 mm x 180 mm x 320 mm (B x H x T) gebaut, jedoch kann auch ein handelsübliches Gehäuse verwendet werden. *Bild 10* zeigt die Oberseite, *Bild 11* die Unterseite des Chassis.

Die elektrischen Teile befinden sich zum größten Teil auf sechs Leiterplatten, die über Abstandsröhrchen am Chassis befestigt sind. Die *Bilder 12* bis *17*)* zeigen die Platinen und ihre Bestückungspläne. Alle Transistoren sind gesteckt, bis auf T 15, T 25 und T 604. Die Transistoren T 15, T 25 (Netzteil) sind isoliert auf das Chassis geschraubt. T 604 ist zusammen mit einem Kühlkörper auf die Leiterplatte der Rechteck-Endstufe (Bild 17) montiert. Auf möglichst kurze Verbindungen zwischen den Leiterplatten und der Frontplatte ist zu achten.

Bei der Anordnung der Leiterplatte für die Wien-Brücke müssen die Verbindungen der Platine zum Tastensatz S 3 und zum Tandempotentiometer R 301 möglichst kurz und kapazitätsarm ausgeführt werden, damit auch der höchste Frequenzbereich gut überstrichen wird (keine abgeschirmten Leitungen verwenden!). Die Rechteck-Endstufe, der Ausgangsteiler und die Buchse Bu 82/83 sollte man ebenfalls mit kurzen Drähten verbinden; sie sollten eine gute Masseverbindung untereinander haben, damit eine saubere Rechteckform sichergestellt ist.

Der Sinus-Rechteck-Generator war ursprünglich für den Frequenzbereich 10 Hz...1 MHz ausgelegt. Es hat sich jedoch gezeigt, daß der Gesamtbereich erweiterungsfähig ist (Rechteck und Trigger 0,8 Hz...2 MHz, Sinus 3 Hz...2 MHz). Dazu dienen die Kondensatoren bzw. Trimmer C 308, C 318, C 309, C 319 und C 310, die unmittelbar auf den Tastensatz S 3 gelötet sind. Die zusätzlichen Bereiche 0,8 Hz...20 Hz und 0,3 MHz...2 MHz werden mit dem gleichen Tastensatz geschaltet (siehe auch Schaltungsbeschreibung der Wien-Brücke). Die Widerstände der beiden Ausgangsteiler sitzen auf je zwei kleinen Leiterplatten, die unmittelbar am Schalter S 7 bzw. S 8 befestigt sind. Platinenzeichnungen hierzu wurden nicht in diesem Bauvorschlag aufgenommen, da diese nur für die angegebenen Schalter passen. Interessenten können die Zeichnungen nebst mechanischen Skizzen vom Verfasser erhalten.

Die „krummen" Werte der Teilerwiderstände wurden durch Hintereinander- oder Parallelschalten von handelsüblichen Schichtwiderständen (0,5 W/ 5 %) und anschließendem Ausmessen auf ± 1 % hergestellt. Dadurch konnte eine Teilergenauigkeit erreicht werden, die der von Industrieausführungen kaum nachsteht. Da jedoch viele Hobbyelektroniker keine Möglichkeit haben, Widerstände auf einer Meßbrücke auszumessen, bleibt wohl nichts anderes übrig, als mittels Normwiderständen Werte zusammenzustellen, die den Sollwerten am nächsten liegen. Bedingt

◄ Bild 9. Ansicht des Mustergerätes

*) Aus drucktechnischen Gründen erfolgt der Abdruck der Bilder 15, 16 und 17 im nächsten Heft.

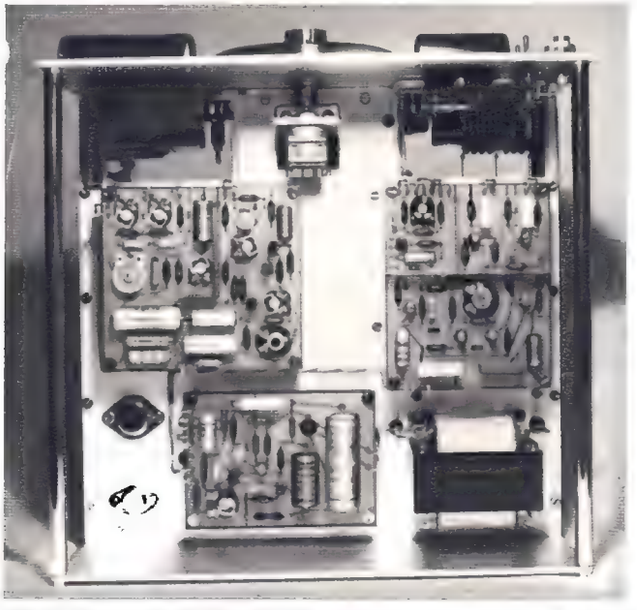


Bild 10. Oberseite des Chassis mit den Platinen: Rechteckformer (rechts), Sinus-Endstufe (links), Netzteil + 24 V (unten), links unten die Transistoren T 15 und T 25 des Netzteils

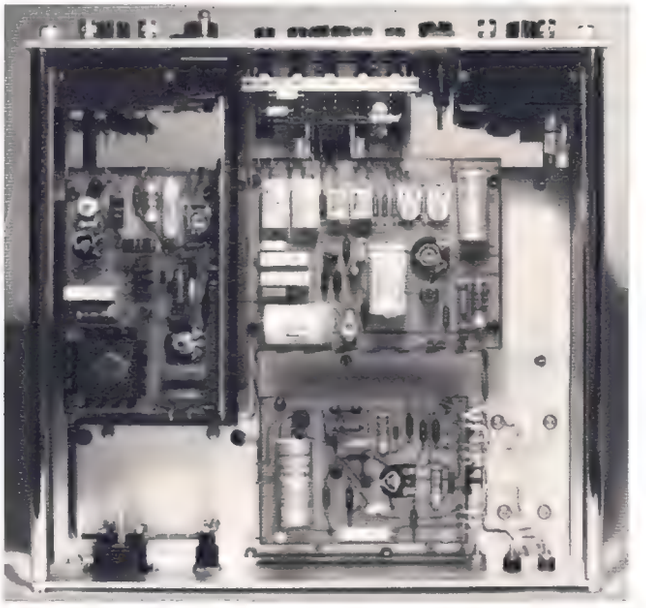
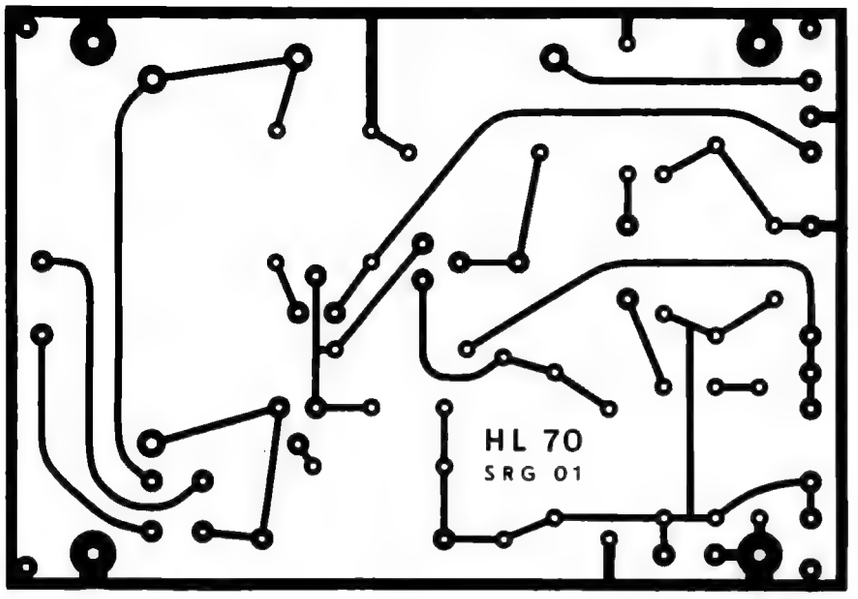


Bild 11. Unterseite des Chassis mit den Platinen: Wien-Brücke (links), Rechteck-Endstufe (rechts), Netzteil – 10 V (unten)



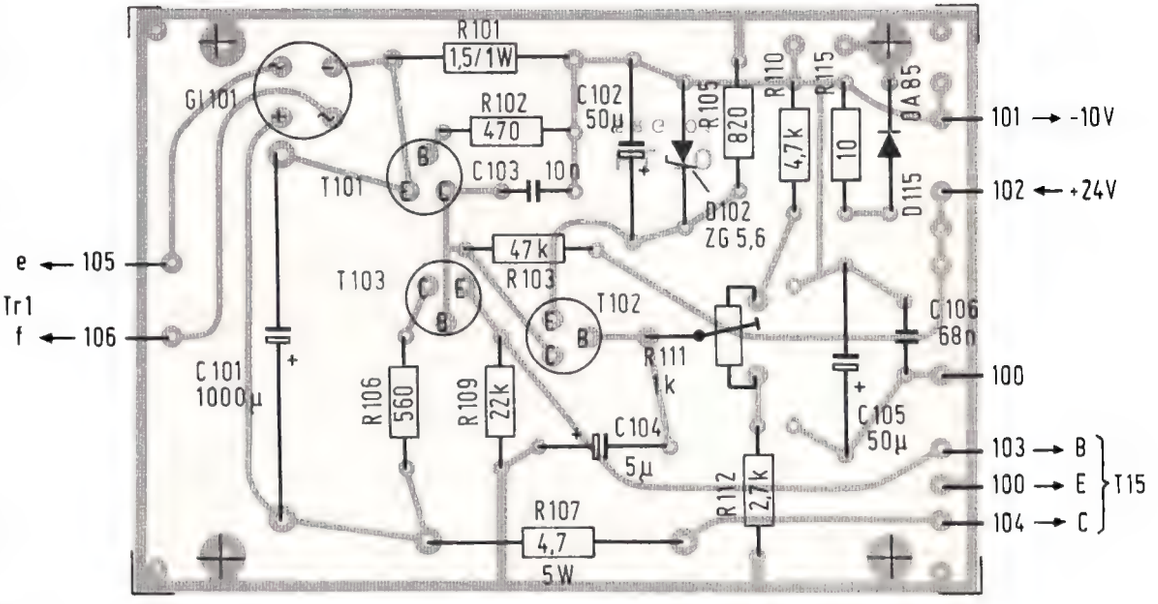
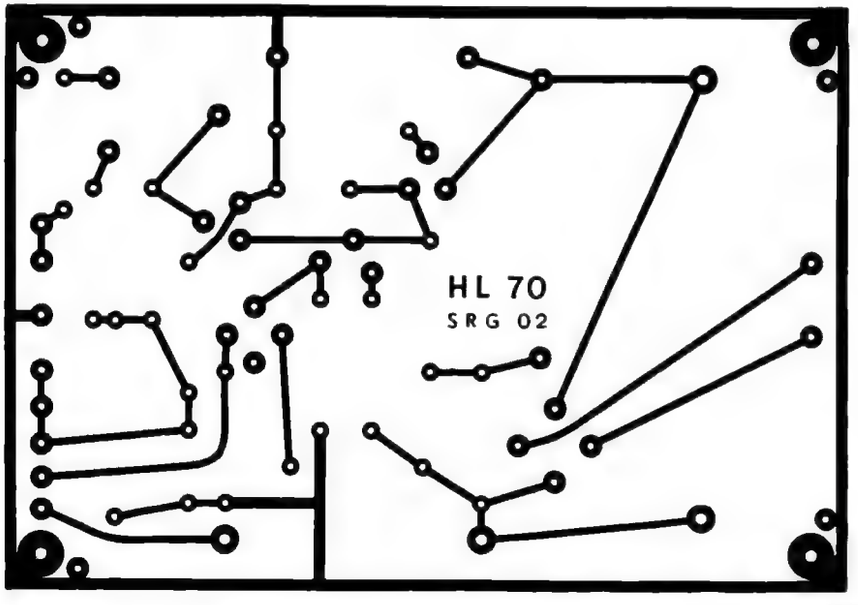


Bild 12. Platine des Netzteils – 10 V mit Bestückungsplan



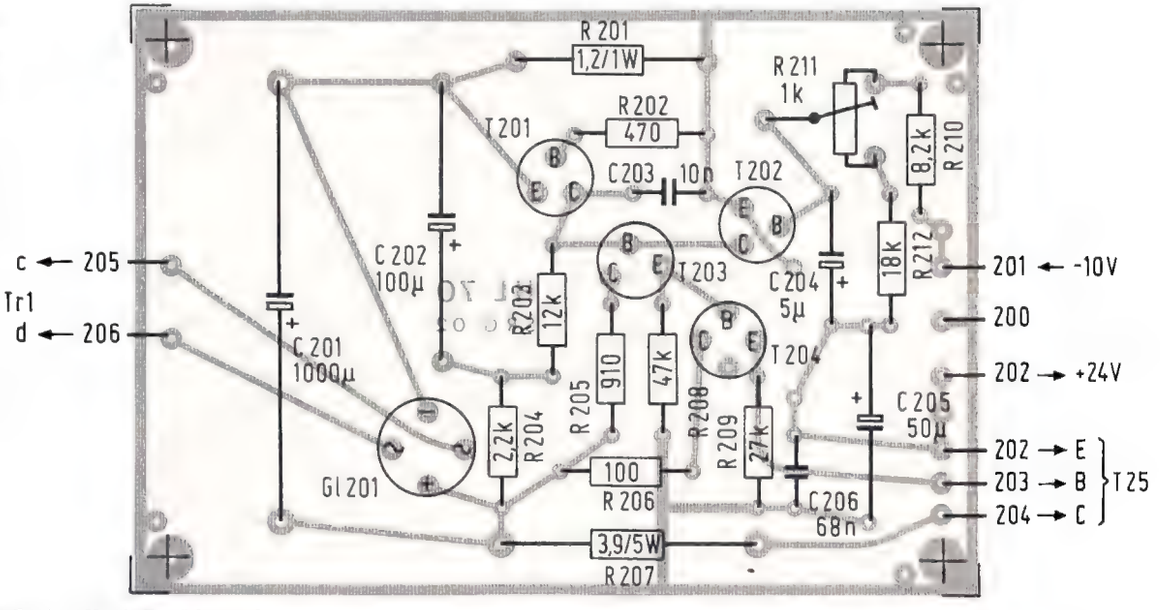


Bild 13. Platine des Netzteils + 24 V mit Bestückungsplan

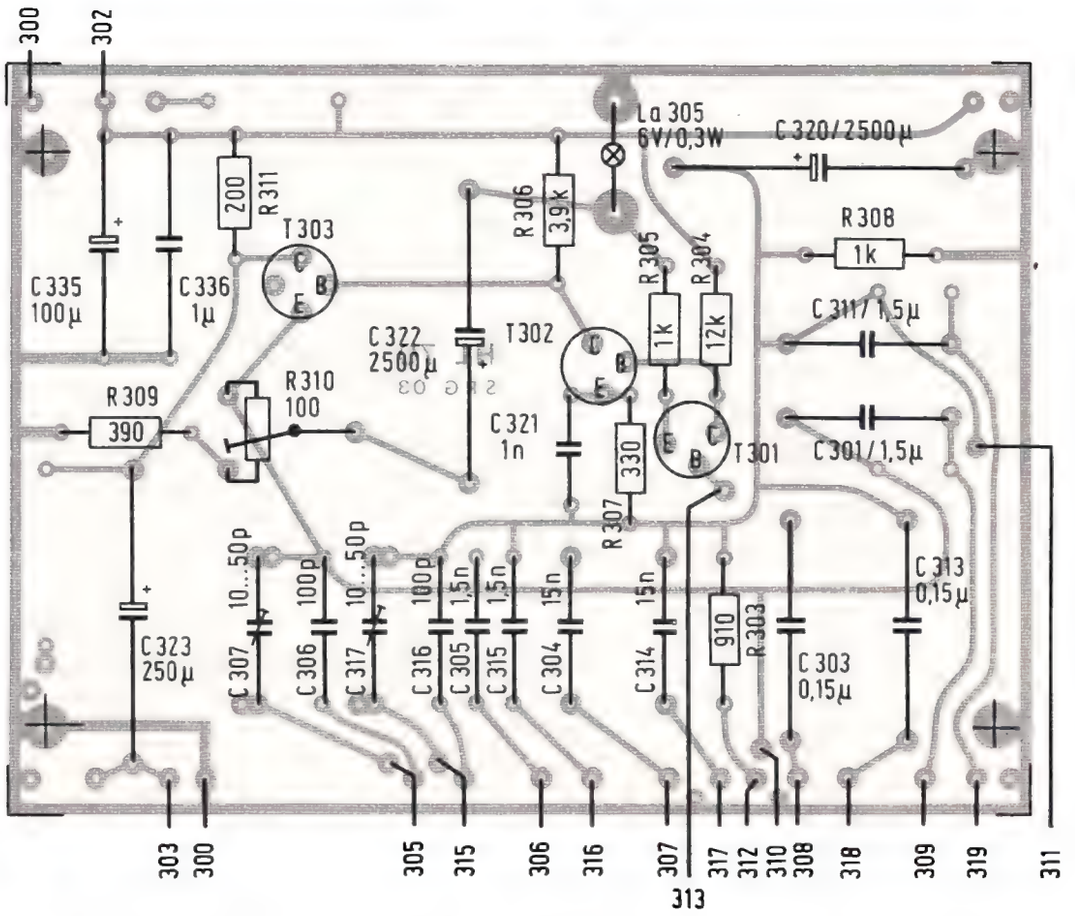
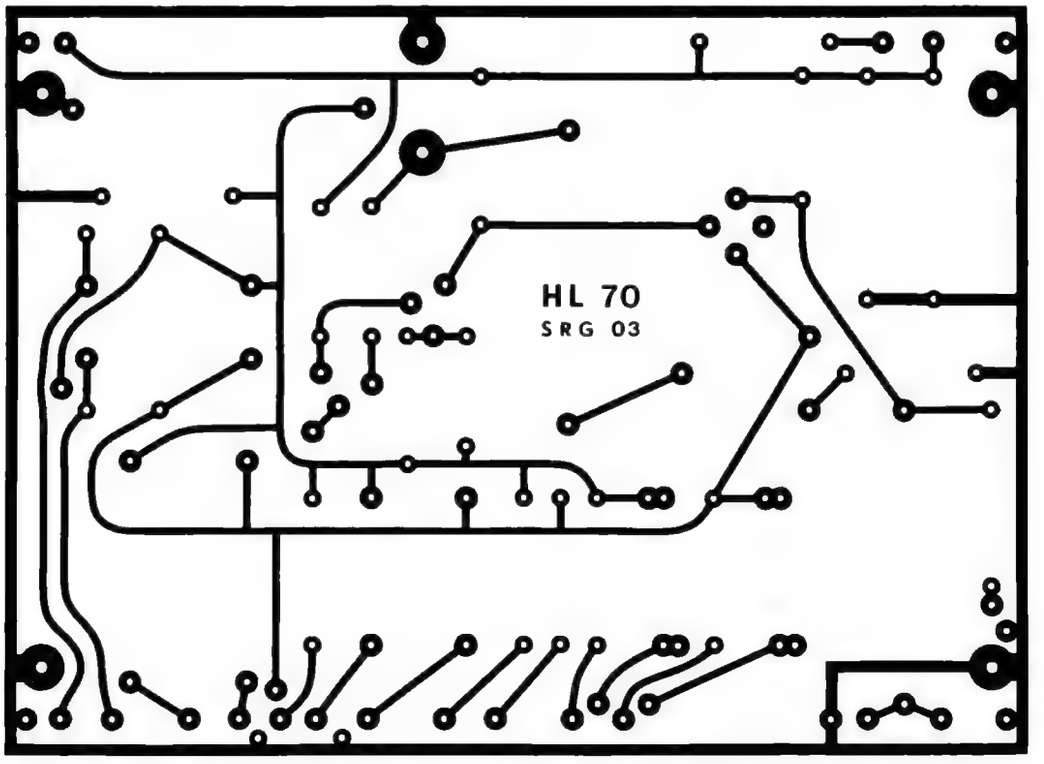


Bild 14. Platine der Wien-Brücke mit Bestückungsplan



durch die größere Toleranz der Widerstände, muß eine schlechtere Teilergenauigkeit in Kauf genommen werden. Werden für S 7 und S 8 die in *Tabelle 2* aufgeführten Stufenschalter verwendet, muß der Anschlag des Schalters S 7 verstellt werden, um die Stufenzahl von 11 auf 9 zu reduzieren. Dies ist nach Demontage des Schalters leicht möglich. Am Ausgangsteiler „Sinus" befindet sich ein Mikroschalter (S 4), der von einer Blechzunge auf der Achse des S 7

nur in Stellung „6 V" betätigt wird. Für die Anzeige der Frequenz wurde eine 270°-Rundskala verwendet, deren Teilung mit Tusche gezeichnet ist. Es ergibt sich ein logarithmischer Verlauf.

Tabelle 2. Im Mustergerät verwendete Spezialteile

M 4	Drehspul-Instrument = 20 µA
M 6	Drehspul-Instrument = 100 µA
R 301	Tandem-Schichtpotentiometer 2 x 10 kΩ linear, Gleichlauf < 3 dB (Preh)
S 3	Tastensatz, 5 Tasten mit je 4 x Umschaltkontakte und gegenseitiger Auslösung Typ H-S 330 (Arlt)
S 4	Kleinst-Mikroschalter Typ H-B 269 (Arlt)
S 7, S 8	Stufenschalter, 2 Ebenen 2 x 11 Kontakte, Typ 619 (Bürklin)
S 51, S 53	Kleinst-Kippschalter, Typ S 2012 (Bürklin)
Tr 1	Netztransformator, Kern M 74 b primär 220 V, sekundär 1 x 14 V/1 A (e–f) 1 x 24 V/1 A (c–d)

Kühlkörper für T 604: Typ K 42 mit Bohrungen für Gehäuse S OT-9 (Austerlitz)

Die Skalen der beiden Anzeigeinstrumente M 4 (Ausgangsspannung Sinus) und M 6 (Ausgangsspannung Rechteck) sind entsprechend den Spannungsbereichen geeicht und gezeichnet. Der Skalenverlauf des Instrumentes M 6 ist völlig linear. Bei Verwendung des angegebenen 20-µA-Instrumentes für die Sinus-Spannungsanzeige (M 4), erhält man bis auf die ersten 10 % einen linearen Skalenverlauf. Allerdings dürfte für manchen Hobbyelektroniker ein 20-µA-Instrument zu teuer sein. Es kann auch ein unempfindlicheres Instrument verwendet werden (max. 50 µA). Jedoch müssen dann die Werte der Widerstände R 417, R 419, R 421 sowie evtl. der Einsteller R 418, R 420 entsprechend verkleinert werden. Durch die niederohmigere Gleichrichterschaltung ist eine größere Unlinearität der Skala nicht zu vermeiden.

Die Beschriftung aller Skalen erfolgte am fertigen Gerät. Die im Mustergerät verwendeten Spezialteile sind in Tabelle 2 aufgeführt. *(Fortsetzung folgt)*

Oswald Müller

Ein einfaches Tonhöhenschwankungs-Meßgerät

Zu den wichtigsten Merkmalen eines Magnetbandgerätes zählen die Gleichlaufeigenschaften des Tonträgertransportes. Das menschliche Ohr nimmt Tonhöhenschwankungen mit Bruchteilen von 1 % schon deutlich wahr. Rein qualitative Tests sind z. B. mit der Aufnahme von Klaviermusik möglich, besser ist es aber, quantitative Aussagen über die Größe der Gleichlaufeigenschaften machen zu können. Tonhöhenschwankungen äußern sich als Jaulen bei Frequenzen unterhalb 8 Hz (engl. wow) und als Tremolo oder Flattern (engl. flutter) im Frequenzbereich von 8 Hz bis etwa 100 Hz. Sie sind die Folge von Fertigungstoleranzen der Laufwerksteile, also der Tonrolle einschließlich Andruckmechanismus und der Band-Auf- und Abspulvorrichtung. Schwankt die Tonträger-Geschwindigkeit v_0 um den Betrag Δv, so ist die prozentuale Geschwindigkeitsänderung

$$\delta_v = \frac{v}{v_0} \cdot 100 \ (\%) \qquad (1)$$

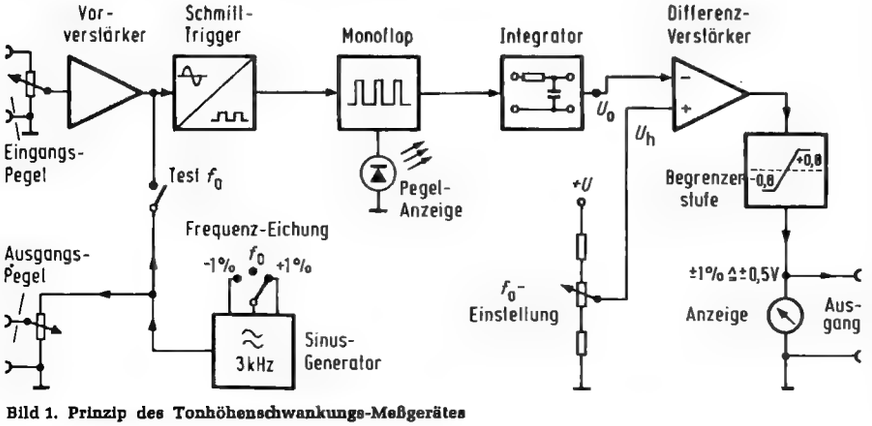


Bild 1. Prinzip des Tonhöhenschwankungs-Meßgerätes

Eine auf diesen Tonträger aufgesprochene Sollfrequenz f_0 wird sich daher um den Betrag Δf (Wellenlängenänderung auf dem Tonträger) ändern und eine ebenfalls prozentuale Tonhöhen- bzw. Frequenzänderung

$$\delta_f = \frac{f}{f_0} \cdot 100 \ (\%) \quad , \qquad (2)$$

ergeben. Die ursprüngliche Frequenz f_0 ist also durch Transportänderungen frequenzmoduliert und im Falle der Magnetbandgeräte tritt diese Frequenzmodulation sowohl bei der Aufnahme als auch bei der Wiedergabe auf. Es kann daher zu einer Addition oder auch zu einer Auslöschung der Frequenzänderungen kommen. Charakteristische Größen einer Frequenzmodulation sind bekanntlich die Abweichung von der Sollfrequenz f_0 (= Frequenzhub) und die Häufigkeit dieser Abweichung in der Zeiteinheit (= Modulationsfrequenz). Beide Größen bestimmen die Wahrnehmbarkeit von Gleichlaufschwankungen.

Meßprinzip

Alle bisher bekannt gewordenen Meßverfahren [1] beruhen letztlich auf der Messung der Frequenzabweichung Δf von einer Sollfrequenz f_0. Dabei werden diese Frequenzabweichungen an der Flanke eines Filters oder Schwingkreises in eine Amplitudenmodulation umgewandelt und nach Verstärkung gleichgerichtet [2]. Ein anderes Verfahren benutzt ebenfalls einen Schwingkreis, der auf die Meßfrequenz abgeglichen ist und als Phasendiskriminator arbeitet. Frequenzabweichungen rufen Phasenänderungen gegenüber einer Bezugsphase hervor, die in einer Phasenmeßbrücke gemessen werden [3].

Beide Verfahren, die in industriell gefertigten Meßgeräten angewandt werden, enthalten noch sogenannte Bewertungsfilter vor der Anzeige. Damit ist gewährleistet, daß nur die für das menschliche Ohr wichtigen Modulationsfrequenzen um 8 Hz ausgewertet werden. Der elektronische Aufwand ist nicht gering, und der Preis für Tonbandamateure zu hoch, wenn es gilt, gelegentlich die eigenen Tonbandgeräte, Kassettenrecorder und Tonprojektoren auf ihren Gleichlauf zu überprüfen.

Mit Hilfe integrierter linearer und digitaler Schaltungen ist es heute möglich, ein einfaches und billiges Tonhöhen-Schwankungsmeßgerät aufzubauen, dessen Prinzip aus *Bild 1* hervorgeht.

Ein Sinusgenerator liefert die Sollfrequenz $f_0 = 3$ kHz (DIN-Wert = 3,15 kHz) als sinusförmige Spannung für den Auf-

sprechkanal von Magnetbandgeräten. Die vom Wiedergabekanal abgegebene Signalspannung der Frequenz $f_0 \pm \Delta f$ gelangt über einen Vorverstärker auf einen Schmitt-Trigger, der die Sinusspannung in eine Rechteckspannung umwandelt. Die positive Flanken dieser Rechteckimpulse triggern den nachfolgenden Monoflop, der nun amplitudenkonstante und gleichlange Impulse liefert. Ein RC-Glied oder Tiefpaß bildet aus diesen Impulsen eine mittlere Gleichspannung

$$U_m = \frac{1}{T} \int_0^T u \, dt \qquad (3)$$

die streng frequenzproportional ist. Abweichungen von der Sollfrequenz haben zur Folge, daß sich die Impulsabstände entsprechend ändern und sich somit ein anderer Gleichspannungswert ergibt. Um nun Abweichungen von z. B. $\pm$ 1 % $\triangleq \pm$ 30 Hz messen zu können, muß der relativ hohe Spannungspegel der Sollfrequenz mittels eines Differenzverstärkers unterdrückt werden (eine Art von Nullpunktunterdrückung).

Die einstellbare Hilfsspannung U_h am nicht invertierenden Eingang des DC-Verstärkers kompensiert daher die durch die Sollfrequenz f_0 erzeugte Grundspannung U_0. Die Kompensationsmethode macht es nun möglich, daß ein Drehspulinstrument, ein Oszillograf oder ein Registriergerät die in Gleichspannungswerte umgesetzte Frequenzabweichung in Prozenten anzeigt oder registriert. Dabei sind sowohl Drift als auch Tonhöhenschwankungen an einem Instrument abzulesen, vorausgesetzt, das Meßinstrument kann den Spannungsschwankungen folgen.

Beim Ausbleiben des Meßsignales wird der DC-Verstärker bis zur maximalen Ausgangsspannung von etwa 14 V ausgesteuert, was dem Anzeigeinstrument nicht gut tun würde. Es ist deshalb aus zwei Transistoren *(Bild 2)* ein Begrenzer zwischengeschaltet, dessen Schaltschwelle mittels der beiden Trimmpotentiometer P 6 und P 7 eingestellt wird.

Auswertung

Wie schon eingangs erwähnt, läßt sich aus technischen Gründen eine Geschwindigkeitsänderung von 0 % nicht erreichen. Was noch als zulässig erachtet wird, ist in der Normregelung DIN 45 511 festgelegt:

19 cm/s	$\pm$ 0,2 %
9,5 cm/s	$\pm$ 0,3 %
4,75 cm/s	$\pm$ 0,6 %
2,38 cm/s	$\pm$ 1,0 %

Die Geschwindigkeits- bzw. Tonhöhenschwankungen werden dabei als Spitzenwerte erfaßt, im Gegensatz zum Ausland, wo Effektivwerte gemessen werden.

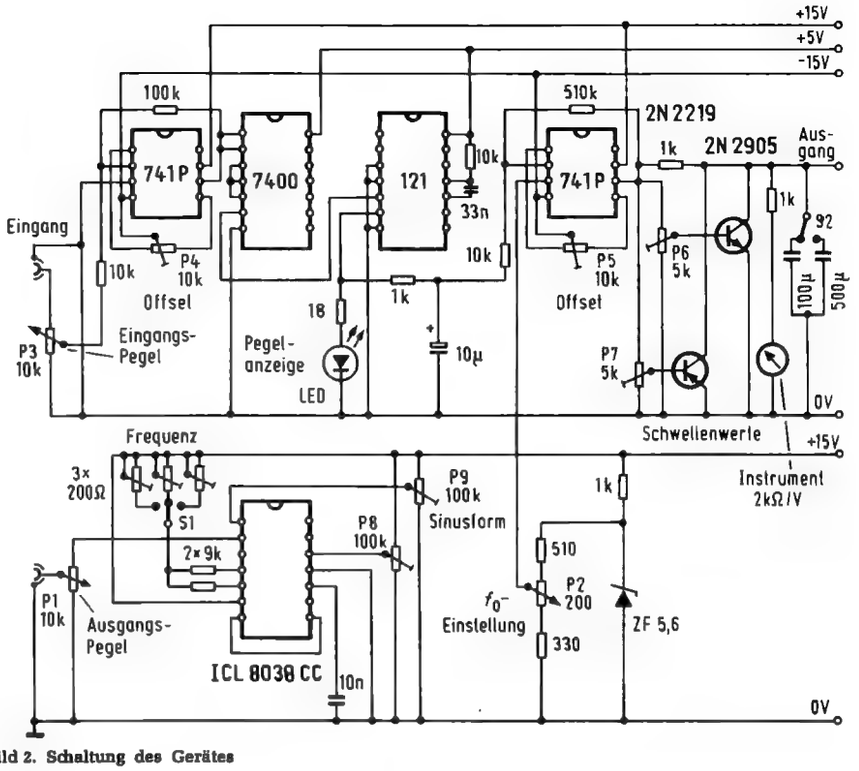


Bild 2. Schaltung des Gerätes

Um also bei Magnetbandgeräten der Hi-Fi-Norm eine Abweichung von der „echte" Schwankung nur $\pm$ 0,1 % betragen, da sich die Werte bei der Wiedergabe addieren können.

Weiter gilt, daß für die Erfüllung der Hi-Fi-Norm eine Abweichung von der Sollgeschwindigkeit von $\pm$ 1 % maßgebend ist. Diese Forderung nach möglichst geringem Schlupf ist wichtig für Cutter-Arbeiten und Austausch von Bandaufzeichnungen.

Die Auswertung einer Tonhöhenschwankung ist mit gewissen Schwierigkeiten verbunden. Einmal empfindet das menschliche Ohr frequenzabhängig, zum anderen Mal wird eine trägheitslose Anzeige oder Aufzeichnung gefordert, die von normalen Drehspulmeßgeräten und Registriergeräten nicht erfüllt wird. Ausnahmen bilden der Elektronenstrahloszillograf und spezielle Schnellschreiber.

Kommerziell gefertigte Geräte berücksichtigen die Frequenzabhängigkeit des Ohres durch ein Bewertungsfilter, das eine maximale Übertragung bei etwa 6...8 Hz hat und auf $-$ 5 dB bei 1 Hz bzw. 20 Hz abgefallen ist ($-$ 10 dB bei 0,6 Hz bzw 40 Hz). Mit amateurmäßigen Mitteln ist ein solches Filter nicht einfach zu realisieren. Als „Notbehelf" sei deshalb vorgeschlagen, das Gegenkopplungsnetzwerk des Differenzverstärkers durch ein Doppel-T-Filter mit der Grenzfrequenz um 7 Hz zu ersetzen.

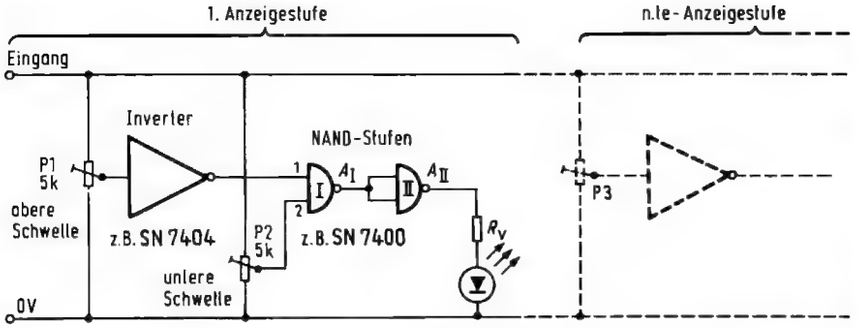
Was die Trägheit der Anzeige betrifft, so messen normale Drehspulinstrumente schon bei wenigen Hz bis zu 50 % falsch.

Meß-frequenz	Dreieck	Rechteck	Sinus
0,1 Hz	$\pm$ 1	$\pm$ 1	$\pm$ 1 V
1 Hz	$\pm$ 0,7	$\pm$ 0,99	$\pm$ 0,75 V
2 Hz	$\pm$ 0,4	$\pm$ 0,6	$\pm$ 0,45 V
5 Hz	$\pm$ 0,1	$\pm$ 0,15	$\pm$ 0,1 V

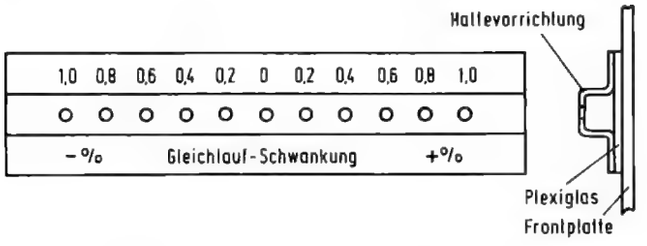
Ähnlich reagieren die meisten Tintenschreiber, die mit ihrer Grenzfrequenz bei einigen Hz liegen.

Eine wesentlich flinkere Anzeige ergibt der nachfolgende Schaltungsvorschlag. In der Art eines Aussteuerungsmeßgerätes wird für eine bestimmte Abweichung $\Delta f = \Delta U$ von der Sollfrequenz $f_0 = U_0$ eine Leuchtdiode zum Ansprechen gebracht. Die Schaltung zeigt *Bild 3*. In diesem Fall entfällt dann die Begrenzerschaltung zum Instrumentenschutz und der Differenzverstärker soll nur positive Ausgangsspannungen liefern. Den Nullpunkt bestimmt jetzt ein Spannungswert in der Mitte des Aussteuerbereiches, z. B. + 7 V.

Spannungswerte größer + 7 V entsprechen positiven Frequenzabweichun-



▲ Bild 3. Toleranzanzeigerschaltung



◀ Bild 5. Aufbau der Diodenanzeige

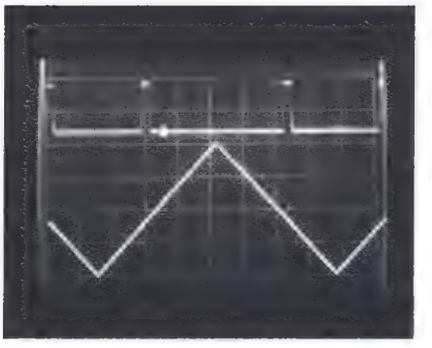


Bild 4. Das Zweistrahl-Oszillogramm zeigt die Wirkungsweise einer Anzeigestufe, die mit einer Dreiecksspannung angesteuert wurde. Der obere Strahl zeigt die impulsartige Spannung an der Leuchtdiode, die jedesmal aufleuchtet, wenn der Spannungsintervall sowohl ansteigend als auch abfallend auftritt

gen, während Werte kleiner + 7 V negative Abweichungen repräsentieren.

Als unterste Schwellspannung für diesen Spannungsdiskriminator gilt der logische 1-Pegel der TTL-Bausteine, also etwa + 1,4 V. Sind beide Schleifer der Trimmpotentiometer P 1 und P 2 auf 0-Potential gestellt, so ergibt sich bei einer Eingangsspannung von z. B. 1,5 V folgendes Bild:

Invertereingang log. 0 ergibt am Eingang 1 der NAND-Stufe I ein log. 1 Signal. Da der Eingang 2 auf log. 0 liegt, ist Ausgang A_I log. 1 und nach der zweiten NAND-Stufe log. 0. Die Leuchtdiode ist also dunkel. Mit dem Trimmpotentiometer P 2 wird jetzt bei unveränderter Eingangsspannung ein solcher Wert eingestellt, daß A_I log. 0 wird und somit Ausgang A_{II} log. 1, d. h., die Leuchtdiode leuchtet auf. Die Eingangsspannung ist jetzt um 0,1...0,2 V zu erhöhen, wobei sich in der Wirkungsweise der Schaltung noch nichts entscheidendes ändert. Erst wenn mittels des Trimmpotentiometers P 1 ein solcher Wert am Invertereingang eingestellt wird, daß sein Ausgang in den Zustand log. 0 „kippt", erscheint am Ausgang A_{II} der NAND-Stufen ebenfalls wieder log. 0, so daß die Leuchtdiode erlischt *(Bild 4)*.

Die Schaltung stellt also einen Spannungsdiskriminator mit einer unteren und einer oberen Schaltschwelle dar. Die nächste Anzeigestufe wird auf eine Eingangsspannung um 2 V einjustiert und so fort. Damit entspricht jede Leuchtdiode einer bestimmten prozentualen Abweichung vom Sollwert.

Bild 5 zeigt einen Vorschlag zum konstruktiven Aufbau einer solchen Dioden-Anzeige. Aus Al-Blech kann eine Haltevorrichtung für die erforderliche Anzahl von Leuchtdioden gebogen oder aber z. B. aus schwarzem oder grauem Kunststoff durch Ausfräsungen hergestellt werden.

Die verwendeten integrierten Schaltungen sind erhältlich bei Spezial Electronic, München.

Literatur

[1] *Winkel, F.*: Technik der Magnetspeicher. Springer-Verlag 1960.

[2] *Victor, M.*: Tonhöhenschwankungsmesser für Laboratorium und Werkstatt. FUNKSCHAU, Heft 23/1965, S. 649...651.

[3] Meßgerät für Frequenz-Schwankungen. FUNKSCHAU, Heft 12/1962, S. 324.

[4] *Christian, E.*: Magnettontechnik. Franzis-Verlag München, 1969.

[5] *Schröder, H.*: Tonbandgeräte-Meßpraxis. Frankh'sche Verlagshandlung, Stuttgart, 1967.

Die interessantesten Bauanleitungen aus Praxis und Hobby im vergangenen halben Jahr

Nf-Millivoltmeter mit FET	Heft 10, Seite 369
Vielseitiger Durchgangsprüfer mit „Pfiff"	Heft 13, Seite 479
Quarzzeitbasis für universelle Anwendung	Heft 13, Seite 482
Nf-Frequenzmesser von 10 Hz bis 100 kHz	Heft 14, Seite 530
Labornetzgerät mit integrierten Schaltungen	Heft 15, Seite 567
Thyristorgeregeltes Gleichrichtergerät für Batterieladung und Netzversorgung	Heft 16, Seite 599
Elektronische Leslie-Einrichtung	Heft 17, Seite 647
Elektronisches Klavier mit fünf Oktaven	Heft 17, 18, 20 und 21
Fahrstrom-Regelung bei Modell-Eisenbahnen	Heft 18, Seite 711
Schaltungen aus der Beat-Elektronik	Heft 19, Seite 741
Elektronische Diebstahlsicherungen	Heft 22, Seite 865 und Heft 23, Seite 909
Digitale Berührungstaste	Heft 22, Seite 870
Widerstandsmeßgerät mit linearer Skala	Heft 24, Seite 939

Bausätze oder Platinen sind für mehrere der vorstehend genannten Bauanleitungen lieferbar. Siehe Hinweis bei den Beiträgen.

Hans-Joachim Pietsch

SSTV-Aufnahme- und Sendetechnik

Mit den „Auflagen zur Sondergenehmigung für Versuchssendungen zur Übertragung von Fernsehstandbildern als Schmalbandfernsehen (SSTV)" der Lizenzbehörde ist auch für die deutschen Funkamateure die Betriebsart SSTV seit dem März 1973 zugelassen. Während in den bisher ohnehin sehr raren SSTV-Artikeln der deutschen Fachliteratur fast ausschließlich auf die Empfangstechnik eingegangen wurde, soll hier das Prinzip der beiden üblichen Aufnahmemethoden gezeigt werden, um dem interessierten OM einen Weg zu geben, wie er seine eigenen SSTV-Bilder produzieren kann.

Das Studium dieses Aufsatzes erfordert gewisse Grundlagen der SSTV-Technik, die in der aufgeführten Literatur nachzulesen sind [1 bis 8].

Der Bildpunktabtaster

Man kennt dieses Bildaufnahmegerät aus der angelsächsischen Literatur als „Flying Spot Scanner". Hierbei wird auf den Schirm einer Katodenstrahlröhre ein Bildraster konstanter Helligkeit geschrieben, welches genau der SSTV-Norm entspricht. Für 50 Hz Netzfrequenz ist dies ein Quadrat aus 120 Zeilen, die sich periodisch nach jeweils 7,2 s wiederholen. Der Sägezahn für die Horizontalablenkung hat danach eine Frequenz von 16 $^{2}/_{3}$ Hz mit positiver Steigung, um von links nach rechts zu schreiben, während die Steigung der vertikalen Ablenkung mit T = 7,2 s negativ ist, um das Raster von oben nach unten aufzubauen.

Vor den Röhrenschirm setzt man das transparente Negativ bzw. Positiv des Bildes. Eine Optik leitet den der Lichtdurchlässigkeit des transparenten Bildes entsprechenden Helligkeitseindruck auf eine Fotozelle oder einen Fototransistor. Dort erfolgt analog die Umwandlung in ein elektrisches Signal. Andererseits kann man den wandernden Lichtpunkt des Rasters aber auch über eine Optik auf dem Original abbilden, um dann das reflektierte Licht wiederum mit dem fotoempfindlichen Halbleiter umzuwandeln.

In einer nachfolgenden Elektronik erfolgt die Frequenzmodulation des Videosignals entsprechend der SSTV-Norm. Hierzu verwendet man einen Spannungsfrequenzwandler mit einer möglichst linearen Charakteristik zwischen 1500 Hz und 2300 Hz. Die notwendigen Synchronsignale gewinnt man aus den Sägezahnspannungen, die den Lichtpunkt auf den Schirm schreiben. Für die Zeit der Synchronpulse kann man einen 1200-Hz-Generator auftasten, dessen Ausgangssignal mit dem frequenzmodulierten Helligkeitsinhalt verknüpft ist.

Der Bildpunktabtaster erscheint in seiner Realisierung auf den ersten Blick recht einfach, jedoch ist die erforderliche Elektronik nicht unerheblich. Einmal sind die Sägezahnspannungen zur Ablenkung erforderlich, aus denen die Synchronsignale aufbereitet werden müssen. Weiterhin braucht man für den Spannungsfrequenzwandler einen gewissen Aufwand, der allerdings bei keiner Bildaufnahmemethode zu umgehen ist.

Abschreckend für viele Amateure ist die recht umfangreiche Mechanik und Optik, die die Aufnahmevariation sehr einschränkt. Sie wird vor allem dadurch beschnitten, daß man von jedem Bild, welches man aufnehmen möchte, eine Vorlage erstellen muß. Sogenannte „Life-Bilder" sind hierbei nicht möglich. Grundsätzlich ist aber die Bildqualität je nach mechanischem und optischem Aufwand gut, doch wird der Flying Spot Scanner eine Lösung für eine beschränkte Bildaufnahmetechnik bleiben [9].

Der SSTV-Normenwandler

Wie bereits in [3] erwähnt, haben die Slow-Scanner den preiswertesten und brauchbarsten Weg zur Bildaufnahme darin gefunden, daß sie das Videosignal einer normalen Fernsehkamera im Sampling-Verfahren abtasten, und aus den zusammengesetzten Samples ein SSTV-Bild aufbauen. Fernsehkameras werden heute bereits für 500 DM angeboten und bleiben auch bei der Verwendung für SSTV für den normalen Gebrauch voll gebrauchsfähig.

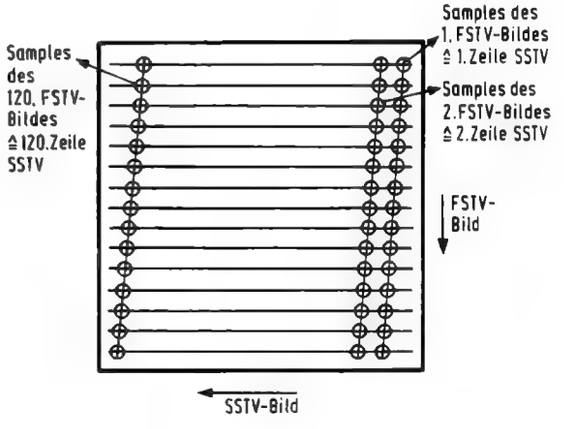
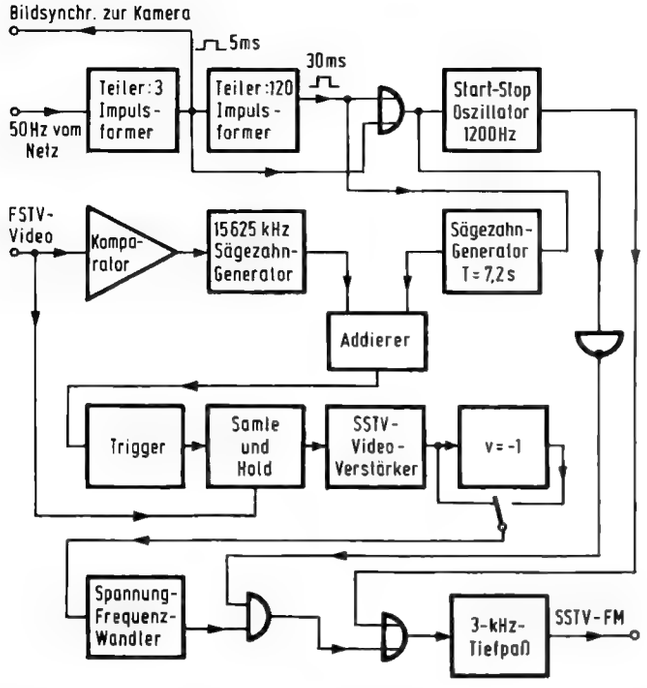


Bild 1. Sampling-Verfahren beim Normenwandlerprinzip

Unsere Fernsehnorm weist eine Bildfolgefrequenz von 50 Hz, also 50 Bildern (genauer Halbbilder) pro Sekunde, auf. Die Zeilenablenkfrequenz ist 15,625 kHz oder 625 Zeilen pro Bild. Um eine Kamera für SSTV zu modifizieren, muß man die Bildablenkfrequenz durch drei teilen, so daß diese 16$^{2}/_{3}$ Hz wird. Man macht die Kamera hierfür umschaltbar, damit sie auch weiterhin für normale Fernsehaufnahmen geeignet ist. Pro FSTV-Zeile (FSTV = Fast Scan Television = Fernsehen üblicher Norm) gewinnt man einen Bildpunkt für das



◀ Bild 2. Blockschaltbild des Normenwandlers DJ 6 HP 013

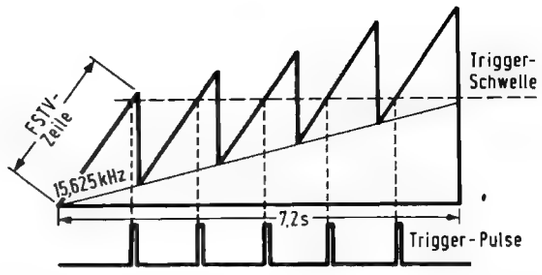


Bild 3. ▲ Die Summenspannung und Triggerung der addierten Sägezähne

SSTV-Bild. Diese Bildpunkte werden stetig nacheinander über das gesamte FSTV-Bild abgetastet *(Bild 1)*. Das FSTV-Bildsynchronsignal von 16⅔ Hz dient gleichzeitig zur SSTV-Zeilensynchronisierung, da aus jedem FSTV-Bild eine SSTV-Zeile gewonnen wird. Bei den geforderten 120 Zeilen müssen demnach 120 FSTV-Bilder durchlaufen und abgetastet werden, so daß die SSTV-Bildaufbereitung 7,2 s dauert.

In Ländern, in denen mit 60 Hz Bildfolgefrequenz gearbeitet wird (durch die Netzfrequenz bestimmt), teilt man diese durch vier und erhält somit eine Bildfolgefrequenz von 15 Hz. Daraus resultiert die aus den USA bekannte SSTV-Bilddauer von 8 s [10].

Bei der Konzeption des Normenwandlers sind bisher einige Wege beschritten worden, die im Prinzip aber den gleichen Inhalt haben. Hier soll das Blockschaltbild des Normenwandlers DJ 6 HP 013 erläutert werden, der mit einer Verknüpfung aus digitalen und analogen Stufen arbeitet, um so eine weitgehende Reproduzierbarkeit zu ermöglichen *(Bild 2)*.

Zunächst muß man die Bildfolgefrequenz der FSTV-Kamera auf 16⅔ Hz herabsetzen. Hierzu wird die interne 50-Hz-Synchronisation abgeklemmt und das Triggersignal von 16⅔ Hz extern zugeführt. Man teilt dazu die Netzfrequenz durch drei, was z. B. mit einem Doppel-J-K-Flipflop (7473) sehr einfach ist. In einem nachgeschalteten Impulsformer (74121) wird die Pulslänge mit 5 ms bestimmt und gleichzeitig als SSTV-Zeilensynchronsignal verwendet. Ein folgender Teiler mit dem Faktor 120 (7490, 7492) liefert in Verbindung mit einem weiteren Mono-Flop (74121) die 30 ms langen Bildsynchronsignale. Da im frequenzmodulierten SSTV-Signal für die Dauer der Synchronimpulse ein 1200-Hz-Ton gesetzt werden muß, verknüpft man beide Pulse in einer Oderschaltung und steuert damit einen Start/Stop-Oszillator (2 x 74121), dessen Frequenz 1200 Hz beträgt. Auf diese Weise erhält man Synchronsignale, die unabhängig von der übrigen teils analogen Bildaufbereitung sind.

Das FSTV-Signal der Kamera führt man auf einen Komparator, dessen Schaltschwelle so eingestellt wird, daß die FSTV-Zeilensynchronsignale in den Umschaltbereich fallen und so am Ausgang vom übrigen Videoinhalt getrennt sind (709). Mit diesen Impulsen wird ein nachfolgender Sägezahngenerator (741) gesteuert, dessen Frequenz der FSTV-Zeilenfrequenz von 15,625 kHz entspricht. Andererseits wird ein weiterer Sägezahngenerator (741) mit dem SSTV-Bildsynchronsignal getriggert, so daß dessen Periodendauer 7,2 s beträgt.

Beide Sägezahnspannungen addiert man (741) *(Bild 3)* und legt diese Summenspannung an einen Trigger (74121) mit konstanter Schwellspannung. Durch die ansteigende Flanke des 7,2-s-Sägezahnes wird der Triggerpuls stetig auf der Flanke des überlagerten FSTV-Sägezahnes verschoben, die der Länge einer FSTV-Zeile entspricht. Die Dauer des Pulses wird mit etwa 0,5 µs gewählt. Für diese Zeit wird die „Sample and Hold"-Schaltung (Diodentor aus 4 x 1N4148) aufgesteuert. Sample and Hold heißt etwa: Eine Probe nehmen, und diesen Wert halten. Genau das tut diese Stufe, und mit den einzelnen Samples, die aus dem FSTV-Videosignal getastet werden, wird das SSTV-Bild Zeile für Zeile zusammengesetzt, da durch die stetige Pulsverschiebung ein quadratischer Raster aus den einzelnen Bildpunkten aufgebaut wird.

Aus dieser Aufnahmetechnik erkennt man, daß die FSTV-Kamera um 90° nach links gedreht werden muß, um das SSTV-Bild senkrecht auf dem Monitor zu erhalten.

Das gewonnene SSTV-Videosignal wird einem Verstärker (741) zugeführt, mit dem die Amplitude dem Aussteuerbereich des Spannungsfrequenzwandlers (741, 74121) angepaßt wird, der das Signal frequenzmoduliert. Ein zusätzlicher Verstärker (741) mit $v = -1$ bietet die Möglichkeit, das Videosignal zu invertieren, um so negative Bilder zu erhalten. Das ist besonders für die Übertragung von Buchstaben von großem Vorteil (QTH, Name, usw.), da weiße Buchstaben auf schwarzem Grund wesentlich bessere Bildqualitäten liefern, während es aber viel einfacher ist, mit einem dunklen Stift auf weißem Papier zu schreiben.

Das Ausgangssignal des Spannungsfrequenzwandlers wird schließlich mit den 1200-Hz-Synchronsignalen verknüpft, wobei es während dieser Zeiten ausgetastet wird. Ein nachgeschalteter aktiver Tiefpaß zweiter Ordnung (741) begrenzt die Bandbreite auf 3 kHz [11].

Der Normenwandler ist das Aufnahmegerät, welches fast durchweg in Verbindung mit einer FSTV-Kamera bei den Slow-Scannern verwendet wird. Auch die kommerziellen Ausführungen basieren auf dieser Methode, wobei natürlich unterschiedliche Aufbereitungsarten zu berücksichtigen sind.

Bandaufnahmetechnik

Da das auszustrahlende SSTV-Signal lediglich eine Bandbreite von 3 kHz besitzt, ist es ohne Schwierigkeiten mög-

lich, Bilder (Porträt, QTH, Name, usw.) auf Magnetbandgeräten festzuhalten. Kassettenrecorder haben sich für die Betriebsabwicklung am besten bewährt, da man jeweils auf eine Kassette einige Durchläufe eines Bildes konservieren kann, und es somit sehr schnell zu wechseln ist. Das Tonbandgerät hat den Nachteil, daß man u. U. das Band längere Passagen vor- oder zurücklaufen lassen muß. Es hat sich gezeigt, daß auch die billigsten Kassetten für eine gute Bildqualität ausreichend sind.

Durch diese Art der Aufnahme ist es auch nicht unbedingt nötig, daß jeder OM seine eigene SSTV-Kamera besitzt, da er sich sein Bildrepertoire bei einem anderen Funkamateur, der im Besitz einer Kamera ist, aufnehmen lassen kann.

Erforderlich ist die Kamera lediglich bei SSTV-Contests, denn hierbei ist die Übermittlung von Rapporten in Sprachform nicht gestattet. nach den gegenwärtigen Auflagen der deutschen Lizenzbehörde ist dies allerdings problematisch, da darin verlangt wird, daß jede SSTV-Übertragung vorher angekündigt wird. Hier sollte man sich noch einmal an die Ausrichter der Contests wenden, um die Ausschreibungen dementsprechend zu ändern.

Farb-SSTV

Die Gesamtskala der Farben läßt sich durch die Komponenten Rot, Grün und Blau zusammenmischen. Andererseits kann man aber auch ein Farbbild in diese Komponenten aufteilen, wenn man bei der Aufnahme vor die Kamera nacheinander ein Rot-, Grün- und Blau-Filter setzt. Die drei so gewonnenen farbspezifischen Einzelbilder liefern jeweils den Intensitätseindruck der selektierten Farbe, mit deren Filter das Bild aufgenommen wurde. Dieser Vorgang ist aber auch reversibel (Farbdruck und FSTV-Farbfernsehen sind die bekanntesten Beispiele). Setzt man nämlich die drei Bilder der einzelnen Farbkomponenten wieder zusammen, dann erhält man das ursprüngliche Farbbild durch die optische Farbmischung zurück.

Um ein SSTV-Farbbild zu übertragen, muß man demnach vom Motiv zunächst die drei Farbfilteraufnahmen machen, um diese dann nacheinander zum Empfänger zu übertragen. Beim Empfänger werden diese drei Bilder, die den einzelnen Farbintensitäten entsprechen, vom SSTV-Monitor mit einem Farbfilm fotografiert, indem man den Film mit den drei Bildern nacheinander belichtet und jeweils das korrespondierende Farbfilter vor die Kameralinse setzt. Die so gewonnene Gesamtaufnahme liefert das ursprüngliche senderseitig farbige Motiv [12].

Farb-SSTV-Übertragungen sind also recht aufwendig, zudem kann man die Bilder nicht direkt auf dem Monitor sehen. Die Technik bietet allerdings demjenigen OM ein interessantes Experimentierfeld, der sich neben dem Amateurfunk auch mit der Fotografie beschäftigt.

Sendetechnik

Bei der Ausstrahlung von SSTV-Signalen ist darauf zu achten, daß das Signal ein Tastverhältnis von 1:1 besitzt, also der Sender ständig durchgesteuert wird (wie z. B. bei RTTY). Dies ist besonders beim Betrieb mit SSB-Sendern zu beachten, deren Endstufen mit Zeilenendröhnen ausgerüstet sind. Hier

Bild 4. SSTV-Bild aufgenommen nach dem Normenwandler-Prinzip (Der Autor)

muß man die Ausgangsleistung soweit zurücknehmen, daß die Anodenverlustleistung dieser Röhren nicht überschritten wird.

SSTV-Signale können in allen Modulationsarten ausgestrahlt werden. Besonders vorteilhaft erscheint FM für UKW, da durch den sehr störungsfreien Betrieb empfangsseitig ausgezeichnete Bildqualitäten erzielt werden können. Zudem ist die Forderung an die Frequenzstabilität nicht so groß wie bei der sonst üblichen Modulationsart SSB.

Grundsätzlich wird das SSTV-Signal im Sprachmodulationsbezug ausgestrahlt, so daß man beim Abstimmen auf die normale Sprachlage des Partners automatisch die richtige Frequenzlage der folgenden SSTV-Sendung einstellt.

Da SSTV als Betriebsart noch nicht allzu verbreitet ist, hat man für die DX-Bänder Standardfrequenzen vereinbart. Diese sind 14,23 MHz, 21,36 MHz und 28,68 MHz, wobei auf einem dieser Bänder praktisch jeden Tag Bilder zu empfangen sind.

Aufwand und Kosten

Der Bildpunktabtaster erfordert eine Oszillografenröhre mit Ablenkverstärkern, die das Lichtpunktraster aufbauen. Die Elektronik, soweit man sie mit modernen Bauelementen ausrüstet, hat etwa den halben Aufwand des Normenwandlers und dürfte für 100 DM zu erstellen sein. Mit der Röhre und den Verstärkern ist der Gesamtpreis mit rund 500 DM anzusetzen. Allerdings ist hier die erhebliche Zeitinvestition für die Mechanik und Optik nicht eingerechnet.

Kommerzielle Aufnahmegeräte nach dem Prinzip des Normenwandlers kosten gegenwärtig etwa 1400 DM (Robot, Schorr DJ 2 RL). Sie haben allerdings den Nachteil, daß die Kamera nicht getrennt für FSTV-Aufnahmen geeignet ist. J & R bietet auf dem amerikanischen Markt neuerdings eine Kamera an, die halbdigital arbeitet, allerdings bei uns noch nicht zu erstehen ist. Nach Informationen von Siegbert Busch, DJ ϕ CN, soll die Verarbeitung aber noch sehr zu wünschen übrig lassen.

Der neuentwickelte Normenwandler nach DJ 6 HP kostet als Bausatz 220 DM, die Platinen 50 DM. In Verbindung mit der sehr preisgünstigen Quelle-Kamera CTV 2920 kommt man hier auf einen finanziellen Aufwand von etwa 750 DM, wobei die Kamera aber weiterhin für normale Fernsehaufnahmen geeignet ist. Da alle drei Ausführungen auf dem gleichen Prinzip beruhen, ist die Bildqualität kaum unterschiedlich *(Bild 4)*.

Abschließend sei auf die DAFG hingewiesen, die neben den Fernschreibamateuren auch die interessierten deutschen Slow-Scanner in sich vereinigt. In dem Informationsblatt „RTTY" erscheinen ständig Neuigkeiten über die hochinteressante SSTV-Technik [13].

Literatur

[1] *Backman, A.:* SM ϕ BUO, Schmalband – Fernsehen, DL – QTC 5/71, Seiten 258...270

[2] *Pietsch, H. J.:* DJ 6 HP, SSTV-Monitor, RTTY B/72

[3] *Pietsch, H. J.:* DJ 6 HP, SSTV-Schmalbandfernsehen, FUNKSCHAU 5/1973, Seiten 155... 157

[4] *Rühr, G.:* DL 7 IM, Ein Bildmustergenerator für Schmalbandfernsehen, cq – DL 10/72, Seiten 576...581

[6] *Wensauer, U.:* DK 1 KQ, SSTV-Monitor mit IC, cq – DL 12/72, Seiten 715...719

[7] *Riedl, G.:* DJ 1 CX, SSTV – eine Einführung, Fortsetzungen in der RTTY seit 5/72

[8] *Copthorne Macdonald:* WA 2 FLJ, SSTV – ein niederfrequentes Bildübertragungssystem, QRV 3/73, Seiten 123...129

[9] *Grütte, H.:* DJ 9 NG, Optik und Mechanik eines Flying Spot Scanners, RTTY 1/73, Seiten 13...15

[10] *Stone, R. F.:* W 3 EFG, A. B. Schechner, W 3 YZC, Conversion from fast – scan to slow – scan television, Ham Radio 7/71, Seiten 32...43

[11] *Pietsch, H. J.:* DJ 6 HP, SSTV – Normenwandler, RTTY B/73

[12] *de Witt W. H.:* W 2 DD, Slow – Scanning Color, CQ 9/72, Seiten 18...23

[13] DAFG Deutsche Amateur Fernschreibgruppe, 4140 Rheinhausen, Postfach 1663

40 Jahre Rohde & Schwarz

Physiker-„Ehe" hat gehalten

Daß sich zwei junge Techniker – in diesem Fall waren es Physiker – zusammentun und ein Unternehmen gründen, ist so selten nicht. Daß daraus ein großes, ein bedeutendes Werk entsteht, ist schon seltener, einfach deshalb, weil gute Techniker gemeinhin keine guten Kaufleute sind, die zum Durchsetzen einer Firma gebraucht werden. Daß aber nicht nur ein Werk von Weltgeltung aus der gemeinsamen Gründung entsteht, sondern daß es auch noch nach vierzig Jahren im Besitz der Gründer ist und daß die Gemeinschaft eben dieser Väter des Unternehmens auch nach so langer Zeit noch hält, ist ungewöhnlich, ist fast eine Rarität.

Bei den jungen, aktiven Physikern Dr. Lothar Rohde aus Leverkusen und Dr. Hermann Schwarz aus Nördlingen, beide Absolventen der TH Jena, stimmte alles: der jugendliche Wagemut, der Umstand, daß beide in jenen schweren Tagen keine Anstellung fanden, daß beide begeisterte Skiläufer waren – und noch manches andere. So also gründeten die beiden das „Physikalisch-techn. Entwicklungslabor Dr. Rohde & Dr. Schwarz". Der Standort München war ungewöhnlich zu einer Zeit, in der Berlin als das unangefochtene Elektro-Zentrum des Deutschen Reiches galt. Aber beide waren halt Skiläufer – und das gab den Ausschlag für München.

Der Anfang in der gemieteten Wohnung im Hochparterre der Münchener Thierschstraße war bescheiden; ein Mechaniker und die beiden Gründer werkelten an Tischen, die von Auktionen stammten und an denen noch das Pfändungssiegel klebte – was Dr. Schwarz erst merkte, als der Handwerker, der das Labor miteinrichtete, jeweils am Abend sein Geld haben wollte. Mit „Leit', die wo an Kuckuck am Tisch ham", muß man vorsichtig sein.

Rohde & Schwarz entwickelte sich zu einem Speziallabor für die Entwicklung und auch Herstellung von Hochfrequenz-Meßgeräten in einer Zeit, in der man von einer solchen Technik eigentlich noch nicht sprechen konnte. Das Ziel war es, umständliche physikalische Meßmethoden durch einfache, zuverlässig arbeitende Meßgeräte für hochfrequente Spannungen, Frequenzen und Impedanzen zu ersetzen.

Eigentlich wollten die beiden jungen Inhaber nur entwickeln, aber ihre neuen Geräte mußten auch gebaut werden, so daß notgedrungen eine „Fabrik" entstand, die 1936 bereits über 40 Mitarbeiter hatte. 1939 waren es 200 und bei Kriegsende 800.

Aus der Frühzeit des Unternehmens gibt es lustige Geschichten. In den ersten Wochen wurde regelmäßig bis tief in die Nacht hinein gearbeitet, so daß die Mitbewohner im Haus meinten, da unten wäre wohl, den Geräuschen nach, eine Falschmünzerwerkstatt. Die Kripo kam und fand zwar keine geheime Prägewerkstatt, wohl aber das Fehlen der Gewerbeanmeldung. Die wurde dann am 17. November 1933 schleunigst erworben. – In der gleichen Thierschstraße wohnte das Münchener Original Karl Valentin, von dessen sensationellen „Erfindungen" noch heute das „Musäum" im Isartorturm zeugt. Er schlenderte eines Tages vorbei, guckte 'rein und ließ sich erklären, was man hier machte. Ein Interferenz-Wellenmesser hatte es ihm angetan, so erzählte Dr. Schwarz auf der Jubiläumsfeier am 30. November in München mit Schmunzeln. Valentin machte sein berühmtes Gesicht, wandte sich ab und sagte, das wäre doch noch viel größerer „Blädsinn" als er erfinde ...

Das Kriegsende fand auch Rohde & Schwarz in einem desolaten Zustand. Der Wiederbeginn geschah mit 162 Mitarbeitern; ein Industrial Research Report der US-Besatzungsmacht billigte diesem Betrieb zukünftig maximal 300 Mitarbeiter zu, mehr wäre in dieser Branche nicht drin.

Heute hat das Unternehmen, das einst mit einem Kondensator-Sortiergerät und Verlustfaktormesser für Frequenzen bis 10 MHz begann, 4500 Mitarbeiter, von denen jeder vierte in Forschung und Entwicklung tätig ist (dafür wendet man 12 % vom Umsatz auf), verfügt über Fabriken in München, Memmingen, Mailand und Teisnach/Bayerischer Wald. Man unterhält in Köln Deutschlands größtes Industrie-Service-Center der elektronischen Meß- und Nachrichtentechnik. Vertrieblich ist Rohde & Schwarz heute in 80 Ländern vertreten und stellt jährlich auf fast 50 Messen aus!

München, Thierschstraße, Hochparterre: Der Beginn von Rohde & Schwarz als „Physikalisch-techn. Entwicklungslabor" mit zunächst einem Mechaniker. Bald wurden es mehr. Selbst Karl Valentin hat einmal ‚reingeschaut', um zu sehen, welcher „Blädsinn da g'macht wead"

Es ist hier nicht der Platz, um alle die entwicklungstechnischen Taten der unverändert streng auf Qualität bedachten Firmeninhaber zu nennen, erinnert sei nur an die erste tragbare Quarzuhr der Welt (1938), den ersten deutschen UKW-Rundfunksender (1949), die automatische Kurzwellenempfangsstation Kigali der Deutschen Welle, die größte logarithmisch-periodische Dipol-Drehantenne für 1000 kW usw. Europas erste Telemetrie-Empfangsanlage für Wettersatelliten (1964) stammt ebenfalls von R & S wie auch der erste in Europa entwickelte IS-Meßautomat und der schnellste XY-Schreiber der Welt oder der 1970 entwickelte Niederfrequenz-Analysator mit der bis dahin unerreichten Dynamik von 100 dB ...

Die Firmenleitung: Rechts die beiden Gründer Dr. Dr. E. h. Lothar Rohde (Mitte) und Konsul Dr. Hermann Schwarz. Links Dipl.-Ing. Friedrich N. Schwarz, seit 1971 in der Geschäftsführung [1])

[1]) Dipl.-Ing. Ulrich Rohde, geschätzter FUNKSCHAU-Autor und Sohn des Gründers Dr. Dr. L. Rohde, ist seit einigen Monaten ebenfalls in der Firma tätig.

Auf dem Festakt im München Hilton erklärte *Dr. Rohde*, warum man die „40 Jahre" feiere mit dem einleuchtenden Hinweis, daß die Gründer womöglich bei „50 Jahre R & S" nicht mehr dabei sein können. – In Vertretung von Minister Jaumann sprach *Ministerialdirektor Heizer*; er unterstrich die Verbundenheit des Werkes mit Bayern, das dazu beigetragen habe, daß Bayern das führende Bundesland für die Luft- und Raumfahrt geworden ist. – Die Laudatio auf die beiden Gründer hielt *Prof. Dr. Rolf Rodenstock*, Präsident der Industrie- und Handelskammer für München und Oberbayern. Er würdigte die Verdienste beider Herren als Wissenschaftler und Industrielle, erwähnte, daß von beiden über 70 wissenschaftliche Abhandlungen in Fachzeitschriften stammen und plauderte über die Hobbies der beiden Physiker. Zum Abschluß dankte *Konsul Dr. Hermann Schwarz* allen, die am Werk mitgearbeitet haben. Entschuldigungen widmete er der Presse, voran der Tages- und Wirtschaftspresse, die man wohl in den zurückliegenden Jahren nicht so ausreichend mit Informationen versorgt habe, wie es eigentlich nötig gewesen wäre. Man erfuhr, daß der Jahresumsatz bei 250 Mio. DM liegt und der Exportanteil 40 % erreicht.

Karl Tetzner

Karlo Pasemann

Regelverstärker mit geringem Bauelementeaufwand

Dieser Beitrag beschreibt eine Verstärkereinheit mit Regeleigenschaften, die relativ einfach aufgebaut ist und eine recht gute Einengung der Dynamik ermöglicht, ohne störende nichtlineare Verzerrungen zu erzeugen.

Die Schaltung *(Bild 1)* enthält einen einfachen Verstärker, dessen Ausgangsspannung das Teilerverhältnis eines Spannungsteilers am Verstärkereingang beeinflußt (Rückwärtsregelung). Der Spannungsteiler besteht aus einem Festwiderstand und einer Diodenbrücke. Mit wachsender Ausgangsspannung steigt die daraus erzeugte Gleichspannung an der Brücke, die den dynamischen Widerstand der Teilerdioden verringert. Der erste Transistor (T 1) dient der Spannungsverstärkung, der zweite (T 2) bildet mit seinen Schaltelementen eine Impedanzwandlerstufe (Emitterfolger). So wird der Verstärker einerseits von der Diodenschaltung nicht belastet, und er ist andererseits gegenüber nachfolgenden Schaltungen unempfindlich.

Die Kondensatoren C 2 und C 3 bestimmen die Ausschwingzeit des Regelvorganges. Die Kondensatoren C 1, C 5 und C 6 beeinflussen die untere, C 7 die obere Grenzfrequenz des Verstärkers.

Bei Umkehrung aller Polaritäten kann der Verstärker natürlich auch mit pnp-Transistoren aufgebaut werden, so daß er auch in Schaltungen eingesetzt werden kann, bei denen der Pluspol der Batterie das Massepotential bildet.

Die Regelkennlinie ist in *Bild 2* wiedergegeben. Sie gilt mit ± 1 dB Abweichung im Frequenzbereich von 100 Hz bis 10 kHz. Aufgetragen ist die relative Ausgangsspannung (in dB über 1 V) als Funktion der relativen Eingangsspannung. Im linken Teil der Kurve mit Eingangspegeln unter – 30 dB findet lineare Verstärkung statt. Im oberen Teil der Kurve dagegen ist die Regelung wirksam, die man durch den Kompressionsgrad ausdrücken kann.

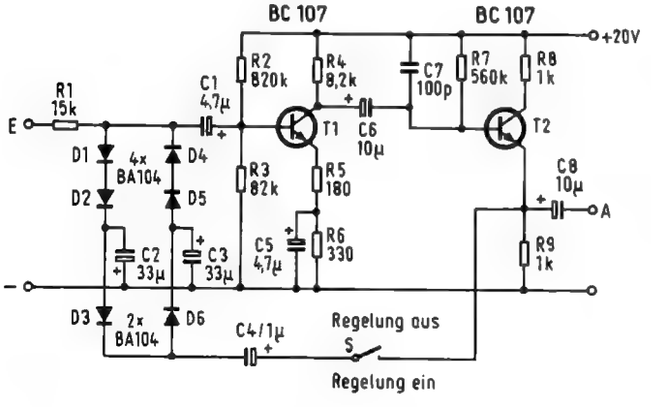
Der Kompressionsgrad ist durch folgende Beziehung gegeben (IEC-Entwurf vom September 1972):

$$\text{Kompressionsgrad} = \frac{\text{Ausgangspegeländerung in dB}}{\text{Eingangspegeländerung in dB}}$$

Damit wird bei Dynamikbegrenzung der Kompressionsgrad größer als 1; das bedeutet, daß der Anstieg der Verstärkungskurve geringer wird als im Teil der linearen Verstärkung.

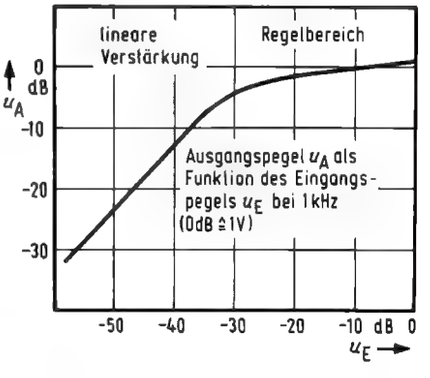
Bild 3 zeigt einen Entwurf für eine gedruckte Schaltung. In diesem Entwurf ist Platz für Widerstände der Bauform B 51 372 (Siemens) und Tantal-Kondensatoren der Bauform B 45 134 (Siemens) sowie die im Schaltbild angegebenen Halbleiterbauelemente vorgesehen.

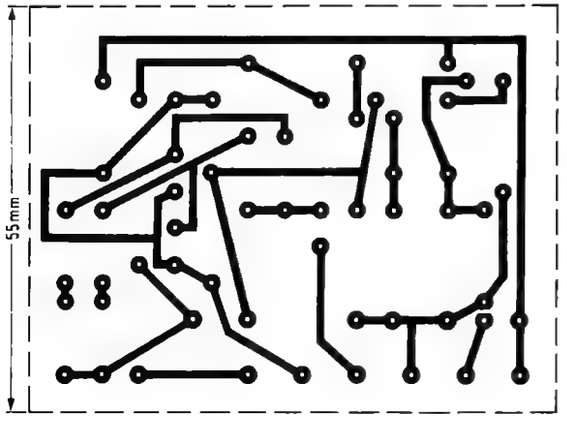
In Verbindung mit einer Endstufe und einem Pegelsteller sind verschiedene Schaltungsausführungen denkbar. Mit dem Steller P 1 in *Bild 4* kann man die Aussteuerung des Regelverstärkers so einstellen, daß noch keine Regelung eintritt oder daß man mitten im Regelbereich arbeitet oder daß man die Aussteuerung an die obere Grenze bringt. In *Bild 5* dagegen liegt der Verstärkungssteller P 2 hinter dem Regelverstärker. Bei richtiger Aussteuerung



◀ **Bild 1. Schaltung eines Regelverstärkers**

Bild 2. ▶ Regelkennlinie des beschriebenen Regelverstärkers





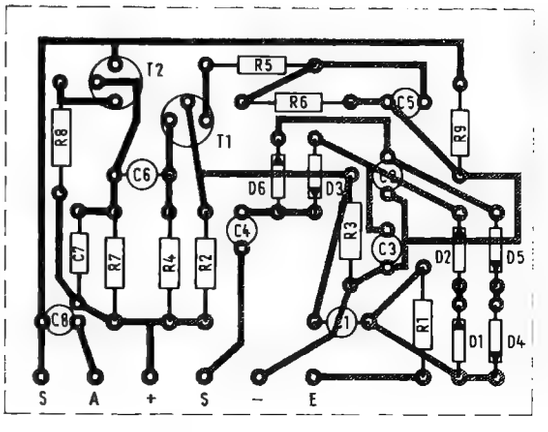


Bild 3. Gedruckte Schaltung und Bestückungsplan

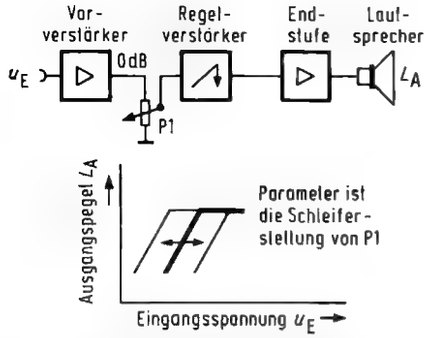


Bild 4. Pegelsteller vor dem Regelverstärker. Schematische Darstellung der Regelkurven in Abhängigkeit von der Stellung des Stellers P 1 (linke Kurve mit der größeren Verstärkung)

(u_E = 0 dB) des Regelverstärkers kann man also mit dem Verstärkungssteller den komprimierten Ausgangsschalldruckpegel am Hörer bzw. Lautsprecher einstellen und arbeitet immer im optimalen Bereich der Regelkennlinie.

In der Praxis wird man beide Steller (P 1 und P 2) einsetzen, um die Regeleigenschaften und die Lautstärke unabhängig voneinander beeinflussen zu können.

Praktische Anwendung finden derartige Regelverstärker in den verschiedensten Bereichen. So können sie dem Funkamateur helfen, seinen Sender optimal zu modulieren. Für einfache Durchsageeinrichtungen, die vorwiegend von ungeschulten Sprechern benutzt werden, kann der Regelverstärker die Arbeit des Aussteuerns übernehmen und damit Aussteuerungsinstrument und Mikrofonverstärkungssteller überflüssig machen. In Schulanlagen für hörgeschädigte Kinder oder in Sprachlabors kann man den Pädagogen die Bedienung erleichtern und die Schüler z. B. vor Pegelsprüngen schützen. In Rundfunk- und Fernsehanstalten werden Regelungsverstärker eingesetzt, um dem Tontechniker einen Teil seiner Arbeit abzunehmen. Als Begrenzer werden derartige Verstärker vor allem für den Übersteuerungsschutz von Leitungen und Sendeeinrichtungen eingesetzt.

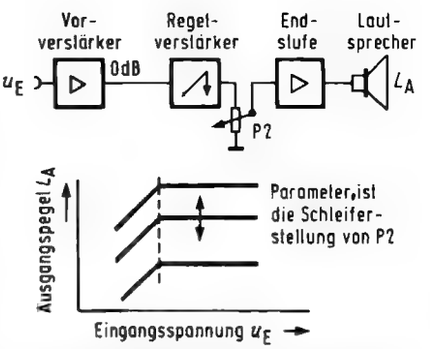


Bild 5. Pegelsteller zwischen Regelverstärker und Endstufe. Schematische Darstellung der Regelkurven in Abhängigkeit von der Stellung des Stellers P 2

Helmut Herfel

Digitale Senderwahl und Suchlaufautomatik für UKW-Empfänger

1. Teil

Die in diesem Beitrag beschriebenen Baugruppen dienen dazu, UKW-Empfänger mittels digitaler Eingabetastatur und Frequenzanzeige und (oder) automatischem Suchlauf abzustimmen. Voraussetzung ist die Ausstattung des Empfängers mit Kapazitätsdioden.

Arbeitsweise

Bild 1 zeigt das Blockschaltbild. Die Oszillatorfrequenz f_{osz} wird durch 1000 geteilt und dem Zähler zugeführt. Da die Zeitbasis eine Torzeit von 1/100 s liefert, ergibt sich eine vierstellige Anzeige (Beispiel: 102,4 MHz = 102 400 000 Hz ≙ 1024). Um die Empfangsfrequenz zu erhalten, darf der Zähler jedoch nicht auf 0 zurückgestellt werden, da die Zwischenfrequenz berücksichtigt werden muß. Es werden daher programmierbare Dekadenzähler verwendet, die auf jede beliebige Zahl gesetzt werden können (Beispiel für 10,7 MHz: 10 000 – 107 = 9893). Die Zähleranzeige wird mit einer im Schieberegister des Vergleichers eingetasteten gewünschten Empfangsfrequenz dekadenweise verglichen. Aus den vier Ergebnissen wird eine Steuerspannung für den Suchlauf gewonnen; diese ist bei Gleichheit in allen vier Dekaden 12,5 V und ohne Einfluß. Der Sender wird nun durch die Demodulatorkennlinie, die ebenfalls auf den Suchlauf einwirkt, festgehalten. Die Empfangsfrequenz wird dezimal eingetastet und im Codierer in den BCD-Code umgewandelt. Vorangestellte Nullen sind einzugeben.

Der Suchlauf läßt sich jedoch auch als selbständige Baugruppe betreiben: Bei Betätigen der Tasten *Vorwärts*

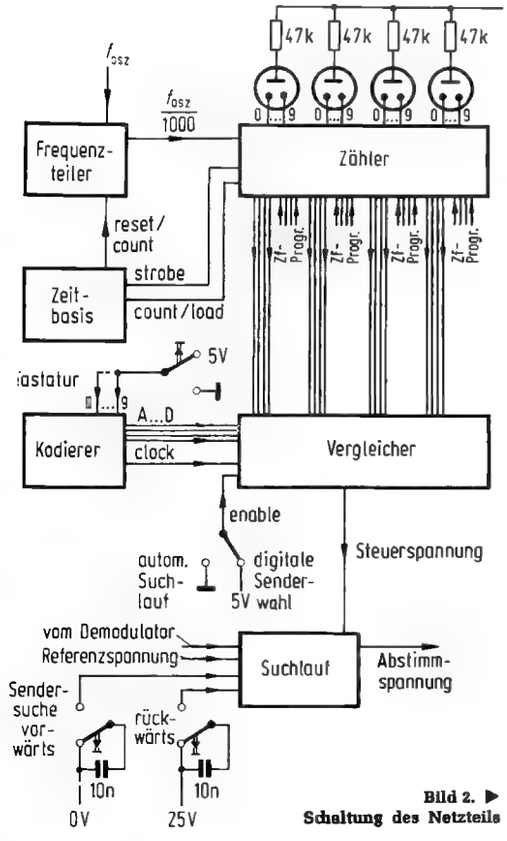
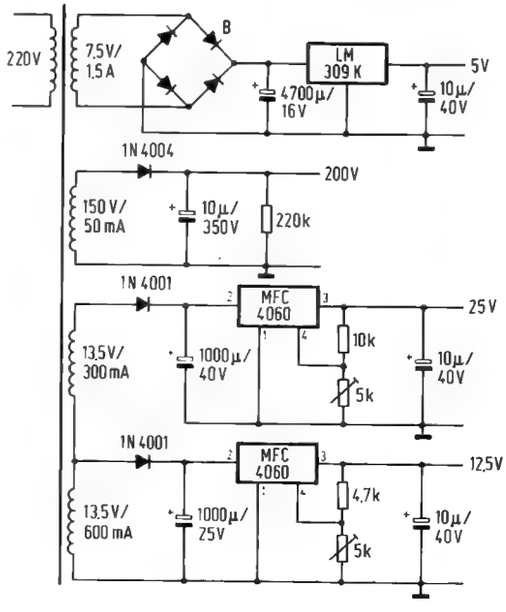
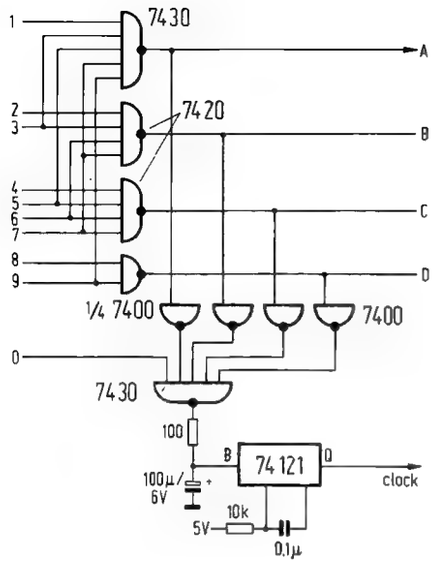


Bild 2. ▶ Schaltung des Netzteils

◀ Bild 1. Blockschaltbild des automatischen Sendersuchlaufs





◀ **Bild 3. Schaltung des Codierers**

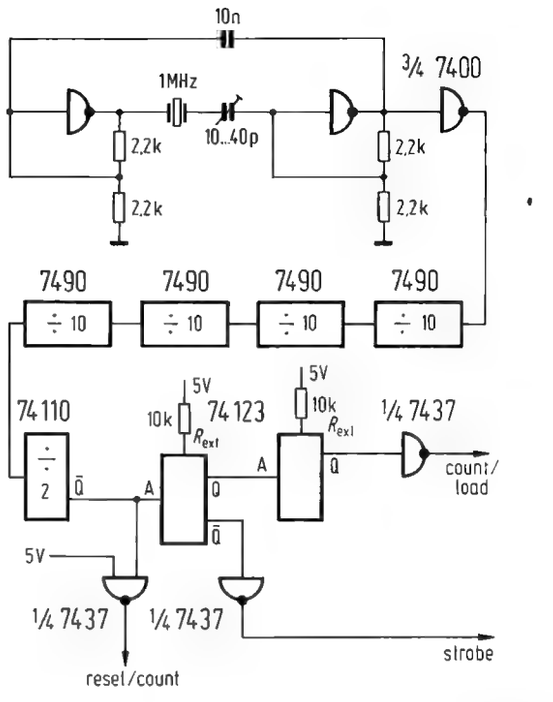
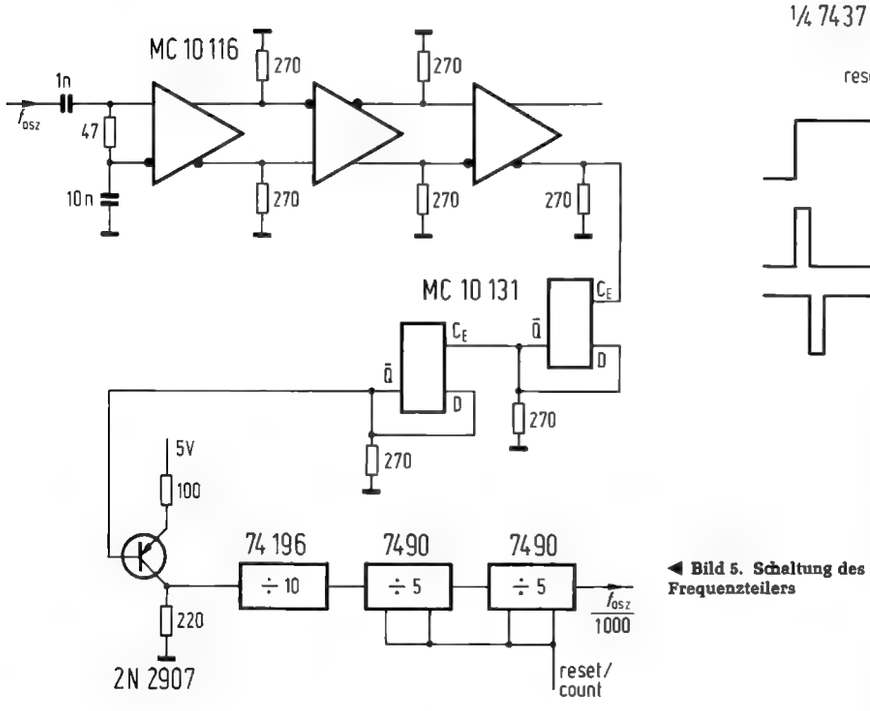
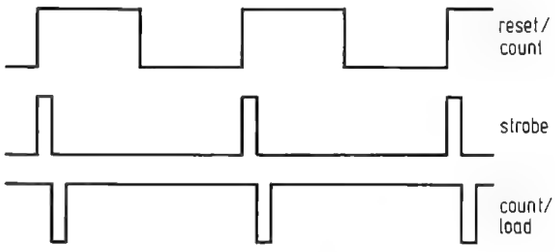


Bild 4. ▶ Schaltung der Zeitbasis



◀ **Bild 5. Schaltung des Frequenzteilers**



oder *Rückwärts* wird der nächste Sender aufgesucht, und zwar in der gewünschten Richtung. An der unteren und oberen Grenze des Empfangsbereiches kehrt der Suchlauf um.

Die Schaltung

Netzteil

Bild 2 zeigt die Schaltung des Netzteils. Alle Spannungen mit Ausnahme der Nixie-Röhren-Versorgung sind geregelt. Die 12,5-V- und 25-V-Versorgung können mit 200 mA belastet werden, sie sind jedoch nicht kurzschlußfest.

Codierer

Der in *Bild 3* gezeigte Codierer wandelt die Dezimalinformation in den BCD-Code um. Weiterhin wird über ein RC-Glied (zur Entprellung) eine monostabile Kippstufe ausgelöst, deren clock-Impuls bewirkt, daß die BCD-Information in das Schieberegister des Vergleichers gelangt und bereits dort gespeicherte Daten eine Dekade weitergerückt werden.

Zeitbasis

Von der in *Bild 4* gezeigten Schaltung werden Impulse für die Übergabe der Informationen in den 7475-Speichern (strobe) und für die Zurücksetzung der 74196-Zähler (count/load bzw. clear) erzeugt. Weiterhin wird eine 50-Hz-Rechteckspannung ($^1/_{100}$ -s-Impulse) für den Frequenzteiler geliefert.

Frequenzteiler

Der in *Bild 5* gezeigte Frequenzteiler arbeitet wie folgt: Das Oszillatorsignal wird im ECL-Triple Line Receiver MC 10116, der als dreistufiger Differenzverstärker geschaltet ist, verstärkt und begrenzt, und im folgenden Dual D-type-Flipflop MC 10131 durch 4 geteilt. Darauf folgt als Verstärker und Pegelwandler ein Transistor, dann drei TTL-Dekadenzähler (÷ 10, ÷ 5, ÷ 5). Die beiden letzten Teiler arbeiten jeweils nur $^1/_{100}$ s (reset/count). Dadurch ergibt sich auch in der letzten Dekade der Anzeige eine stehende Anzeige. Der Line Receiver MC 10116 erfordert eine Eingangsspannung von etwa 15 mV bei 100 MHz. Das Flipflop MC 10131 hat eine garantierte Grenzfrequenz von 125 MHz (typisch 160 MHz). Im Mustergerät arbeitete der Teiler bis 170 MHz.

(Fortsetzung folgt)

Helmut Langer

Sinus-Rechteck-Generator

3. Teil

Die ersten beiden Teile dieses Beitrages erschienen in Heft 26/1973, Seite 1015, und in Heft 1/1974, Seite 25.

Abgleich und Eichung

Erforderliche Meßgeräte

1. Vielfachinstrument $\geqq$ 20 kΩ/V,
2. Oszillograf mit einer Bandbreite 0...5 MHz,
3. Nf-Millivoltmeter 10 Hz...1 MHz (nicht unbedingt erforderlich),
4. Frequenzzähler (nicht unbedingt erforderlich),
5. Klirrfaktormesser (nicht unbedingt erforderlich).

Steht kein Nf-Millivoltmeter zur Verfügung, kann natürlich auch der Oszillograf zur Spannungsmessung benutzt werden. Die angegebenen Effektiv-Spannungen müssen dann in Spitze-Spitze-Spannungen umgerechnet werden ($U_{ss} = U_{eff} \times 2{,}82$). Ist kein Frequenzzähler verfügbar, kann auch ein RC-Generator in Verbindung mit dem Oszillografen zur Frequenzeichung verwendet werden (Frequenzvergleich durch Lissajousfigur).

Besteht keine Möglichkeit einen Klirrfaktormesser zu benutzen, kann der Klirrfaktor nur grob mit dem Oszillografen eingestellt werden (Punkt 4 Abgleich Sinusendstufe). Die Punkte 18 bis 21 müssen dann entfallen.

Netzteil

1. Schalter „Rechteck" (S 5) auf „Ein" schalten.
2. Die Spannung – 10 V mit R 111, dann + 24 V mit R 211 einstellen.

Wien-Brücke

1. Taste 1...10 kHz drücken, Potentiometer „Frequenz" (R 301) auf Linksanschlag drehen (etwa 1 kHz).
2. An C 323/R 312 mittels R 310 eine Wechselspannung von 2,1 V_{eff} am Millivoltmeter einstellen.
3. Oszillograf über Tastkopf 10:1 an C 323/R 312 anschließen, Größe der Amplitude notieren.
4. Frequenzzähler an Sinus-Ausgang Bu 72 anschließen (wenn Zähler nicht vorhanden, Frequenzen über Zeitmessung am geeichten Oszillograf bestimmen).
5. Taste 100...1000 kHz drücken, C 307 und C 317 so einstellen, daß beim Durchdrehen von R 301 der Bereich 100...1000 kHz gut überstrichen wird und die Amplitude so groß ist, wie unter Punkt 3 bei 1 kHz notiert (Ab-

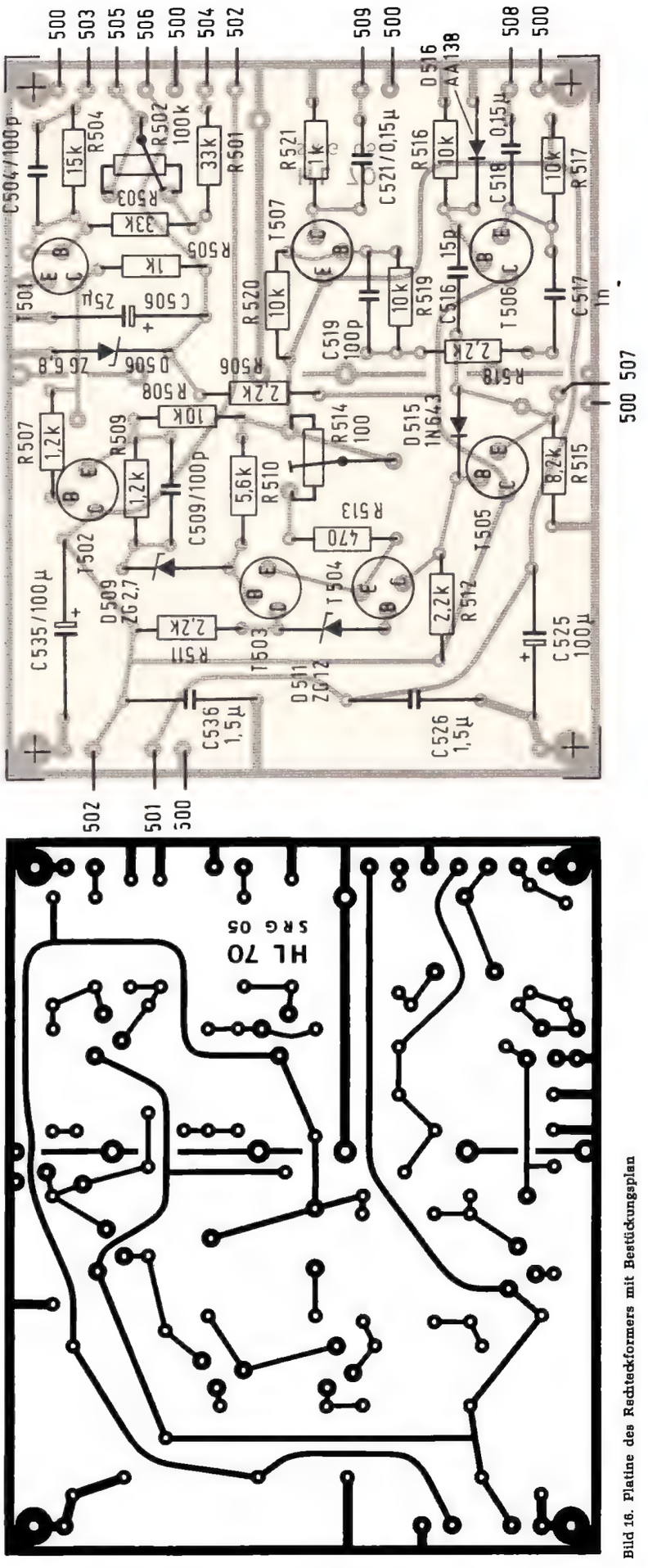
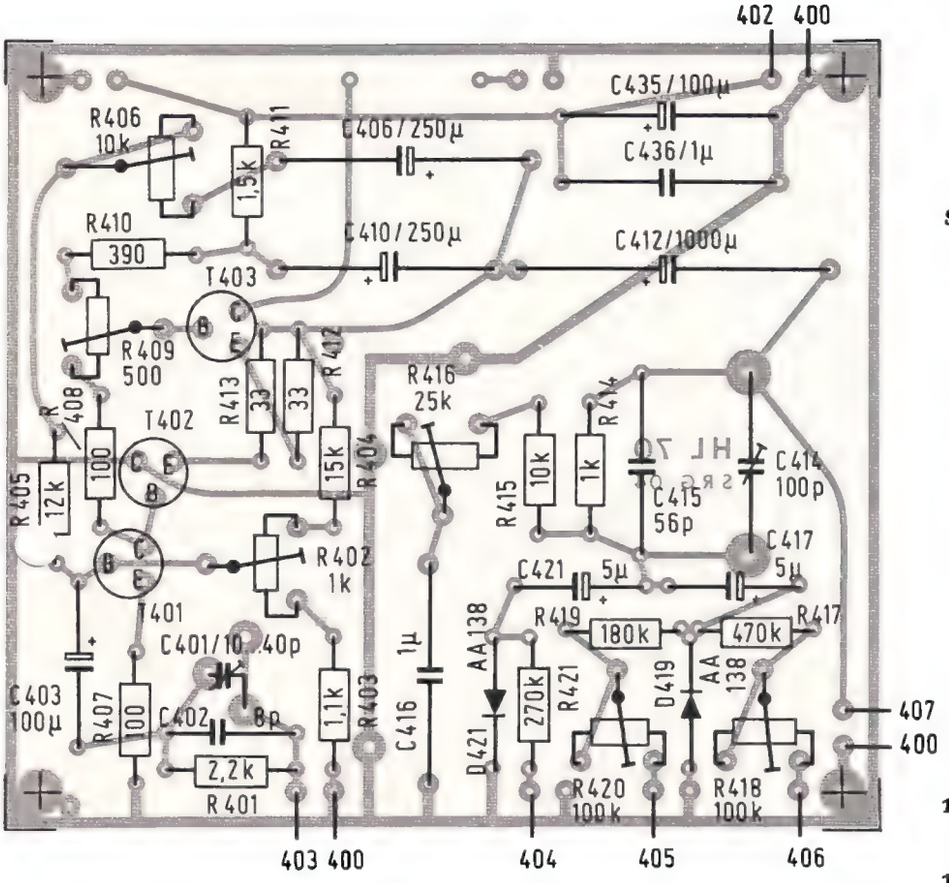


Bild 16. Platine des Rechteckformers mit Bestückungsplan



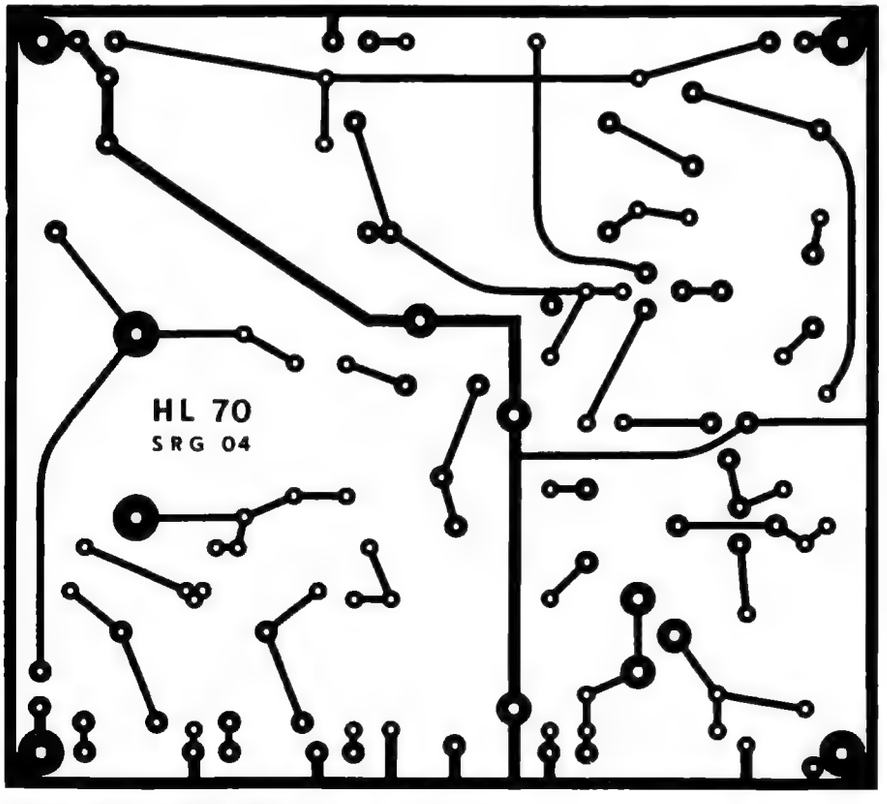
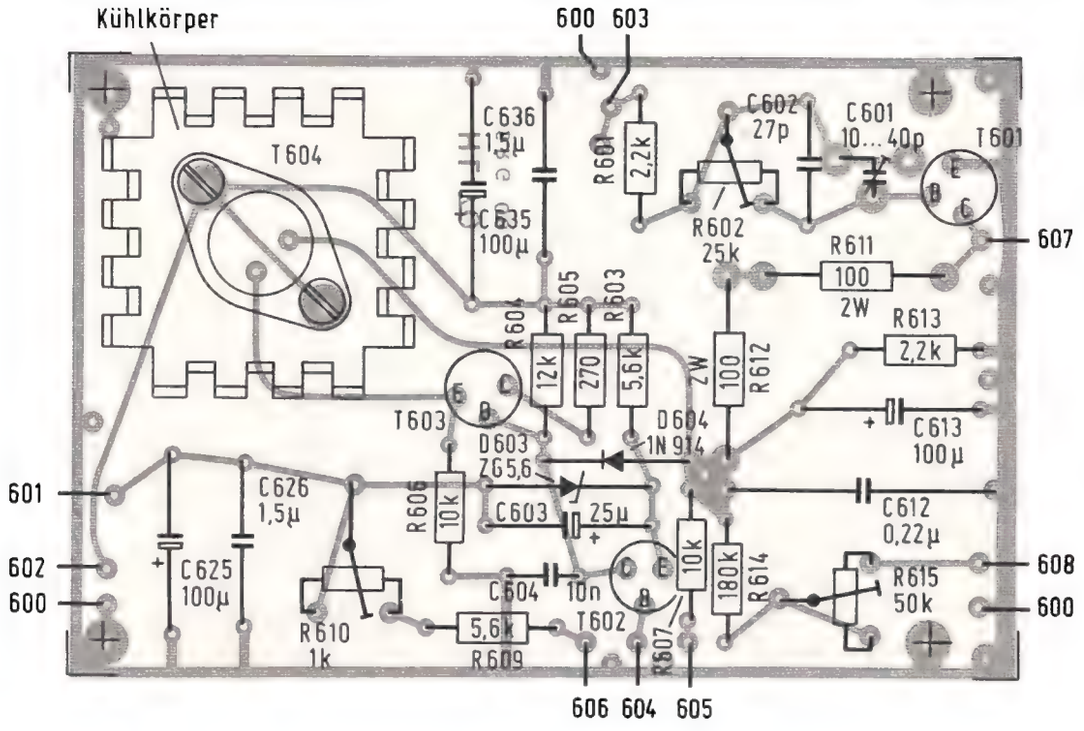


Bild 15. Platine der Sinus-Endstufe mit Bestückungsplan

weichung max. 10 %). C 307 geht mehr auf die Frequenz ein, und C 317 beeinflußt mehr die Amplitude. Bei Abgleich des Bereichs 0,3...2 MHz (alle Tasten in Ruhestellung) wird mit C 309 und C 319 ähnlich verfahren.

Sinus-Endstufe und Anzeige

1. Schalter S 7 auf 6 V, Regler R 312 auf Rechtsanschlag, Frequenz auf 1 kHz einstellen.
2. Am Sinus-Ausgang Millivoltmeter und Oszillograf anschließen.
3. Mit R 406 am Millivoltmeter 6,5 V_{eff} einstellen.
4. Mit R 402 und R 409 am Oszillograf beste Sinusform einstellen, dann kontrollieren, ob das Millivoltmeter noch 6,5 V_{eff} anzeigt. Wenn nicht, mit R 406 nachstellen.
5. Taste 10...100 Hz drücken, Frequenz auf 10 Hz einstellen.
6. Mit R 312 am Millivoltmeter 6,32 V_{eff} einstellen.
7. Instrument M 4 mit R 418 auf Vollausschlag bringen (6,32 V auf der 6-V-Skala)
8. Schalter S 7 auf 3 V schalten.
9. Mit R 312 am Millivoltmeter 3,16 V_{eff} einstellen.
10. Instrument M 4 mit R 420 auf Vollausschlag bringen (3,16 V auf der 3-V-Skala).
11. Frequenz auf 1 kHz einstellen, mit R 312 am Millivoltmeter 3,16 V einstellen und mit R 416 Instrument M 4 auf Vollausschlag bringen.
12. Punkte 5. bis 11. wiederholen, bis sich keine Verbesserung mehr ergibt.
13. Millivoltmeter entfernen, Oszillograf über 10:1-Tastkopf an Sinus-Ausgang anschließen, Sinus von 1 kHz sichtbar machen.
14. Am Sinus-Rechteck-Generator im Bereich 100...1000 kHz die Frequenz von 1 MHz einstellen, mit R 312 am Oszillograf gleiche Bildhöhe wie bei 1 kHz einstellen.
15. Mit C 414 am Instrument M 4 Vollausschlag einstellen.
16. Oszillograf über 10:1 Tastkopf an C 423/R 312 anklemmen, Spannungsunterschied bei 1 kHz und 1 MHz feststellen.
17. Tastkopf abklemmen und an Sinus-Ausgang anschließen. Mit C 401 gleichen Spannungsunterschied zwischen 1 kHz und 1 MHz einstellen (R 312 dabei nicht verstellen).
18. Frequenz am Sinus-Rechteck-Generator auf 40 Hz, Ausgangsspannung auf 3,16 V einstellen.
19. Sinus-Ausgang (Bu 72) mit Abschlußwiderstand 200 Ω abschließen und mit dem Eingang des Klirrfaktormessers verbinden.
20. Klirrfaktor bei 40 Hz messen und mit



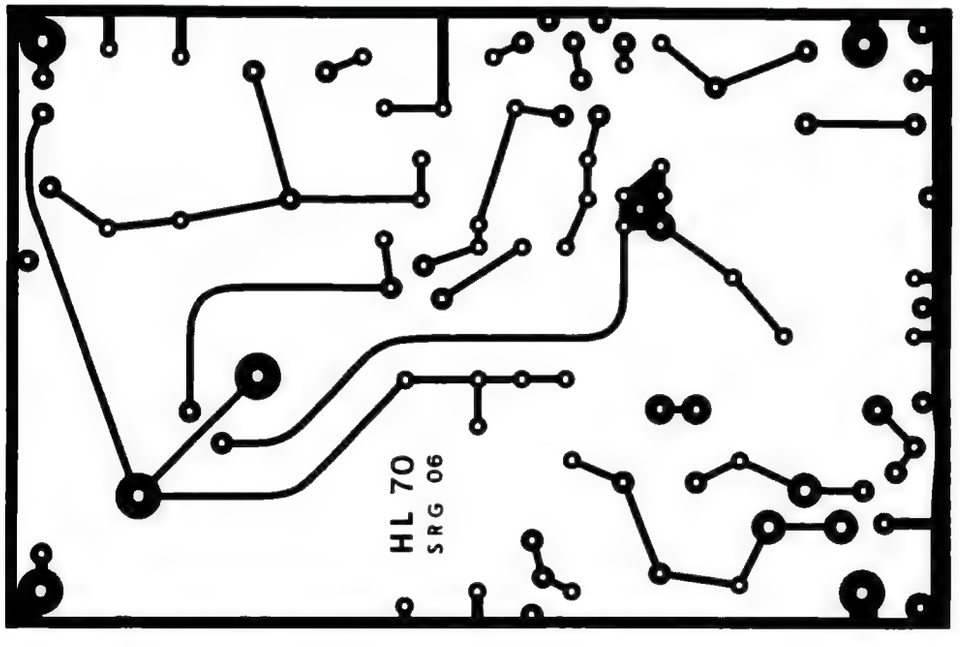


Bild 17. Platine der Rechteck-Endstufe mit Bestückungsplan

R 402 und R 409 auf Minimum bringen (sollte $\leqq$ 0,3 % betragen).

21. Klirrfaktor bei 1 kHz, 5 kHz und 15 kHz kontrollieren (Sollwert $\leqq$ 0,3 %).

Rechteckformer und Endstufe

1. Frequenz auf 1 kHz, S 8 auf 20 V, R 608 auf Rechtsanschlag, Oszillograf an Ausgang Rechteck (Bu 62).
2. R 502 so einstellen, daß sich beim Durchdrehen von R 5 gleiche Abweichung von der Mittensymmetrie ergibt.
3. Mit R 5 genau symmetrisches Rechteck einstellen, Frequenz im Bereich 100...1000 kHz auf 1 MHz stellen.
4. Mit R 514 symmetrisches Rechteck einstellen.
5. Frequenz auf 1 kHz, S 8 auf 20 V, R 608 auf Rechtsanschlag.
6. Mit R 602 das Rechteck auf beste Form einstellen.
7. Mit R 610 am Oszillograf eine Rechteckspannung von genau 20 V_{ss} einstellen. Die Eichung des Oszillografen vorher mit einer genauen Gleichspannung von 20 V überprüfen.
8. Mit R 615 am Instrument M 6 Vollausschlag (20 V_{ss}) einstellen.
9. Das Ausgangskabel (50 Ω) des Sinus-Rechteck-Generators am Oszillograf mit einem Abschlußwiderstand von 50 Ω abschließen.
10. Frequenz im Bereich 100...1000 kHz auf 1 MHz einstellen.
11. Mit R 602 und C 601 beste Rechteckform einstellen.
12. Schalter S 8 auf 10 V, 5 V, 2 V und 1 V schalten und Rechteckform kontrollieren.

Egon Koch, DL 1 MH

FM-Leistungsendstufe für das 2-m-Amateurband

Die Ausgangsleistung der mobilen FM-Sprechfunkgeräte für das 2-m-Amateurband liegt bei 10 W. Vielfach besteht aber der Wunsch nach einer Leistungserhöhung, da man dann bei ungünstigen Abstrahlverhältnissen in Großstädten oder in hügeligen Landschaften eine sichere Verbindung sowie bei hohen Standorten eine größere Reichweite erzielt. Hier leistet eine Zusatz-Endstufe gute Dienste.

Einen vom Senderausgangssignal elektronisch geschalteten FM-Leistungsverstärker Modell HA-202 *(Bild 1)* hat jetzt die Firma Heathkit herausgebracht. Er ist als Bausatz oder betriebsfertig erhältlich. Bei einer Ansteuerung mit 5... 15 W wird eine Ausgangsleistung von 20...50 W *(Bild 2)* erreicht. Die weiteren technischen Daten sind der *Tabelle* zu entnehmen.

Schaltung

Der Leistungsverstärker besteht aus den zwei parallel geschalteten emitterwiderstand-stabilisierten „Strip-Line-Leistungstransistoren" T 1 und T 2 vom Typ 2 N 5591 *(Bild 3)*, die auch bei einem versehentlichen Schluß im Ausgang oder bei fehlender Antenne nicht gleich ausfallen. Die am 50-Ω-Verstärkereingang liegende Spule L 1 mit den Trimmkondensatoren C 1, C 2 transformieren auf die Eingangsimpedanz der Transistoren mit 5 Ω herunter. Die Basiskreise von T 1 mit L 2, C 3, C 4, C 5, C 6 und von T 2 mit L 3, C 3, C 7, C 8, C 9 sind breitbandig und fest abgestimmt. Drei Kondensatoren an der Basis jedes Transistors ergeben eine bessere Stromverteilung und niedrigere Verluste. Die Widerstände R 2, R 3 verhüten wilde Schwingungen. Ebenfalls 5 Ω beträgt die Ausgangsimpedanz von T 1, T 2, deren Kollektorkreise aus L 6, L 7, C 11, C 12, C 13 bestehen und breitbandig festabgestimmt sind. Mit der Induktivität L 9 und den Trimmkondensatoren C 16 und C 17 wird wieder auf die für die Antenne erforderliche Impedanz von 50 Ω herauftransformiert.

Ein Teil des Eingangssignals gelangt über C 18 zur Diode D 1, es wird dort gleichgerichtet und die nun gewonnene Gleichspannung nach Siebung von Hf-Resten (L 10, C 19) dem Schalttransistor T 3 zugeführt. Bei anliegendem Eingangssignal (Senden) ist T 3 durchgesteuert und das in seinem Kollektorkreis liegende Relais zieht an. Das Sendersignal kommt nun zu den Transistoren T 1, T 2, wird dort verstärkt und geht dann zur Antennenbuchse. Ohne Eingangssignal – also bei Empfang – ist der Verstärkereingang über einen Relaiskontakt mit dem Ausgang durchgeschaltet. Die Diode D 2 verhindert, daß beim Schalten des Relais der Transistor T 3 durch dabei entstehende Spannungsspitzen zerstört wird.

Technische Daten

Frequenzbereich:	144...146 MHz
Benötigte Eingangsleistung:	5...15 W FM-Signal
Ausgangsleistung:	20...50 W (Bild 2)
Ein- und Ausgangsimpedanz:	50 Ω
Eingangs-SWR:	1,5:1 maximum
Ausgangs-SWR:	3:1 maximum
Betriebsspannungsbereich:	12...16 V, –Pol an Masse
Stromaufnahme bei Vollaussteuerung:	7 A
Ruhestrom:	1 mA
Temperaturbereich:	–30 °C bis +60 °C
Abmessungen:	140 mm breit, 73 mm hoch, 143 mm tief
Gewicht:	900 g

Zusammenbau und Betriebserfahrungen

Wenn man den Zusammenbau sorgfältig nach der leider in englischer Sprache abgefaßten Baumappe in der vorge-

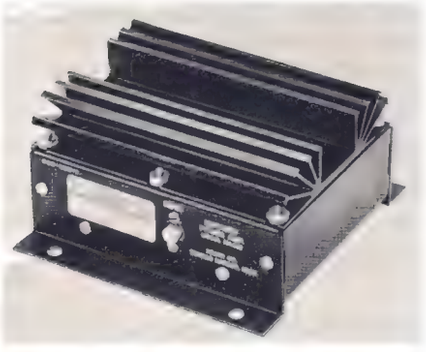


Bild 1. 2-m-FM-Leistungsverstärkerendstufe HA-202

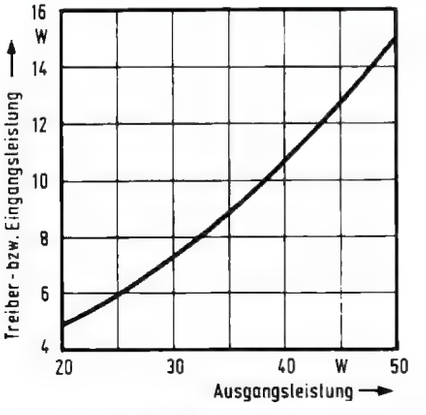


Bild 2. Ausgangsleistung in Abhängigkeit von der Eingangsleistung

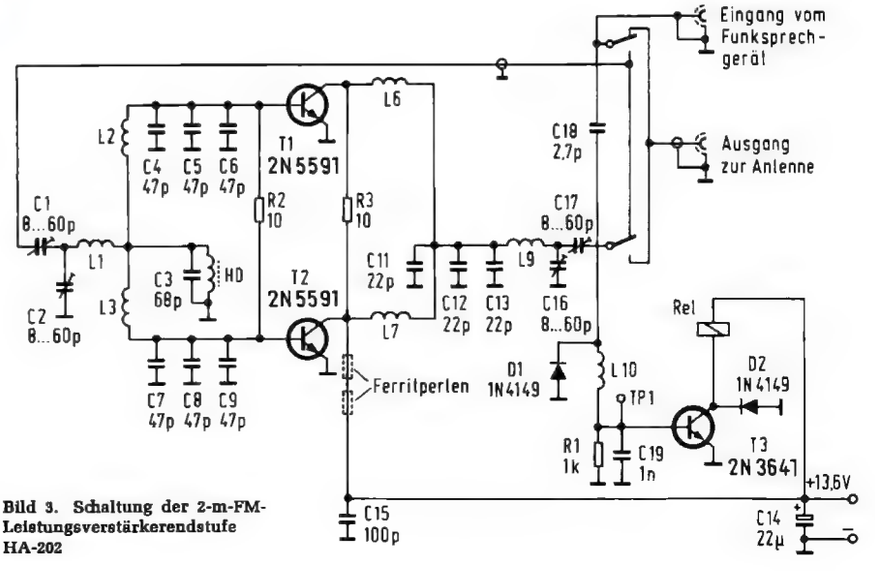


Bild 3. Schaltung der 2-m-FM-Leistungsverstärkerendstufe HA-202

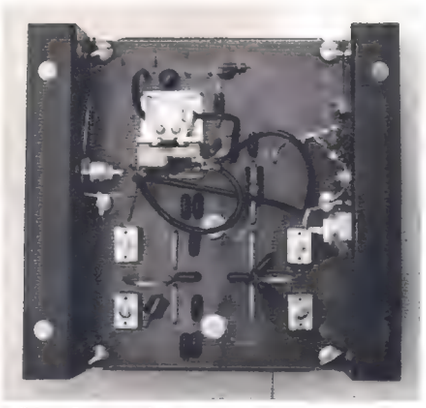


Bild 4. Innenansicht

sehenen Reihenfolge und genau nach den Anweisungen vornimmt, so ergeben sich später bei der Inbetriebnahme keine Schwierigkeiten. Die Endstufe ist auf einer gedruckten Leiterplatte untergebracht *(Bild 4)*. Leider werden für den Verstärkerein- und -ausgang die in Deutschland nicht gebräuchlichen, sonst nur in den USA für Phonozwecke verwendeten abgeschirmten Buchsen verwendet. Beim Erprobungsmuster wurde stattdessen für den Eingang eine BNC-Buchse mit Gewindebefestigung (Wisi-Bestell-Nr. SHG 06200) und wegen der größeren Ausgangsleistung für den Ausgang eine Buchse SO 239 ebenfalls mit Gewindebefestigung (Wisi-Bestell-Nr. SHG 12200) eingebaut. Durch diese Befestigungsart braucht man keine neuen Löcher zu bohren, sondern muß lediglich das Loch für die Buchse SO 239 etwas auffeilen oder auffräsen. Es stellte sich bei der ersten Inbetriebnahme heraus, daß nach dem Abgleich durch das aufzuschraubende Bodenblech die Kreise etwas verstimmt werden. Aus diesem Grund wurden in das Blech entsprechende Löcher zum Einführen des Schraubenziehers gebohrt.

Der Abgleich ist leicht nach der Anweisung durchzuführen. Man schließt an die Antennenbuchse ein Wattmeter mit 50 Ω Lastwiderstand an und stimmt bei Ansteuerung durch den Sender die Trimmer bei aufgeschraubtem Bodenblech auf optimale Ausgangsleistung ab. Statt dessen kann man auch die Antenne sowie an den Testpunkt TP 1 ein Voltmeter anschließen. Jetzt sind die Kreise auf maximale Spannungsanzeige abzugleichen. Bei der getesteten Endstufe war die Leistungsverstärkung größer als aus dem Diagramm (Bild 2) ersichtlich ist. Schon bei 3 W (statt bei 5 W) Eingangsleistung wurde ein Output von 20 W erreicht. Der große Kühlkörper führt die Verlustwärme gut ab.

Im Auto wird die Endstufe entweder am Armaturenbrett oder abgesetzt vom Funkgerät im Kofferraum untergebracht. Wegen der hohen Stromaufnahme (max. 7 A) muß die Leitung für die Batteriespannung einen entsprechend großen Querschnitt haben, damit der Spannungsabfall in tragbaren Grenzen bleibt. Ferner ist bei der hohen Senderausgangsleistung darauf zu achten, daß die verwendete Mobilantenne auch eine Dauerbelastung von 40...50 W aushält. Antennen, die am Fußpunkt einen Abstimmkreis besitzen, z. B. Hirschmann Moba 6 K, sind im allgemeinen dieser Belastung nicht gewachsen. Am besten benutzt man die spulenlosen λ/4-Strahler. Optimale Abstrahlverhältnisse hat man bei der Montage der Antenne auf Wagendachmitte. Wer hier kein Loch bohren möchte, verwendet die Kathrein-Magnethaftantenne mit λ/4-Strahler (Bestell-Nr. 51 122), die sich für Fahrten ohne Funkgerät leicht wieder abnehmen läßt.

Nicht nur fürs Auto, sondern auch zur Verstärkung der Ausgangsleistung bei der Heimstation eignet sich die Heathkit-Leistungsendstufe HA-202. Zur Stromversorgung baut man ein einfaches Netzgerät, dessen Ausgangsspannung nicht unbedingt stabilisiert sein muß. Bei Belastung muß aber die Spannung im vorgeschriebenen Arbeitsbereich von 12 V bis maximal 16 V bleiben.

Motordrehzahl — elektronisch begrenzt

Höhere Leistungen und Drehzahlen lassen Automobilmotoren häufig in den Bereich schädlicher Überdrehzahlen geraten. Siemens hat als Zusatzbaustein einer Transistorzündung einen elektronischen Drehzahlbegrenzer entwickelt, der im kritischen Bereich soviel Zündfunken unterdrückt, daß die Tourenzahl des Motors nicht noch mehr ansteigen kann. Diese neue Elektronik macht Autotriebwerke vollgasfest und erinnert zudem den Fahrer durch ein leichtes Rütteln am oberen Ende des Drehzahlbereiches an den fälligen Wechsel in den nächsten höheren Gang.

Der elektronische Drehzahlbegrenzer basiert auf einer Transistor-Zündanlage, die bislang nur vereinzelt in Kraftfahrzeugen anzutreffen ist. Aus einer solchen Zündanlage läßt sich mit einfachen Mitteln ein Drehzahlmesser ableiten, der der bei zumindest „sportlicher" Fahrweise benötigt wird. Neu ist das Prinzip der Drehzahlbegrenzung durch Zündaussetzer jedoch nicht. Es sind bereits mechanisch arbeitende Fliehkraftbegrenzer bekannt. Sie wirken aber bei extremen Betriebsbedingungen manchmal zu ungenau, um Motorenschäden bei zu spätem und Leistungsverluste bei zu frühem Abschalten zu verhindern.

Praktisch erprobt wurde der elektronische Drehzahlbegrenzer (DZB) an einem Sechszylindertriebwerk. Durch Variation eines RC-Gliedes ist die Elektronik fast an jede Zylinderzahl anpaßbar. Ein Widerstand der Schaltung war dabei so eingestellt, daß die Zündung bei 6.600 U/min abschaltet und bei 6.500 U/min wieder einschaltet. Damit die Zündunterbrechung nur zu einem leichten, aber doch für den Fahrer merklichen Rütteln des Motors führt, sollte die Schalthysterese nicht größer als 100 U/min sein. Diese Bedingung läßt sich mit der Elektronik ohne weiteres und exakt einhalten.

Der Begrenzer besteht im wesentlichen aus einem Meßverstärker mit einer Gatterfunktion: Am Eingang des Begrenzers werden mit einem RC-Netzwerk hinter einer Diode die vom Drehzahlmesser übernommenen Rechteckimpulse integriert und gesiebt, wobei der entstehende Gleichspannungswert gegenüber dem Anzeigewert des Drehzahlmessers etwas abgesenkt wird. Den gesiebten Drehzahlmeßwert vergleicht ein Operationsverstärker (TCA 335) mit der Spannung an einem Teiler und schaltet bei der eingestellten Drehzahl ab. Gleichzeitig wird der Eingang der Transistorzündung gesperrt. Ein Rückkopplungswiderstand stellt dabei sicher, daß die Zündung nur im stromlosen Zustand unterbrochen wird, um Fehlzündungen zu vermeiden. ■

Kopfhörerimpedanzen

Weil Kopfhörer im Gegensatz zu Lautsprechern nicht mit Leistungs- sondern mit Spannungsanpassung betrieben werden, müssen sie wesentlich hochohmiger als z. B. 8 Ω sein. Warum das so ist, erläuterten wir in FUNKSCHAU 1969, Heft 6, Seite 164, „Richtige Kopfhöreranpassung ist falsch". Die japanischen und die US-Hersteller bauen niederohmige Ausführungen und betreiben diese über Vorwiderstände von etwa 200 Ω. Ein recht umfassender Katalog führt 46 verschiedene Typen an. Darunter befinden sich 25 aus Japan und den USA, deren Impedanzen zwischen 8 Ω und 24 Ω liegen. Alle in der Bundesrepublik gefertigten Hörer, es sind 21, nennen Innenwiderstände zwischen 200 Ω und 600 Ω, ein einziger hat sogar 2000 Ω. Kü.

Helmut Herfel

Digitale Senderwahl und Suchlaufautomatik für UKW-Empfänger

2. Teil

Im ersten Teil dieses Beitrages, erschienen in Heft 2, Seite 62, beschrieben wir zunächst das Prinzip. Die Erläuterung der Schaltungsgruppen begann mit Netzteil, Codierer, Zeitbasis und Frequenzteiler.

Frequenzzähler

Die Zähleinheit *(Bild 6)* ist mit programmierbaren Dekadenzählern 74196 aufgebaut. Die Data-Eingänge werden entsprechend der Zwischenfrequenz programmiert. (Beispiel für 10,7 MHz: 9893 ≙ HLLH HLLL HLLH LLHH). Mit dem Clear-Eingang kann unabhängig von der Programmierung auf 0 zurückgesetzt werden. Von den Zwischenspeichern 7475 werden die BCD-Informationen für den Vergleicher entnommen.

Vergleicher

Die Tasteninformation wird in 7495-Registern gespeichert. Die 4 x 4 Bits werden in den 7485-Komparatoren mit der Frequenzanzeige verglichen. Die vier Ergebnisse steuern über acht NAND-Gatter, die dazu dienen können, die Ergebnisse gegebenenfalls unwirksam zu machen, einen als Summierer geschalteten Operationsverstärker, und zwar verschieden einflußreich je nach Wertigkeit der einzelnen Dekaden. Bei Gleichheit hat die betreffende Dekade keinen Einfluß. Am Ausgang des Summierers steht nun eine Steuerspannung zur Verfügung, die über den Suchlauf die Abstimmung korrigiert, bis in allen vier Dekaden Gleichheit herrscht. Die Steuerspannung weicht um so mehr vom 12,5-V-Pegel ab, je höherwertig die Dekade ist, in der noch nicht Gleichheit ist. So wird bewirkt, daß der Suchlauf alle Dekaden in ungefähr der gleichen Zeit durchläuft, bis er beim Sender ankommt, wenn man von der nichtlinearen Kennlinie der Abstimmdioden absieht.

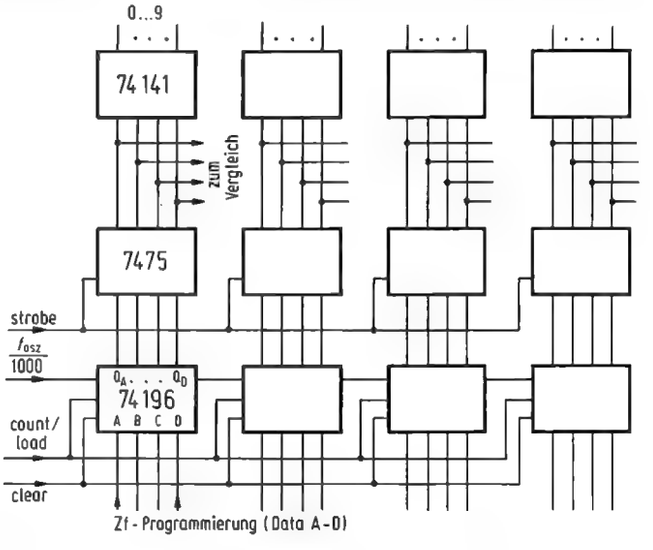
Wird Betrieb des automatischen Suchlaufs gewünscht, müssen die Komparatoren über die NAND-Glieder vom Summierer getrennt werden.

Der Gleichheitsausgang liefert bei Gleichheit in allen vier Dekaden einen H-Pegel, der gegebenenfalls dazu benutzt werden kann, während der Suche das Nf-Signal abzuschalten.

Suchlauf

Diese Baugruppe gliedert sich wie folgt *(Bild 8)*: in einen Differenzverstärker zur Verstärkung der Demodulatorkennlinie, zwei bistabile Kippstufen für Suchlaufautomatik vorwärts und rück-

Bild 6. ▶ Schaltung des Frequenzzählers



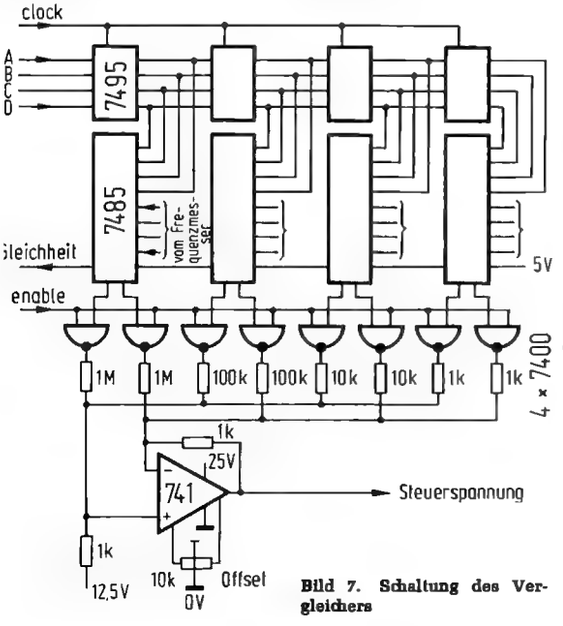


Bild 7. Schaltung des Vergleichers

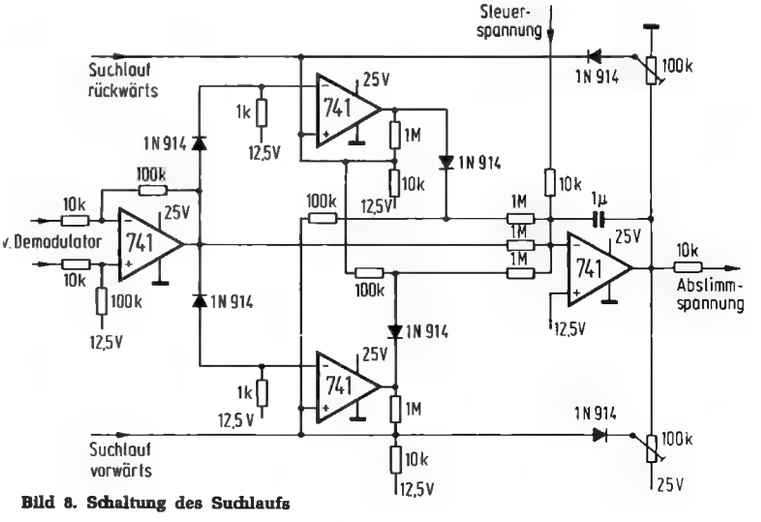


Bild 8. Schaltung des Suchlaufs

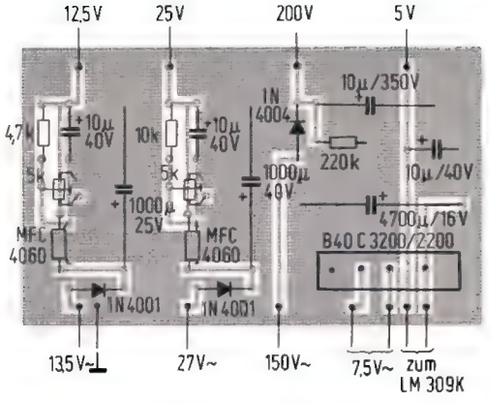
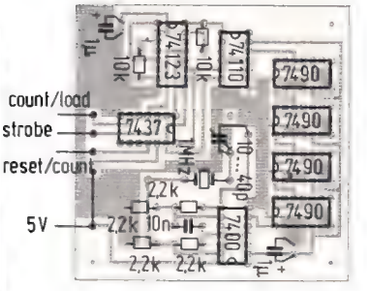


Bild 9. Platine des Netzteils (alle Platinenzeichnungen Maßstab 1:2)



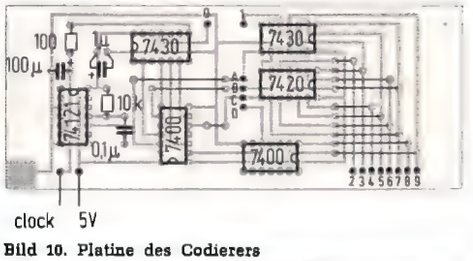
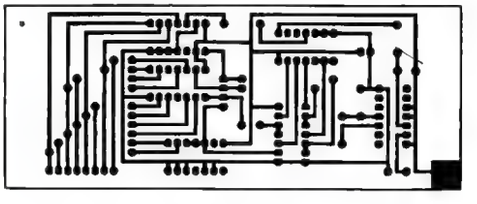


Bild 10. Platine des Codierers



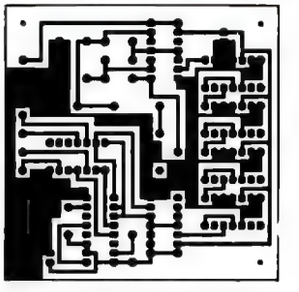
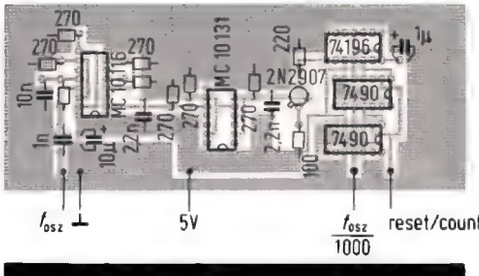
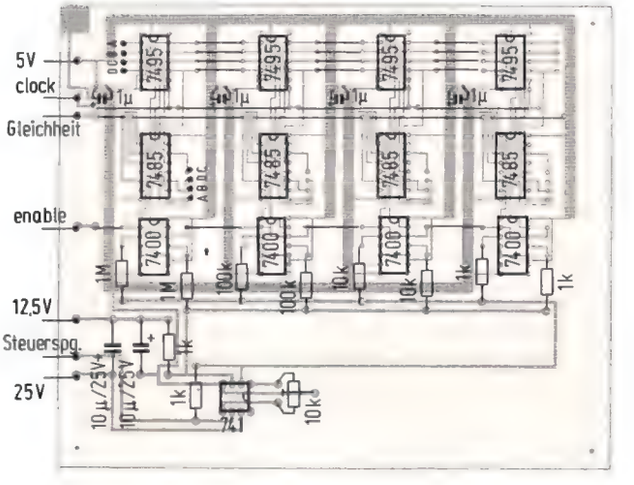


Bild 11. Platine der Zeitbasis



◄ Bild 12. Platine des Frequenzteilers



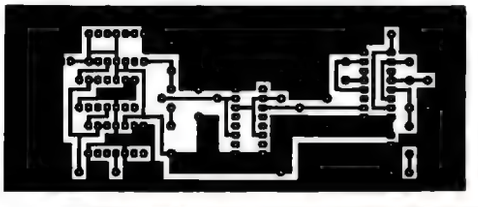
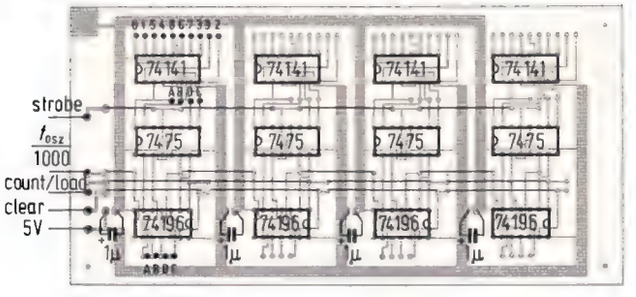
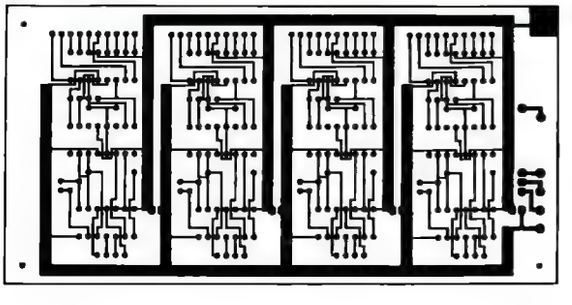


Bild 14. ► Platine des Vergleichers



◄ Bild 13. Platine des Frequenzmessers



wärts und einen Integrator zur Erzeugung der Abstimmspannung.

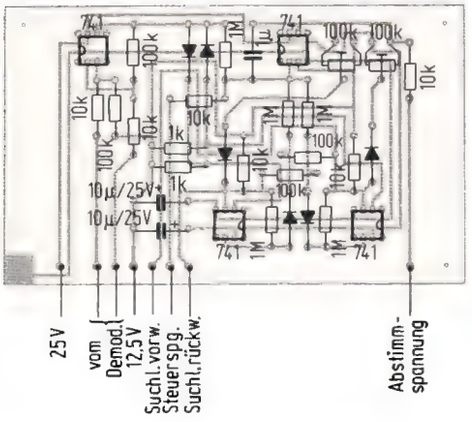
Die Funktionsweise

1. Digitaler Suchlauf

Der Integrator wird von der Steuerspannung des Vergleichers gesteuert. Ist Gleichheit hergestellt, wird die Abstimmspannung von der Demodulatorkennlinie über den Differenzverstärker (der ebenfalls auf den Integrator einwirkt) auf dem richtigen Wert gehalten (natürlich nur, wenn auf der eingegebenen Frequenz ein Sender liegt).

2. Suchlaufautomatik

Jeweils eine Kippstufe bringt über den Integrator die Abstimmspannung nach oben oder unten, und zwar nur



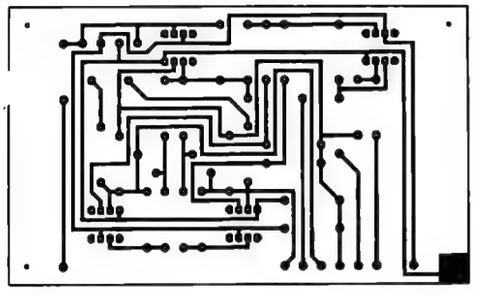


Bild 15. Platine des Suchlaufs

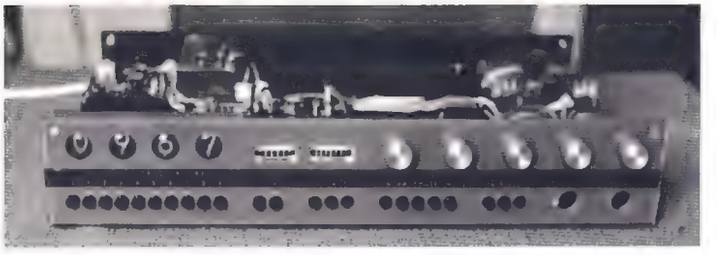


Bild 16. Vorderansicht des Mustergerätes

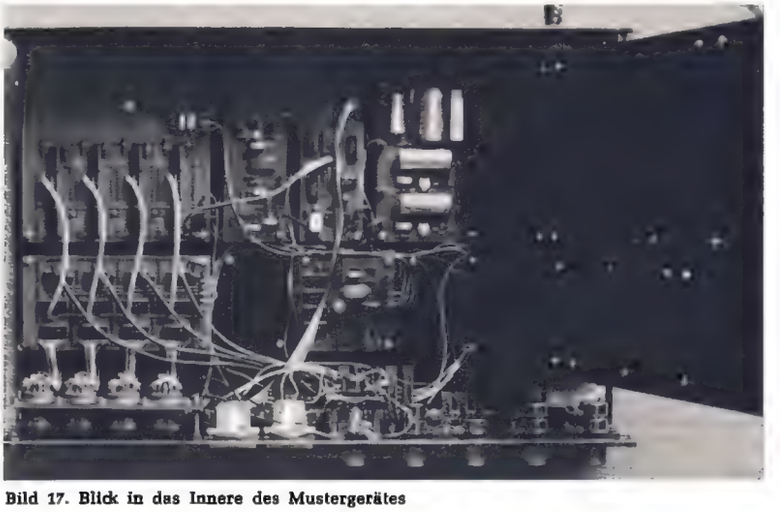


Bild 17. Blick in das Innere des Mustergerätes

dann, wenn sie über die Diode an ihrem Ausgang Einfluß auf diesen hat. Dieser Zustand wird durch einen kurzen Impuls auf den Eingang der Kippstufe hergestellt. Wird ein Sender erreicht, so bewirkt die Demodulatorkennlinie über den Differenzverstärker, daß die betreffende Kippstufe in den unwirksamen Zustand zurückfällt, und die Abstimmspannung auf dem richtigen Wert bleibt. Wird kein Sender gefunden, so schaltet die Abstimmspannung an der unteren bzw. oberen Grenze die andere Kippstufe ein, diese wiederum schaltet ihr Pendant ab. Der Suchlauf kehrt also um. Untere und obere Grenze sind mit Trimmern am Ausgang des Integrators einstellbar.

Elektrischer und mechanischer Aufbau

Die Bestückung der Platinen ist aus den Bestückungsplänen ersichtlich (*Bild 9* bis *15*). Der 5-V-Regler wird zwecks Kühlung auf dem Chassis angebracht. Die Massezuführung erfolgt über die Metallabstandsbolzen, mit denen die Baugruppen auf dem Blechchassis montiert sind. Bei Codierer, Zähler und Vergleicher sind Drahtbrücken erforderlich. Die Verbindungen zwischen Tastatur und Codierer, zwischen Codierer und Vergleicher, zwischen Zähler und Anzeigeröhren sowie zwischen Zähler und Vergleicher werden am besten mit 4- bzw. 10adriger Flachbahnleitung ausgeführt. Die Leitung zwischen Tuner und Frequenzteiler besteht aus 50-Ω-Koaxialkabel. Die Stützkondensatoren in den TTL-Schaltungen sind Tantalausführungen.

Die *Bilder 16* und *17* zeigen den mechanischen Aufbau in zwei Etagen. In der unteren befinden sich sämtliche Digitalbaugruppen und das Netzteil; darüber wird ein Metallkasten gestülpt, der abschirmt und auf dem der Suchlauf und die übrigen Teile des Empfängers montiert werden können. Unter dem Kasten ist noch etwas Platz, z. B. für einen Mittelwellenfrequenzteiler (÷ 10). Für die Tastatur wurde ein Drucktastenaggregat mit zehn Tasten verwendet, bei dem die gegenseitige Auslösung ausgebaut wurde. Das Gehäuse besteht aus 2 mm starkem Al-Blech und hat die Abmessungen 475 mm x 300 mm x 90 mm. Werden die Baugruppen mit 10 mm Abstand befestigt, so bleibt noch Platz für einen 100 mm breiten Transformator sowie zwei Elektrolytkondensatoren, z. B. für die Nf-Endstufen.

Inbetriebnahme und Abgleich

Zunächst werden bei abgetrennten Versorgungsleitungen die Ausgangsspannungen auf die korrekten Werte gebracht. Die 5-V-Versorgung darf 5,5 V keinesfalls überschreiten! Dann werden die Baugruppen angeschlossen und der Summierausgang im Vergleicher bei abgeschalteten Komparatoren auf 12,5 V gebracht. Im Suchlauf legt man die untere und obere Grenze fest (ohne Verbindung mit dem Demodulator); möglich ist ein Intervall von 2,5...22,5 V. Die Demodulatorkennlinie sollte gerade soweit verstärkt werden, daß der Differenzverstärker die Dioden am Eingang der Kippstufen schalten kann; ohne Sender muß der Differenzverstärkerausgang bei 12,5 V liegen. Diese Einstellungen nimmt man am besten bei Handabstimmung vor.

Voraussetzung für gutes Arbeiten ist wohl ein einwandfreier Zf-Verstärker; im Mustergerät wurde der Typ CA 3089 von RCA verwendet. Bei Verwendung von keramischen Filtern ist Sorge zu tragen, daß deren Mittenfrequenz ein ganzzahliges Vielfaches von 100 kHz ist.

Eine Sendersuche dauert höchstens 3 s, meist jedoch unter 1 s; die Dauer hängt von der Zahl ab, die eingetastet wird, bei der Suchlaufautomatik vom Abstand der Sender.

Literatur

Taylor, D. J.: A 200-MHz Counter Prescaler, Wireless World Jan. 73

Ing. Gerhard O. W. Fischer

Zeitmeßgerät

Für ein Zeitmeßgerät gibt es vielseitige Anwendungsmöglichkeiten. Das beschriebene Gerät besteht aus einer Multivibratorschaltung T 1/T 2, die die Geberimpulse von einer Sekunde Dauer erzeugt. Der genaue Abgleich der Sekundenimpulse erfolgt durch den Einsteller R 6 *(Bild 1)*. Ein NTC-Widerstand R 1 sorgt für eine Temperaturstabilisierung. Durch die Z-Diode Z wird die Spannung stabilisiert.

Die Sekundenimpulse gelangen über den Kondensator C 4, den Widerstand R 11 und den Arbeitskontakt a 1 des Relais Rel an die Basis des Transistors T 3. Im Kollektorstromkreis des Transistors T 4 liegt das Zählrelais ZR. Hier handelt es sich um ein mechanisches Zählwerk, das die Zeit in Sekunden, Minuten und Stunden direkt anzeigt. Das Zählrelais kann als Fertigbauteil bezogen werden.

Der Beginn der Zeitmessung erfolgt, wenn der Starttastschalter TS 1 gedrückt wird, sie ist beendet durch einen Druck auf den Stoptastschalter TS 2. Ein eingebautes eigenes Netzteil versorgt die Schaltung mit der benötigten Betriebsspannung.

Der Betriebszustand wird durch die Lampe La 1 angezeigt. Sie leuchtet bei eingeschaltetem Gerät. Die Lampe La 2 wird über den Arbeitskontakt a 3 des Relais nur dann eingeschaltet, wenn die Starttaste TS 1 gedrückt wurde. Diese Lampe brennt während der gesamten Zeitmessung. Nach Drücken der Stoptaste TS 2 erlischt sie sofort. Nach einer erfolgten Messung kann die am Zählrelais ZR angezeigte Zeit durch eine Rückstelltaste gelöscht werden, oder die Zeitanzeige läuft weiter, wenn erneut die Starttaste TS 1 gedrückt wurde. Die *Tabelle* nennt die verwendeten Spezialteile.

Der Aufbau des Zeitmeßgerätes erfolgt auf einer Druckplatte *(Bild 2)*. Die Verbindungsleitungen 1 bis 8 sind dem Verdrahtungsplan entsprechend zu verlegen. Sie sind einerseits mit den entsprechenden Punkten 1 bis 8 auf der Druckplatte und andererseits mit den mechanischen Bauteilen auf der Frontplatte zu verlöten.

Eingebaut wird das Gerät in ein pultförmiges Teko-Gehäuse Typ 363. Die

Im Mustergerät verwendete Spezialteile

ZR = Zählrelais 210 Ω, Fa. Hengstler, Best.-Nr. 1404365
Rel = 24-V-Relais, Fa. Schrack, RA 401024 4 x U
Tr = Netztransformator 220 V/12 V/24 V, Zeissler, Typ: SBA EJ 54-33
La 1 = Skalenlampe 12 V/0,1 A, E 10 Gewinde mit Rafi Lampenfassung 1.02025 rot
La 2 = Skalenlampe 12 V/0,1 A, E 10 Gewinde mit Rafi Lampenfassung 1.02025 grün
Si = Sicherungselement Rafi 1.04002 mit Feinsicherung 300 mA
S = Netzschalter (Kipphebelschalter einpolig)
TS 1 = Tastschalter (Start) 1 x a Rafi 1.01102 grün (a = Arbeitskontakt)
TS 2 = Tastschalter (Ende) 1 x r Rafi 1.01102 rot (r = Ruhekontakt)
Teko-Gehäuse Mod. 363 pultförmig
2 Distanzstücke 6 mm x 10 mm, Zeissler 0802-01

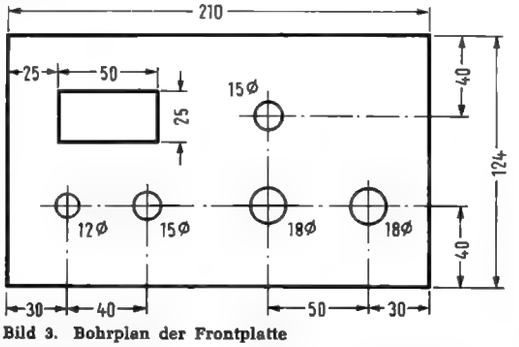


Bild 3. Bohrplan der Frontplatte

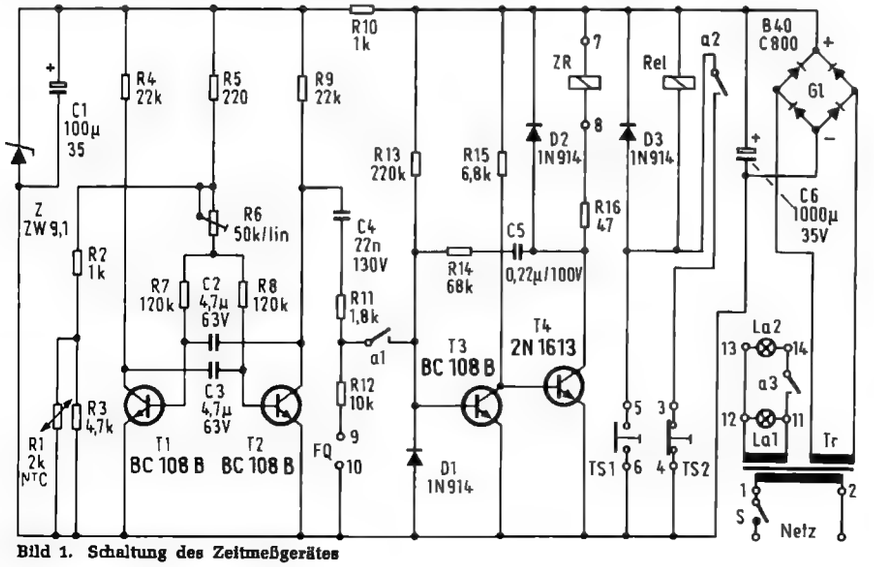
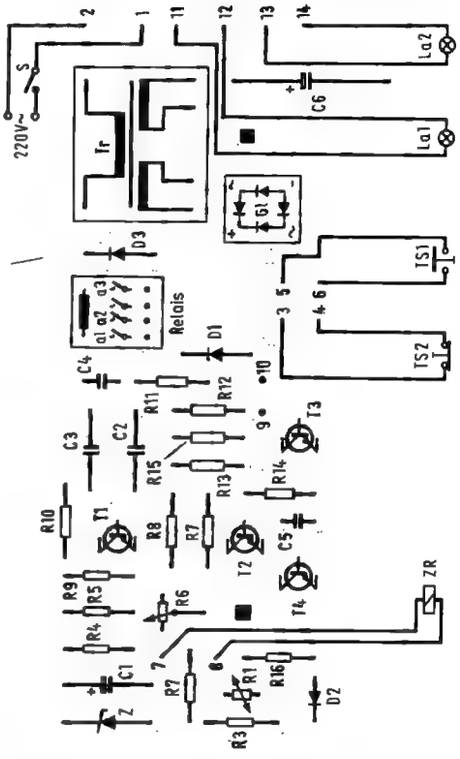


Bild 1. Schaltung des Zeitmeßgerätes



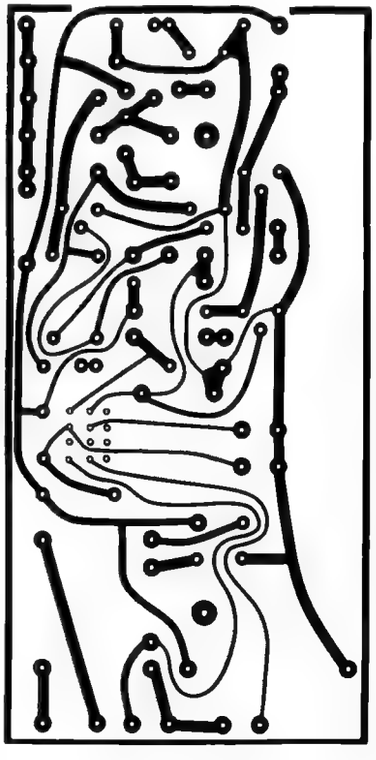


Bild 2. Platine und Bestückungsplan (Maßstab 1:2)

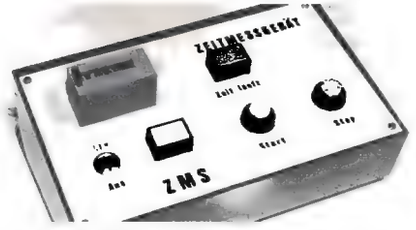


Bild 4. Ansicht des Mustergerätes

Löcher und Ausschnitte in der Aluminiumfrontplatte sind dem Bohrplan entsprechend einzuarbeiten *(Bild 3)*. Ist dies geschehen, erfolgt die Montage der Tastschalter, der Anzeigelampen, des Netzschalters und des Zeitrelais auf der Frontplatte.

Bevor die Frontplatte mit dem Gehäuse verschraubt wird, ist das Gerät zu eichen. Nach einer Stoppuhr oder einem Sekundenzeiger einer Armbanduhr wird der Einstellregler R 6 so eingestellt, daß das Zählrelais in jeder Sekunde um eine Stelle weiterzählt.

Von den vielen Anwendungsmöglichkeiten für dieses Gerät sollen nur einige herausgestellt werden. Z. B. ist es möglich, den Zeitmesser zur Kontrolle bei Ferngesprächen zu verwenden. Wird er bei Gesprächsbeginn gestartet und bei Gesprächsende gestoppt, so kann sofort abgelesen werden, wie lange Zeit für ein Gespräch benötigt wurde. Anhand von Fernsprechtabellen können die Kosten für geführte Gespräche sofort ermittelt werden. Weitere Anwendungsmöglichkeiten gibt es beim Modellautorennen, wenn die Rundenzeiten ermittelt werden sollen, oder beim Schachspielen, wenn man sich selbst kontrollieren möchte, wie lange Überlegungszeit man für einen Zug benötigt hat. Auch für Tonband- und Fotoamateure ist das Gerät *(Bild 4)* geeignet.

Dipl.-Ing. Ernst H. Nölke

Hochohmiger Transistorvorsatz für Vielfachmeßinstrumente

Neuzeitliche Geräte der Gebrauchselektronik verlangen an vielen Stellen in der Schaltung die Messung von Gleichspannungen, die nur von Meßinstrumenten mit sehr hohem Eingangswiderstand durchgeführt werden können. Bekannt sind hierfür Röhren- und Transistorvoltmeter.

Auch ein Hobbyelektroniker kommt heute ohne solche Meßgeräte nicht mehr aus. Handelsübliche Röhren- bzw. Transistorvoltmeter sind aber, auch als Bausätze, nicht billig.

Jeder Praktiker besitzt im allgemeinen ein Vielfachmeßinstrument mit einem inneren Widerstand von 2000 Ω/V und höher. Ein solches Gerät läßt sich mit etwas Geschick zu einem sehr empfindlichen Transistorvoltmeter mit hochohmigem Eingang erweitern.

Das Mustergerät *(Bild 1)*, für das ein Universal-Drehspulinstrument mit 180 µA Strom bei Vollausschlag verwendet wurde, erfüllt grundsätzlich folgende Forderungen:

1. Mitbenutzung vorhandener Vielfachmeßgeräte mit einem Innenwiderstand ab 2 kΩ/V, entsprechend 500 mA Strom bei Vollausschlag;
2. Verbesserung des inneren Widerstandes um das Vielfache des vorhandenen Gerätes;
3. kleine Abmessungen und geringes Gewicht;
4. Netzunabhängigkeit durch Batteriebetrieb;
5. einfache Schaltung mit gängigen bzw. vorhandenen und anpaßbaren Einzelteilen;
6. Verwendung der Skaleneinteilung des vorhandenen Gerätes;
7. einfache Nullkorrektur und ständige Kontrollmöglichkeit der Batteriespannung;
8. ausreichende Genauigkeit für Hobby- und viele Service-Arbeiten an elektronischen Geräten;
9. niedrige Kosten, daher kein Nachbaurisiko.

◀ Bild 1. Ansicht des Mustergerätes

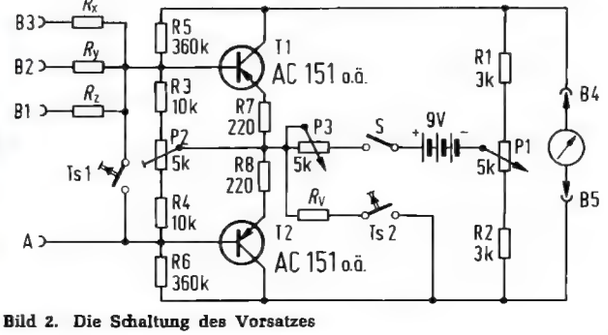


Bild 2. Die Schaltung des Vorsatzes

Funktionsweise

Das Vorsatzgerät wird in ein Kästchen eingebaut, welches auch das vorhandene Vielfachmeßinstrument aufnimmt, was aber nicht unbedingt sein muß; denn das Vorsatzgerät bildet eine Einheit für sich und wird nur mittels einer zweiadrigen Verbindungsschnur an die Meßwerkspulenenden angeschlossen. Diese sind bei fast allen Vielfachmeßgeräten getrennt herausgeführt und entsprechen dann dem empfindlichsten Strommeßbereich des betreffenden Gerätes.

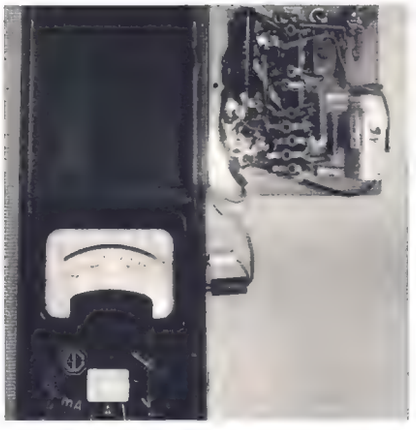
Die Arbeitsweise mit dem fertig gebauten Gerät ist einfach und unkompliziert. Für normale Meßvorgänge benutzt man das Vielfachmeßinstrument. Benötigt man einen hochohmigen Eingang, wird das Vorsatzgerät eingeschaltet und die zweiadrige Schnur an die Meßwerkbuchsen angeschlossen. Damit nicht zwei lose Geräte den Meßvorgang stören, wurden, wie es Bild 1 zeigt, Vielfachmeßgerät und Vorsatzgerät in einem passend angefertigten Holzkästchen angepaßt.

Die Schaltung

Zwei Nf-Treiberstufentransistoren T 1 und T 2 *(Bild 2)* in Gegentaktschaltung liegen mit den Kollektorwiderständen R 1 und R 2 sowie dem Abgleichpotentiometer P 1 in einer Brücke. In die Brückendiagonale wird das vorhandene Vielfachmeßinstrument eingeschaltet. Der Einstellwiderstand P 2 nebst Taste Ts 1 dienen dem Basisabgleich, der später beschrieben wird.

Für den Nachbau sind in der Schaltung vor allem die Größen der Vorwiderstände R_x, R_y, und R_z von wesentlicher Bedeutung. Diese Widerstände sind nämlich einmal von der Empfindlichkeit des zur Verwendung kommenden Vielfachmeßinstrumentes und zum anderen von den gewünschten Meßbereichen bzw. der Skaleneinteilung abhängig und müssen daher unbedingt ausprobiert bzw. angepaßt werden. Für zwei Vielfachmeßgeräte des Verfassers ergaben sich die in *Tabelle 1* genannten Werte für Vollausschlag des Zeigers.

Die Widerstandswerte R_x, R_y und R_z sind vom Zahlenwert her verhältnisgleich zu den entsprechenden Spannungsbereichen. Das dokumentiert die Linearität. Zu beachten ist aber, daß die aufgedruckten oder Farbcode-Sollwiderstandswerte oft bis zu 10 % und mehr vom Istwert, besonders bei den sehr hochohmigen Werten, abweichen. Daher ist hier ein Ausprobieren bzw. ein Zu- und Abschalten von Zusatzwiderständen in Reihe nicht zu umgehen. Helfen kann



◄ Bild 3. Blick auf die Rückseite der Frontplatte

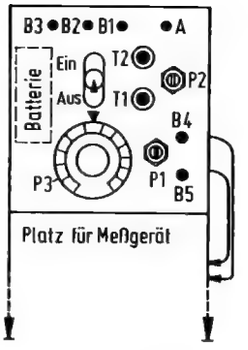


Bild 4. ► Vorschlag für die Anordnung der Bedienungselemente auf der Frontplatte

einem hierbei die Verwendung hochohmiger Regelwiderstände, die ein genaues Einjustieren auf den Skalenendwert ermöglichen. Für die Bezugsspannung kann, falls gewünscht, ein stabilisiertes Netzteil dienen; bei den niedrigen Spannungen ein Akkumulator. Es sei auch noch darauf hingewiesen, daß die Art und der elektrische Zustand der verwendeten Transistoren zusätzlich abweichende Werte für R_x, R_y und R_z bringen.

Da je nach verwendetem Vielfachmeßinstrument nur wenige µA durch diese Widerstände fließen, ist die Belastbarkeit ohne Bedeutung, und es lassen sich Innenwiderstände bis 0,25 MΩ/V und mehr erzielen.

Die Batteriespannung von 9 V ist durch den Einstellwiderstand P 3 zwischen etwa 6 V und 9 V veränderbar. Damit soll erreicht werden, daß das Gerät stets unter 9 V betrieben wird, so daß bei nachlassender Batteriespannung immer der gleiche Betriebswert eingestellt werden kann. Auf aufwendige Regelschaltungen kann daher verzichtet werden. Die Größe des Regelwiderstandes R_V wird so ausprobiert, daß bei etwa halb aufgedrehtem Einstellwiderstand P 3 und beim Drücken der Taste Ts 2 der Zeiger des Meßinstrumentes auf einem willkürlich festgelegtem Punkt der Skala ausschlägt. Das kann z. B. Skalenmitte sein. Diese Kontrolle sollte vor Beginn von Messungen und wiederholt zwischendurch erfolgen, da die richtige Batteriespannung ein nicht unwesentlicher Faktor für die Genauigkeit ist. Man braucht hierbei aber nicht übertreiben, da auch bei nicht gleichmäßiger Batteriespannung eine in den meisten Fällen ausreichende Genauigkeit der Spannungsangabe gewährleistet ist. Es empfiehlt sich, für P 3 einen nicht zu kleinen Drehknopf, möglichst mit Gradeinteilung zu wählen, um eine leichte Veränderung von P 3 ohne Trimmerschraubenzieher zu erreichen. Richtwerte für R_V sind in Tabelle 1 angegeben.

Tabelle 1. Richtwerte für die Widerstände R_x, R_y, R_z und R_V

R	Meßgerät I 180 µA; Skaleneinheit 0 bis 6 und Skaleneinheit 0 bis 3
R_x	50 MΩ bei 300 V
R_y	5,0 MΩ bei 30 V
R_z	1,0 MΩ bei 6 V
R_V	30 kΩ
	Meßgerät II
	500 µA; Skaleneinheit 0 bis 7,5
R	**und Skaleneinheit 0 bis 3**
R_x	17 MΩ bei 300 V
R_y	4,5 MΩ bei 75 V
R_z	0,45 MΩ bei 7,5 V
R_V	10 kΩ

Einstellungen

Das Gerät wird wie folgt symmetriert bzw. justiert:

1. Nach Anschluß des Vielfachmeßinstrumentes und der Kontrolle der Batteriespannung mit Ts 2, wie vorher beschrieben, Schalter S einschalten, und einige Zeit warten.

2. Die Basis der beiden Transistoren mit Taste Ts 1 kurz schließen und mittels P 1 den Zeiger des Instrumentes auf Nullausschlag bringen.

3. Durch Loslassen der Taste Ts 1 wird der Basiskurzschluß wieder beseitigt, und der Zeiger wird sich erneut von der Nullstellung entfernen. Diesen Ausschlag beseitigt man mit P 2. Damit ist die Schaltung symmetriert und betriebsbereit, wobei es sich als zweckmäßig erwiesen hat, die Nullstellung gelegentlich mit P 2 besonders nach längeren Meßpausen erneut zu korrigieren (Temperaturwechseleinflüsse).

Tabelle 2. Im Mustergerät verwendete Spezialteile

P 1 = 5 kΩ Kleinpotentiometer mit Trimmschlitz
P 2 = 5 kΩ Kleinpotentiometer mit Trimmschlitz
P 3 = 5 kΩ linearer Drehwiderstand mit Skalendrehknopf
2 Nf-Transistoren mit P_{C+E} von 50...100 mW
1 Schalter einpolig (Ein/Aus)
2 Mini-Taster einpolig
6 Buchsen oder Polklemmen
1 Lötösenleiste mit acht bis zehn Stützpunkten
1 Plexiglasplatte 3 mm dick, farbig
1 Holzkästchen aus 6 mm dickem Sperrholz oder ähnlichem Material
1 9-V-Standard-Transistorbatterie mit Druckknopfanschlußverbinder und Befestigungsmöglichkeit

Für den Anschluß der zu messenden Gleichspannung noch ein besonderer Hinweis: Die Polung der Gleichspannung am Eingang ist nicht kritisch. Schlägt das Instrument falsch aus, braucht man nur am Eingang A mit B 1 bis B 3 zu vertauschen. Selbstverständlich kann man aber auch die Anschlüsse B 4/B 5 am Meßinstrument vertauschen. Dies ist sogar notwendig, wenn die Batteriekontrolle beim Betätigen von Ts 2 einen entgegengesetzten Zeigerausschlag zeigt.

Versuche des Verfassers mit Meßinstrumenten mit weniger als 2000 Ω/V verliefen unbefriedigend. Vollausschlag wurde wegen des höheren Stromwertes dieser Instrumente nicht erreicht, und die Meßanzeigen zeigten keinen linearen Verlauf. Daher ist den Besitzern von Meßgeräten dieser Art von Nachbau abzuraten.

Der Aufbau

Der Aufbau des Gerätes *(Bild 3)* hängt von Form und Abmessungen des anzuschließenden Vielfachmeßgerätes ab. Die Einzelteile des Vorsatzes wurden beim Mustergerät auf einer farbigen 3 mm dicken Plexiglasplatte von etwa 11 cm Höhe aufgebaut. Die Breite dieser Platte richtet sich nach der Breite des Meßgerätes. Als inneres Gerippe für die Schaltelemente diente u. a. eine neunteilige Lötösenleiste.

Da elektronisch nichts kritisch ist, steht naturgemäß auch anderen Aufbaumöglichkeiten nicht im Wege.

Folgende Einzelteile *(Tabelle 2)* müssen zur Bedienung nach außen herausgeführt werden: der Schalter S; vier Buchsen für drei Meßbereiche; ein zweiadriges Kabel mit Steckern oder zwei weitere Buchsen bzw. Klemmen für den Anschluß des Meßgerätes; der Einstellwiderstand P 3 für die Batteriespannung; die beiden Potentiometer P 1 und P 2 sowie die beiden Taster Ts 1 und Ts 2. Die Einteilung der Frontplatte des Mustergerätes zeigt *Bild 4*.

Bis auf die Widerstände R_x, R_y, R_z und R_V ist in der Schaltung nichts kritisch. Beim Verfasser waren z. B. sämtliche zehn Transistoren eines Sonderangebotes (Typ OC 76, AC 151) für wenige DM brauchbar.

Zum Schluß noch ein Typ für diejenigen, die ein komplettes Transistorvoltmeter haben möchten: Man besorge sich ein Drehspulmeßgerät mit 50 µA oder 100 µA Empfindlichkeit und baue es mit dem beschriebenen Vorsatzgerät zusammen in einen Kasten. So erhält man ein komplettes Meßgerät mit sehr hochohmigem Eingang. Und noch ein wichtiger Hinweis: Gerät nach Benutzung unbedingt ausschalten, da trotz Nullanzeige der Batterie Strom entnommen wird.

SQ-Quadrofoniesystem

1. Teil

Selbstbau eines Matrix-Decoders

Ing. (grad.) Ingo W. Herrmann

Die Entwicklung der Quadrofoniesysteme ist noch nicht abgeschlossen. In den letzten Monaten war deutlich eine Bewegung des deutschen Hi-Fi-Marktes zu beobachten. Nur wenig Quadrofonie-Decoder werden angeboten, dafür aber eine große Anzahl von Pseudoquadrofonie-Zusatzgeräten. Sucht man ein Quadrofonie-System, das kompatibel mit den bisherigen Mono- und Stereoschallplatten-Aufzeichnungsverfahren ist und auch noch die Möglichkeit bietet, zweikanalige Tonbandaufzeichnungen und übliche Stereorundfunksender zu benutzen, dann kommen nur die Matrix-Systeme in Frage.

Die Matrix-Systeme sind in der Regel kompatibel, sie haben jedoch den Nachteil, daß z. B. ein horizontal umlaufendes Schallsignal bei der Wiedergabe aus drei bis vier Lautsprechern wahrgenommen wird, d. h. man hört sogenannte Phantomschallquellen. Dieser unerwünschte Effekt wird bei dem SQ-System von Sony, angewandt in Lizenz von CBS, durch eine Front/Back-Logik eliminiert.

Ein weiterer Vorteil dieses Systems liegt darin, daß es voll kompatibel ist, d. h. die SQ-Quadrofonie-Schallplatten können mit üblichen Mono- und Stereoschallplattenspielern wiedergegeben werden. Weiterhin können SQ-Platten mit üblichen Stereo-Tonbandgeräten aufgezeichnet und quadrofonisch über den Decoder wiedergegeben werden, von Stereorundfunksendern ausgestrahlt und mit handelsüblichen Stereoempfängern empfangen werden. Für die Decodierung des Quadrofoniesignals wird jeweils der gleiche Decoder benutzt.

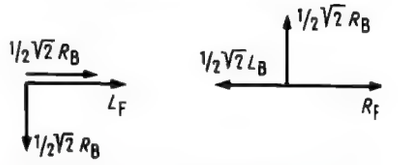


Bild 1. SQ-codierte Eingangssignale L und R

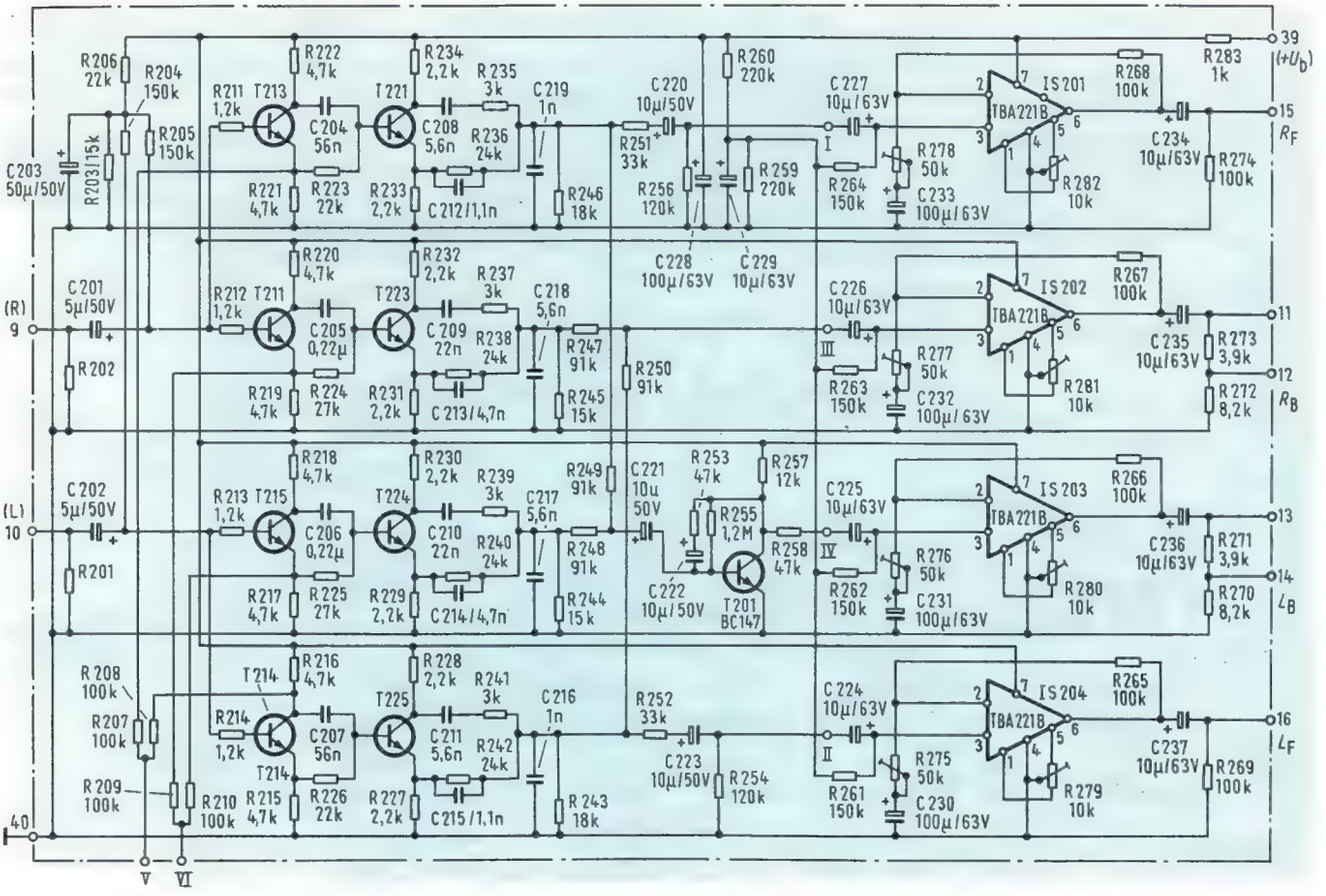


Bild 2. SQ-Quadrofonie-Decoder. Alle Widerstände 1/8 W ± 5 %; Kondensatoren C 204 bis C 219 ± 5 % MKT, MkM oder FKC; Elektrolyt-Kondensatoren Siemens B 41 316; (T 211, 213, 214, 215) = M 102 T (Telefunken); (T 221, 223, 224, 225) = M 102 T (Telefunken)

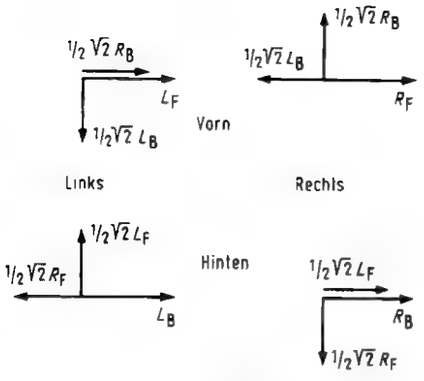
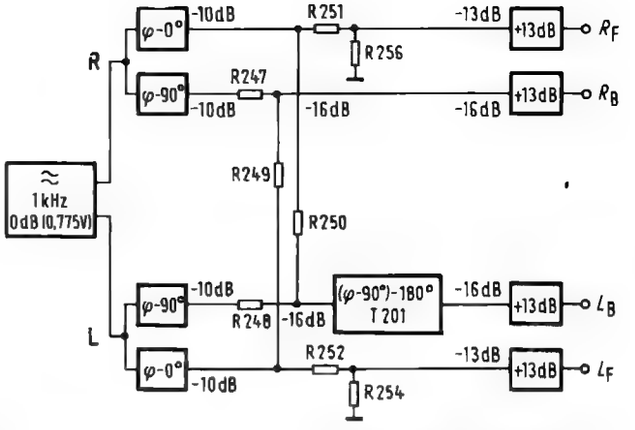


Bild 3. ▶ Spannungsverhältnisse in den vier Kanälen bei abgeschalteter Front/Back-Logik. Die Kanäle R und L werden hier gleichphasig angesteuert



◀ Bild 4. SQ-decodierte Ausgangssignale

Ein nicht zu unterschätzender Vorteil bei der Durchsetzung des Systems dürfte die Tatsache sein, daß es von großen Schallplattenkonzernen unterstützt wird. Zur Zeit befinden sich ca. 100 Platten auf dem Markt, außerdem ist der SQ-Decoder als IS (Motorola MC 1312 P, MC 1313 P) erhältlich.

Der SQ-Matrix-Decoder

Die Signale L und R kommen von einem Coder (Encoder), einem codierten Rundfunksignal, einer codierten Stereo-Tonbandaufzeichnung oder einer SQ-codierten Quadrofonie-Schallplatte *(Bild 1)*.

Die Codierungsformel lautet:

(1) $L = L_F - j\ 0{,}707\ L_B + 0{,}707\ R_B$

(2) $R = R_F - 0{,}707\ L_B + j\ 0{,}707\ R_B$

Def.:

$0{,}707 \approx 1/2 \cdot \sqrt{2}$

L_F = linker Kanal vorn

R_F = rechter Kanal vorn

L_B = linker Kanal hinten

R_B = rechter Kanal hinten

Die Signale durchlaufen je ein Paar Allpaßnetzwerke mit der Phasendrehung $(\varphi - 0°)$ und $(\varphi - 90°)$. Die Netzwerke sind als Weitwinkel-Phasenschieber ausgeführt. Sie lassen alle Audio-Frequenzen in der Amplitude unverändert, verschieben aber die Phase relativ in einem Winkel von 90° zueinander, d. h. man erhält die Signale $(L - 0°)$; $(L - 90°)$ und $(R - 0°)$; $(R - 90°)$. Da φ (f) mit Ausnahme der relativen Phasenverschiebung in allen vier Netzwerken identisch ist, erhält man vier in der Amplitude ihren Eingangssignalen entsprechende Signale.

Die codierten (Bild 1) oder uncodierten Signale gelangen über C 201 (C 202) und die Entkopplungswiderstände R 211, R 212 (R 213, R 214) auf die Basen der Transistor-Arrays (T 213, 211, 215, 214), die mit den Transistor-Arrays (T 221, 223, 224, 225, *Bild 2*) Allpaßnetzwerke darstellen. Dadurch, daß die Transistoren in Arrays zusammengefaßt sind, wird ein exakter thermischer Gleichlauf der Allpaßnetzwerke und die größtmögliche Übereinstimmung der elektrischen Eigenschaften erreicht.

Netzwerk T 213, 221 ist symmetrisch zu T 214, 225 aufgebaut und stellt den vorderen Kanal rechts bzw. links dar. T 211, 223 sind symmetrisch zu T 215, 224 aufgebaut und drehen die Phase zusätzlich um $-90°$ relativ zu den vorderen Kanälen.

Die Allpaßnetzwerke dämpfen das Eingangssignal um -10 dB *(Bild 3)*. Wie Messungen ergaben, bleibt die Amplitude über den gesamten Tonfrequenzbereich konstant. Die Phasenverschiebung beträgt $-90° \pm 10\,\%$ zwischen 20 Hz und 20 kHz.

T 221 ist direkt über einen Spannungsteiler R 251, 256 mit dem Trennverstärker IS 201 verbunden, analog da-

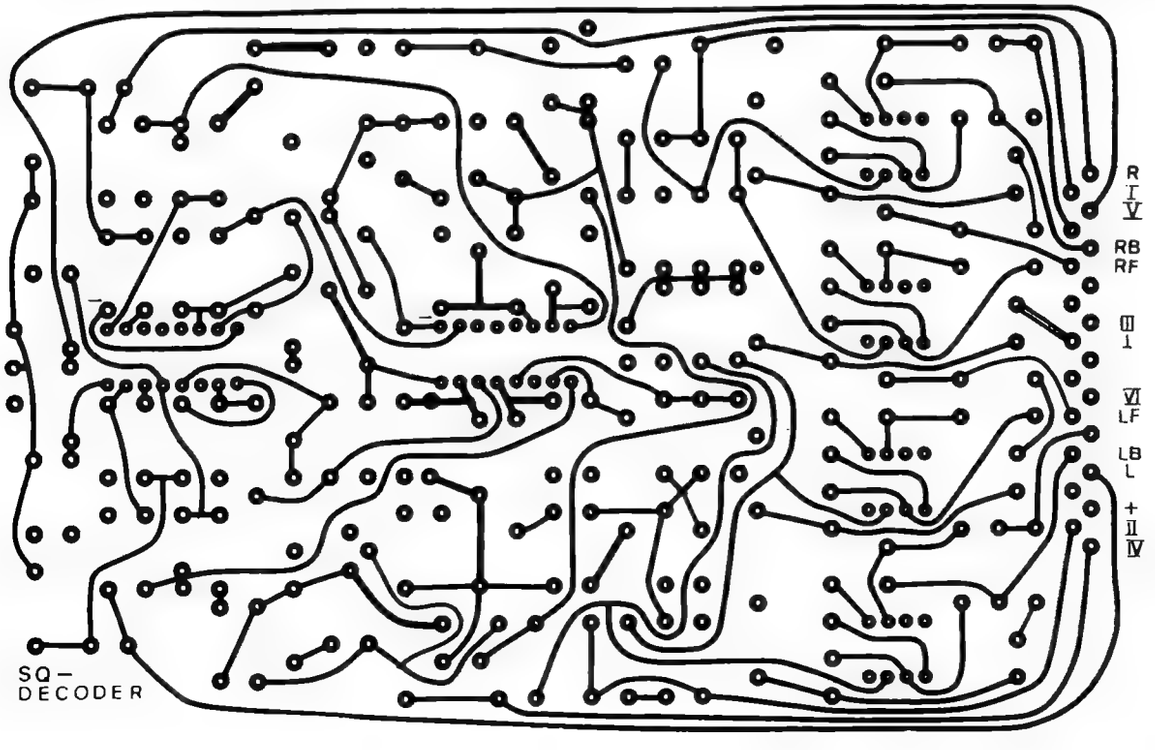


Bild 5. Platinenunterseite des SQ-Decoders

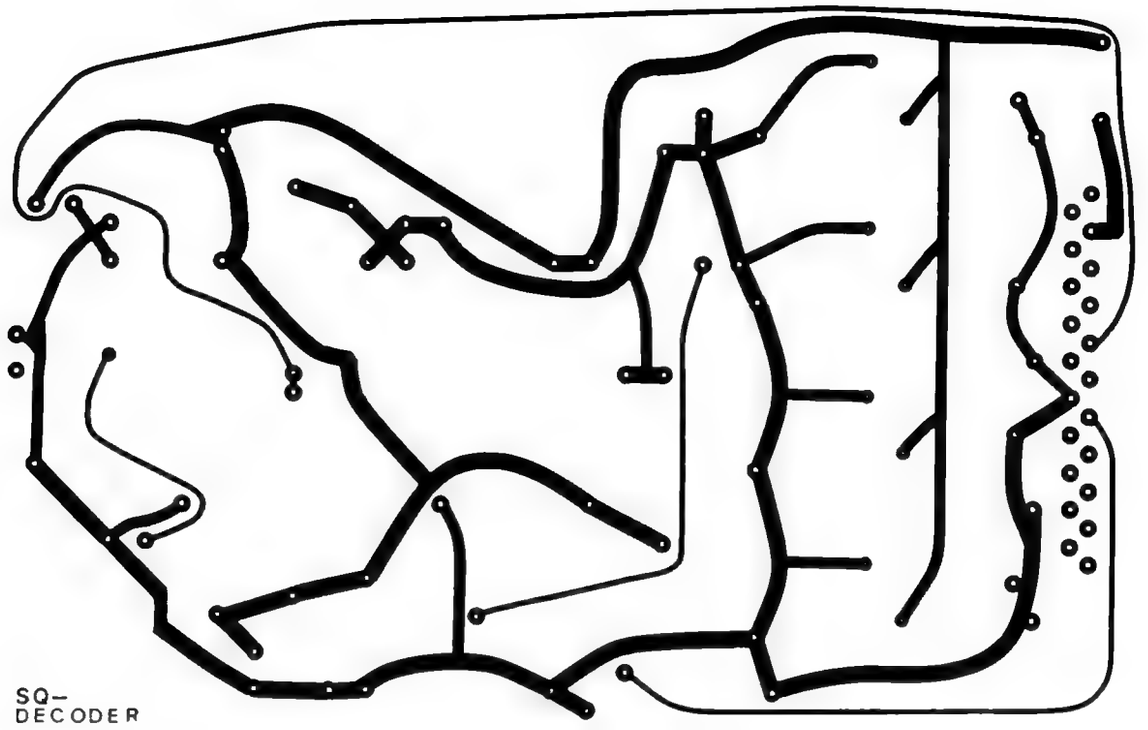


Bild 6. Bestückungsseite der Decoder-Platine

zu verhält sich der linke Kanal mit IS 204. Über R 249 wird dem um −6 dB gedämpften hinteren linken Kanal das Signal des rechten vorderen Kanals zugemischt, entsprechendes gilt für den Kanal L_F und R_B. Zusätzlich wird im Kanal L_B noch das Signal in der Phasendrehstufe T 201 um 180° gedreht. Anschließend werden die vier Signale ihren entsprechenden Trennverstärkern IS 201, 202, 203, 204 zugeführt. Hiermit werden die Signale um + 13 dB verstärkt. Die Verstärkung kann mit den Trimmwiderständen R 275, 276, 277, 278 genau auf + 13 dB justiert werden.

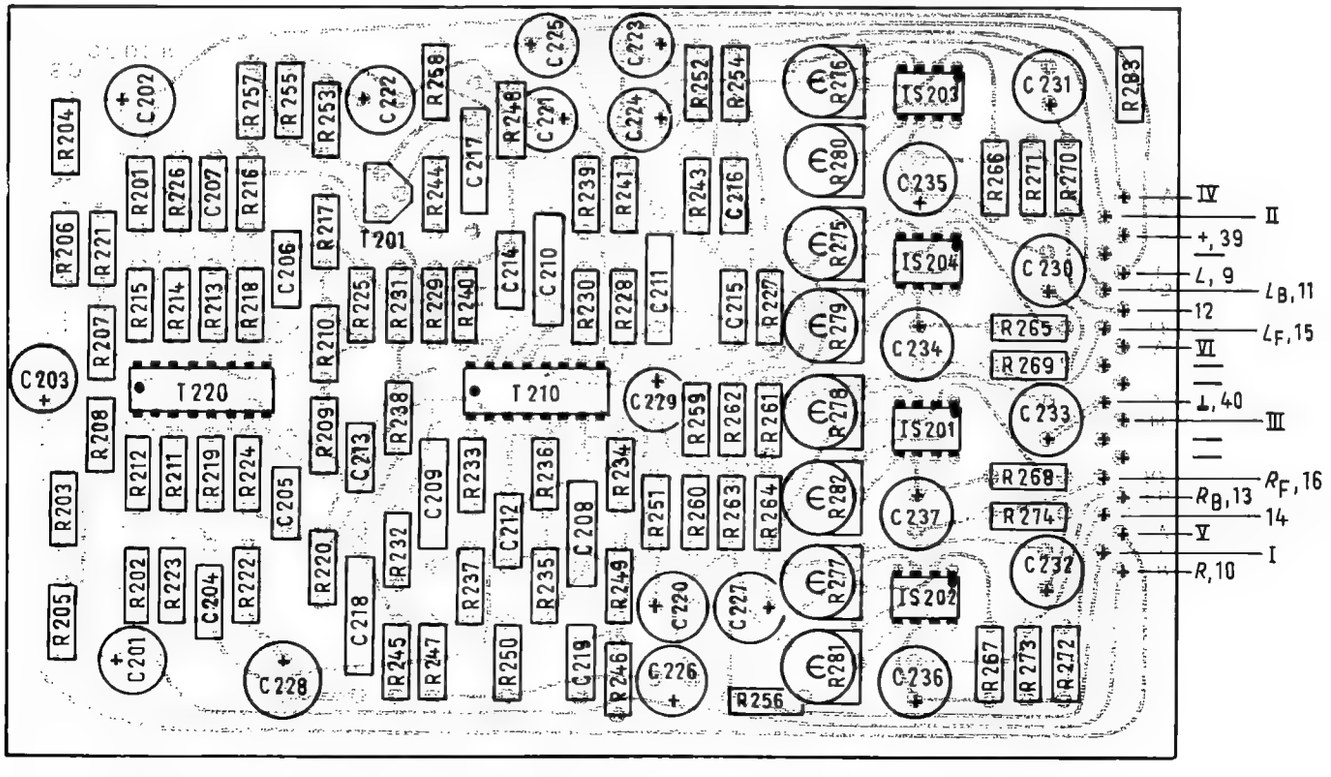


Bild 7. Bestückungsplan der Decoder-Platine mit der Anschlußbelegung

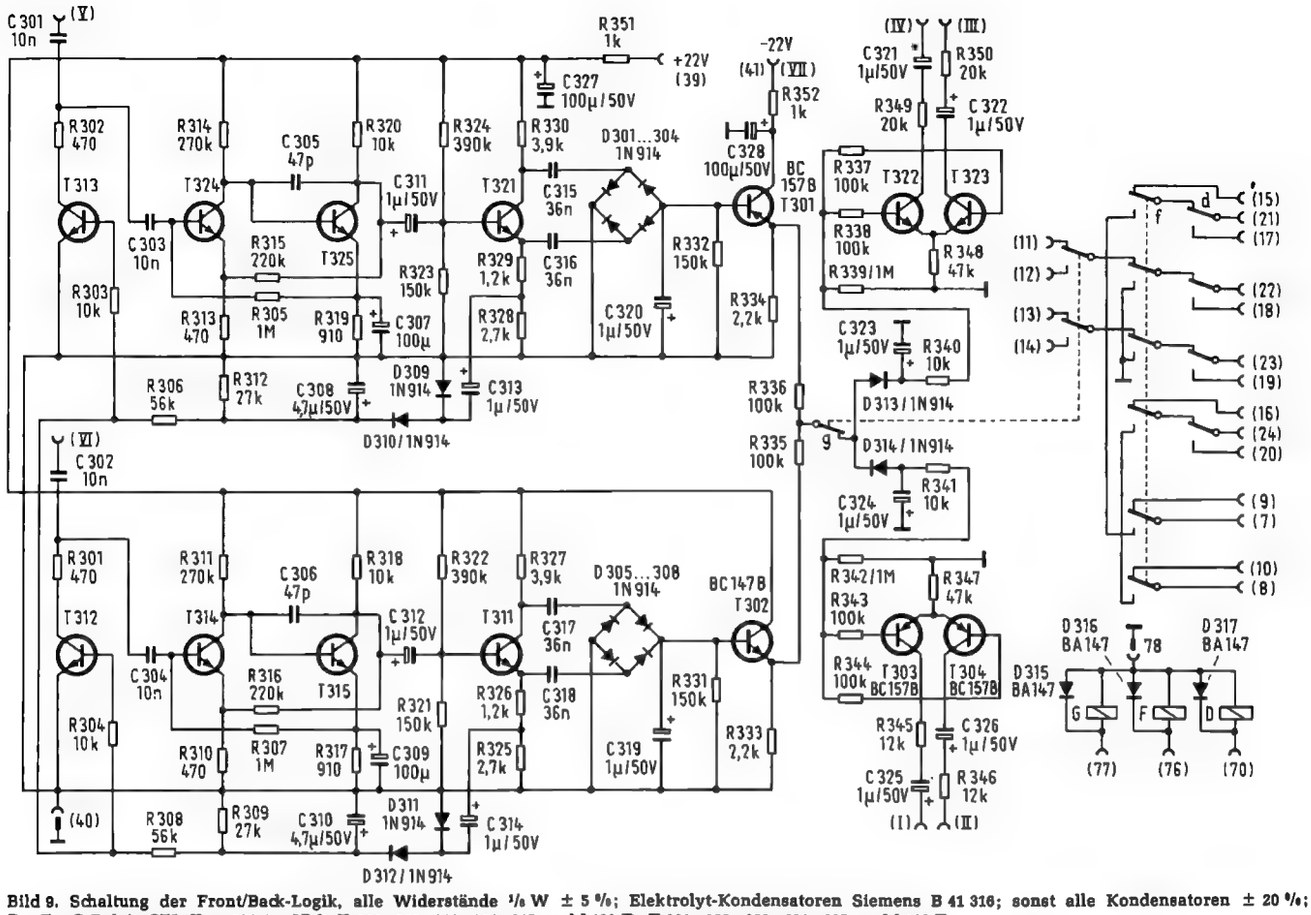


Bild 9. Schaltung der Front/Back-Logik, alle Widerstände ¹/₈ W ± 5 %; Elektrolyt-Kondensatoren Siemens B 41 316; sonst alle Kondensatoren ± 20 %; D-, F-, G-Relais SEL Typ 265 6 x UM; T 311, 312, 313, 314, 315 = M 102 T; T 321, 322, 323, 324, 325 = M 102 T

Diese Trimmer kann man auch durch Festwiderstände von 29 kΩ ersetzen.

Die Decodierungsformeln des SQ-Decoders lauten:

(3) $L_F = L$
(4) $R_F = R$
(5) $L_B = -(-j\ 0{,}707\ L) - 0{,}707\ R$
(6) $R_B = 0{,}707\ L - j\ 0{,}707\ R$

Setzt man Gl. (1) (2) in die Formeln (3, 4, 5, 6) ein, erhält man die komplexe Abstrahlung eines Tones *(Bild 4)*.

Um das durch die komplexe Abstrahlung entstehende Übersprechen zu unterdrücken, und damit eine bessere Kanaltrennung zwischen den vorderen und hinteren Kanälen zu erreichen, wird eine Front/Back-Logik benötigt.

Der SQ-Decoder ist auf einer zweiseitig kupferkaschierten Platine im Europakartenformat aufgebaut *(Bild 5* bis *7)*. Die Platine ist durch eine 21polige Steckerleiste (Siemens o. ä.) als Steckkarte zu verwenden.

Die Front/Back-Logik

Wird ein Tonsignal zwischen einem Lautsprecherpaar abgestrahlt, nimmt ein Zuhörer gegenphasige Übersprechanteile wahr, wenn die Orginalsignale inphasige Schallanteile enthalten. Die

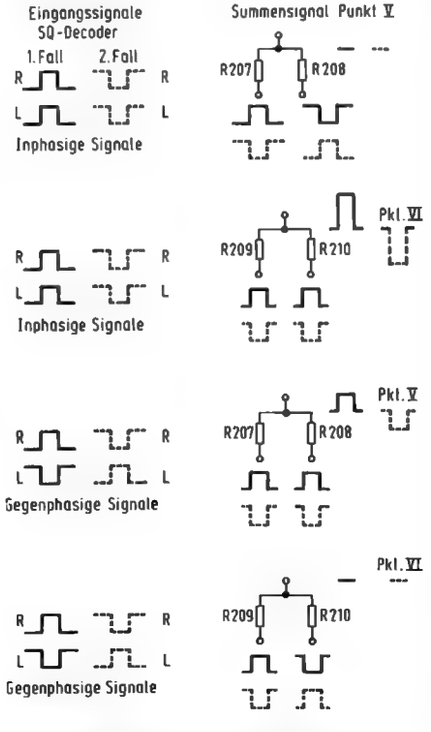


Bild 8. Eingangslogik der Front/Back-Logik mit den unterschiedlichen Signalmöglichkeiten

Front/Back-Logik eliminiert diese unerwünschten Phantomschallanteile.

Über die Widerstände R 207 und R 208 wird das Signal $(R - L)$ und über die Widerstände R 209 und R 210 das Signal $(R + L)$ dem SQ-Decoder entnommen *(Bild 8)* und durch die Transistor-Arrays T 324, T 325 (T 314, T 315) verstärkt und dem Trennverstärker T 321 (T 311) zugeführt *(Bild 9)*. Anschließend werden die Signale dem Brückengleichrichter D 301...D 304 (D 305...D 308) gegenphasig zugeführt und durch C 320 (C 319) geglättet.

Die Dioden D 301...D 304 sind zu den Dioden D 305...D 308 gegenpolig eingebaut. Dadurch wird gewährleistet, daß bei inphasigen L- und R-Signalen am Eingang des SQ-Decoders an der Basis von T 302 ein positives Signal anliegt (Bild 9). Dadurch wird die Diode D 313 leitend und schaltet T 322 und T 323 durch, d. h. der differenzielle Widerstand wird im Rhythmus der Gleichspannung verkleinert und damit werden die gleichphasigen Schallanteile der hinteren Kanäle R_B und L_B unterdrückt. Analog dazu werden bei gegenphasigen Eingangssignalen die Mischtransistoren T 303 und T 304 der Frontkanäle angesteuert. *(Fortsetzung folgt)*

Ing. (grad.) Harry Wessolowski

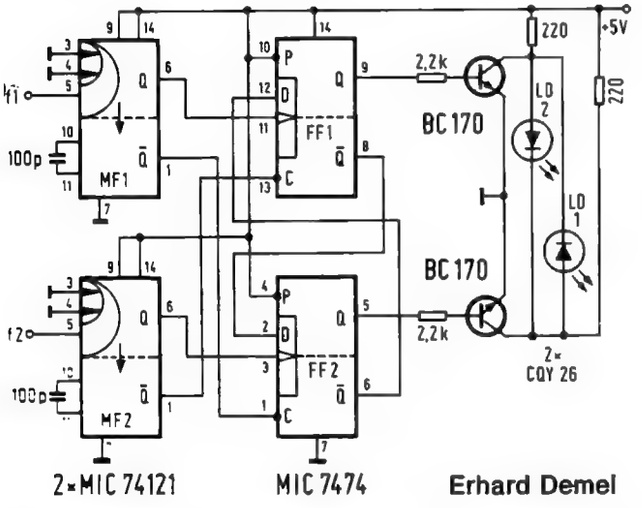
Kombinierte Frequenz- und Phasenvergleichsschaltung

Viele Regelungsaufgaben können durch einen Frequenz- und Phasenvergleich mit geringem Aufwand gelöst werden, wenn ein geeigneter Diskriminator zur Verfügung steht, dessen Ausgangsspannung in Höhe und Polarität von der Frequenz- und Phasendifferenz der zu vergleichenden Signale abhängt. Bei den üblichen Frequenzvergleichsschaltungen geht die Ausgangsspannung bereits auf Null, wenn noch eine Phasendifferenz besteht. Andererseits arbeiten Phasenvergleichsschaltungen nur bei geringen Frequenzdifferenzen einwandfrei, so daß für eine phasenstarre Verkopplung von Ist- und Sollfrequenz ein Phasen- und ein Frequenzdiskriminator erforderlich ist. Diese werden dann häufig kombiniert; Beispiel: Phasen- und Frequenzvergleich in Fernsehempfängern.

Aus der Literatur [1] ist das Prinzip einer kombinierten Frequenz- und Phasenvergleichsschaltung bekannt. Eine derartige mit diskreten Bauelementen bestückte Schaltung wird z. B. von Rohde & Schwarz in dem Zähler FET 2 verwendet. Im folgenden wird eine nach diesem Prinzip arbeitende Schaltung gezeigt, die drei integrierte TTL-Schaltungen enthält *(Bild)*. Die Schaltung arbeitet im Frequenzbereich von 0 Hz bis 5 MHz.

Die beiden Monoflops MIC 74121 enthalten je einen Schmitt-Trigger, der die Eingangswechselspannungen in Rechteckimpulse umformt. Mit der angegebenen Beschaltung werden Impulse von etwa 150 ns Dauer erzeugt. Mit diesen kurzen Impulsen werden zwei D-Flipflops angesteuert, die in einem MIC 7474 enthalten sind. Das Flipflop FF 1 kann nur dann durch einen Impuls aus dem Monoflop MF 1 in seine Arbeitslage gekippt werden, wenn das Flipflop FF 2 sich zur Zeit der Vorderflanke des Ansteuerimpulses in Ruhelage befindet. Entsprechendes gilt auch umgekehrt. Das Setzen in die Ruhelage erfolgt von den Ausgängen $\overline{Q}$ der Monoflops. Bei einem Impuls aus dem MF 1 wird also das Flipflop FF 2 auf Null gesetzt. Gibt dagegen MF 2 einen Impuls ab, wird FF 1 in die Ruhelage gesetzt.

An den Ausgängen der Flipflops kann die Information abgegriffen werden, mit der beispielsweise die Frequenz der einen Eingangsspannung nachgeregelt wird. In diesem Schaltbeispiel wird lediglich die Frequenz- bzw. Phasendifferenz mit zwei Leuchtdioden angezeigt. Ist z. B. $f_1 > f_2$ oder eilt f_1 in der Phase vor, so leuchtet die Leuchtdiode LD 1 auf, und LD 2 bleibt dunkel. LD 1 bleibt dunkel, und LD 2 leuchtet auf, wenn entgegengesetzte Verhältnisse vorliegen. An Stelle der Leuchtdioden können auch Glühlampen verwendet werden. Die beiden 220-Ω-Widerstände entfallen dann, und es sind u. U. stärkere Transistoren oder Darlingtonschaltungen einzusetzen.



Kombinierte Frequenz- und Phasenvergleichsschaltung

Literatur

[1] *Fritze, Bernd:* Eine Frequenz- und Phasenvergleichsschaltung für großen Frequenzbereich. NTZ, Heft 8, 1971, S. 437–439.

Erhard Demel

Suchlauf – einmal anders

Das Thema Suchlauf-Elektronik ist schon vielfach behandelt worden. Alle bisher veröffentlichten Schaltungen wurden mit einem Schalter bedient und änderten ihre Laufrichtung an den Bandenden. Eine Schaltung, die eine Laufrichtungsänderung auch in der Bandmitte ermöglicht, erfordert natürlich zwei Schalter, sie ist aber damit ein vollwertiger Ersatz für konventionelle Skalenseilantriebe. In Zusammenhang mit Spannungsteilerschaltungen können auch Senderfesteinstellungen vorgenommen werden. Die Frequenzanzeige erfolgt in diesem Fall durch ein Spannungsmeßinstrument. Das Prinzip der Schaltung soll an Hand von *Bild 1* erläutert werden.

Im Mittelpunkt befindet sich der Regelspannungsverstärker RV, der den

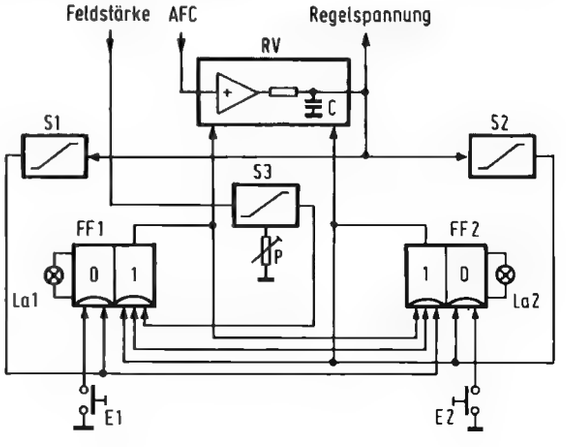


Bild 1. Prinzip des elektronischen Suchlaufs

Der Verfasser ist Mitarbeiter von Intermetall, Freiburg.

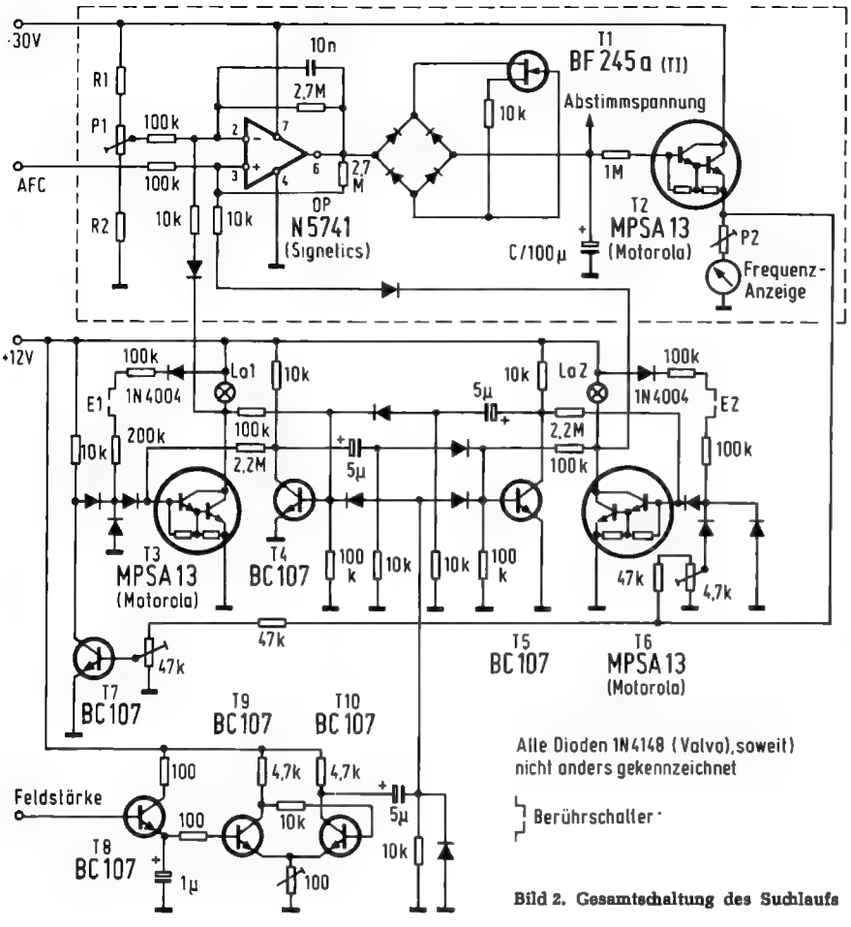


Bild 2. Gesamtschaltung des Suchlaufs

Ladekondensator C auf- oder entlädt. Beginnt man beim Einschalten des Gerätes, so ist Kondensator C noch nicht geladen. Der Spannungsdetektor S 1 bewirkt bei zu niedriger Spannung, daß das Flipflop FF 2 umschaltet und der Kondensator C aufgeladen wird, bis 1. der Spannungsdetektor S 1 abschaltet und 2. der Feldstärkedetektor S 3 das Flipflop FF 2 wieder umschaltet. Nun ist ein Sender eingestellt. Sollten weitere Sender eingestellt werden, so ist einer der Schalter E 1 oder E 2 zu betätigen. Da die Schalter Flipflops ansteuern, werden die Laufbefehle gespeichert, was durch jeweils eine der beiden Lampen La 1 oder La 2 angezeigt wird. Der einmal erteilte Laufbefehl wird immer dann gelöscht, wenn der Feldstärkeschwellwertschalter S 3 anspricht oder wenn ein Laufbefehl in die jeweils andere Richtung gegeben wird. Erreicht die Abstimmspannung eine der durch die beiden Schwellwertschalter S 1 und S 2 festgelegten Bandgrenzen, so ändern sie die Laufrichtung. Ein Stehenbleiben an den Bandgrenzen wird dadurch verhindert, und es ist gewährleistet, daß immer ein Sender eingestellt ist. Durch eine Schwellwertänderung von S 3 an dem Trimmpotentiometer P kann erreicht werden, daß der Suchlauf nur bei Sendern oberhalb einer gewünschten Feldstärke anhält. Zum Betrieb eines solchen Suchlaufes sind also nur die Feldstärkespannung und eine AFC-Spannung nötig.

Die elektronische Schaltung zeigt *Bild 2*. Die Bedienung erfolgt in dieser Schaltung durch Berührkontakte. Die Ausführung nach Bild 2 ist bis auf den Operationsverstärker OP nicht integriert. Eine Auslegung mit integrierten Transistoren ist auch möglich (z. B. CA 3086 von RCA). Jedoch ist bei der Anwendung auf die Hinweise der Datenblätter besonders zu achten.

Die Transistoren T 3, T 4 sowie T 5, T 6 bilden die Flipflops FF 1 und FF 2. T 8 bis T 10 setzen den Feldstärkeschalter S 3 zusammen. S 1 und S 2 erfordern keine Schmitt-Trigger-Schaltung, da in diesem Fall das Schaltverhalten der Flipflops ausgenutzt wird. Die Gleichrichterbrücke mit eingebauter Konstantstromquelle im Regelspannungskomparator bewirkt, daß der Ladekondensator C mit konstantem Strom sowohl auf- als auch entladen werden kann, was sich besonders positiv durch ein gleichmäßiges Laden über den gesamten Bereich äußert. Die Anzeigelampen sind der Einfachheit halber direkt mit in die Flipflops eingebaut. Der Kondensator C 1 soll unerwünschte Regelschwingungen unterdrücken. Mit den Widerständen R 1, R 2 und P 1 wird der mittlere Pegel der AFC-Spannung eingestellt. Der Wert der Serienschaltung von R 1, R 2 und P 1 sollte bei 10 kΩ liegen. Bei Verwendung des Zf-Verstärkers CA 3089 von RCA kann auf die eben erwähnten Widerstände verzichtet werden, da dieser Zf-Verstärker die zweite Spannung mitliefert. Der Wert von P 2 richtet sich nach der Empfindlichkeit des für die Frequenzanzeige verwendeten Meßinstrumentes.

Bild 3 zeigt die Möglichkeit, Festeinstellungen vorzunehmen. Dabei ist jedoch darauf zu achten, daß die Querströme der Einstellwiderstände höher sind als der Strom der Konstantstromquelle im Regelspannungskomparator. Gegebenenfalls kann ein parallel geschalteter Kondensator die Einstellgeschwindigkeit erhöhen.

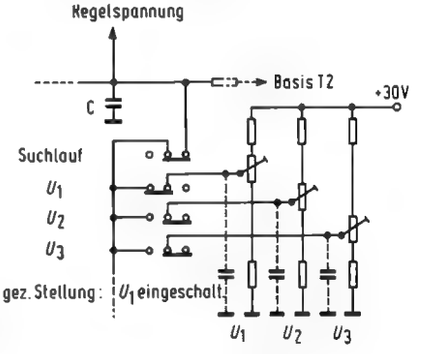


Bild 3. Zusatzschaltung für Feststationen

Ein wiederholter Blick auf Bild 1 zeigt, daß sich die Schaltung mit Ausnahme des Regelverstärkers R auch mit digitalen Bausteinen verwirklichen läßt. Empfehlenswert wegen ihrer Preisgünstigkeit ist die TTL-Serie. Dann ist aber für S 1 und S 2 jeweils ein Schmitt-Trigger vorzusehen, da die Flipflops der TTL-Serie eine bestimmte Flankensteilheit benötigen. Durch den zusätzlichen Betrieb von Lampen an den Flipflops und durch die in Bild 1 nicht berücksichtigten Berührschalter ergibt sich dann ein etwa gleich großer Aufwand an Bauelementen, wie in Bild 2 gezeigt. Da die TTL-Serie eine Spannungsversorgung von 5 V braucht, die aber in den meisten Geräten noch nicht zur Verfügung steht, vergrößert sich der Aufwand bei digitaler Schaltung noch um eine weitere Betriebsspannung. Bei entsprechender Änderung der Lampenbetriebsspannung und einiger Kollektorwiderstände ist zur Anpassung an ein Gerät eine Anhebung der Betriebsspannung von 12 V auf Spannungen bis zu 30 V möglich.

Dipl.-Ing. Roland Wirth

Programmierbarer Teiler für ganzzahlige und gebrochene Teilverhältnisse

1. Teil

Diese Beschreibung befaßt sich mit einem durch hohen Integrationsgrad leicht nachzubauenden 64-Bit-Halbleiterspeicher für viele praktische Anwendungen. Möglich sind u. a. 630 verschiedene ganzzahlige und gebrochene Teilerverhältnisse im Bereich von 2:1 bis 64:1. Eine jedem besonderen Verwendungszweck entsprechende Programmierung (für Teilverhältnisse, Tastverhältnisse, als Morse- oder Fernschreibcode-Geber u. ä.) ist ohne Veränderung der Verdrahtung in einfacher Weise durch Betätigen von drei Programmtasten und zwei Drehschaltern möglich. Das Gerät eignet sich besonders als Ergänzung zu dem in FUNKSCHAU 1972, Heft 6 bis 8 beschriebenen Eichgenerator, ist jedoch auch mit der hierfür beschriebenen Eingangsschaltung universell anwendbar.

Arbeitsprinzip

Das Kernstück des Gerätes ist ein 64-Bit-Schreib/Lese-Speicher, dessen einmal eingeschriebener Informationsinhalt beim Auslesen nicht gelöscht wird. Dieser Speicherblock wird über eine geeignete Abzähl- und Decodiereinrichtung angesteuert, so daß in zyklischer Reihenfolge jeder seiner 64 Speicherplätze zum Schreiben bzw. Lesen individuell angesprochen werden kann. Durch eine aus der Eingangstaktfrequenz gewonnene 8 × 8-Adressendecodierung wird also aus dem Speicherblock dessen Inhalt zyklisch ausgelesen und steht an seinem Ausgang in invertierter und nicht invertierter Form zur Verfügung. Dabei bestimmt der an den Zählereingang angelegte Eingabetakt die Geschwindigkeit des Auslesevorganges und damit auch die Zyklusdauer.

Durch Programmiertasten besteht die Möglichkeit, auch ohne angelegtes Eingangssignal die Adresse um jeweils einen Speicherschritt weiterzuschalten und den angesprochenen Speicherplatz mit den Binärinformationen H (High) oder L (Low) zu programmieren. Dabei ist es gleichgültig, welchen Zustand das betreffende Speicherflipflop vorher hatte, so daß also auch nachträgliche Änderungen oder Korrekturen an einem bestehenden Programm (Speicherinhalt) möglich sind. Eine besondere Rückstelltaste erlaubt zu jeder Zeit die Einstellung auf einen definierten Anfangs-Adressenschritt, von dem aus das Programm aufgebaut werden kann, wie dies später noch beschrieben wird. Durch Betätigen zweier Wahlschalter ist außerdem die Zykluslänge auf alle möglichen Bit-Werte zwischen 0 und 64 einstellbar.

Prinzipielle Funktion als Teiler für ganzzahlige Teilverhältnisse

Es stehen während eines Zyklus also maximal 64 Positionen (Flipflops) im Speicherblock zur Verfügung, die beliebig entweder mit H oder L programmiert werden können. Als einfaches Beispiel enthalte nur die erste der 64 Positionen des Speicherblockes die Information H und alle übrigen (63) die Information L. Das Ausgangssignal wird dann beim Anlegen einer Impulsfolge an den Eingang nur bei jedem 64. Eingangstaktimpuls einen Ausgangsimpuls liefern, so daß am Ausgang in diesem Fall eine im Verhältnis 64:1 untersetzte Frequenz (mit einem Tastverhältnis von 1:63) zu beobachten ist. Durch eine Rückstellung der Abzähleinrichtung auf den Anfangszustand bei Erreichen einer durch Drehschalter auswählbaren spezifischen Position des Speichers kann die Zykluslänge auf jede beliebige Zahl zwischen 0 und 63 verkürzt werden, so daß im obigen Beispiel mit einer einzigen auf H programmierten Position alle ganzzahligen Teilverhältnisse zu erreichen sind. Wird die Zykluslänge in diesem Fall also auf 2 verkürzt, so ergibt sich ein Teilverhältnis von 2:1. Ein Teilverhältnis von 2:1 läßt sich aber auch bei voller Zykluslänge dadurch erreichen, daß jede zweite Position im Speicher H programmiert wird. Das Tastverhältnis beträgt hier 1:1.

Ebenso wäre es möglich durch Programmieren der Speicherplätze 1 bis 32 auf H und 33 bis 64 auf L ein Teilverhältnis von 64:1 bei einem Tastverhältnis von 1:1 zu erhalten. In dieser Weise lassen sich beliebige ganzzahlige Teilverhältnisse zwischen 2 und 64 mit nahezu beliebigen Tastverhältnissen erzeugen. Dabei ist die Freizügigkeit in der Wahl des Tastverhältnisses am größten bei großen Teilverhältnissen und großen Zykluslängen.

Gebrochene Teilverhältnisse

Durch Programmieren von mehr als einer Speicherposition auf H lassen sich auch gebrochene Teilverhältnisse realisieren. Allgemein gilt folgende Beziehung: Durch Programmieren von n Speicherpositionen auf H in einem Zyklus von m Bit und unter der Voraussetzung, daß jeder der auf H programmierten Speicherplätze von wenigstens einem auf L programmierten Speicherplatz im Zyklus gefolgt wird, ist das Verhältnis zwischen Eingangs- und Ausgangsfrequenz nach der Beziehung zu bestimmen:

$$\frac{f_{Eing}}{f_{Ausg}} = \frac{m}{n}$$

Beispiel 1: Werden in einem Zyklus von 45 Bit 10 Positionen (z. B. 1, 3, 5, ...19) mit H programmiert, so teilt der Speicher die Eingangsfrequenz im Verhältnis:

$$\frac{m}{n} = \frac{45}{10} = 4{,}5$$

da für je 45 Eingangsimpulse nur 10 Impulse am Ausgang gezählt werden.

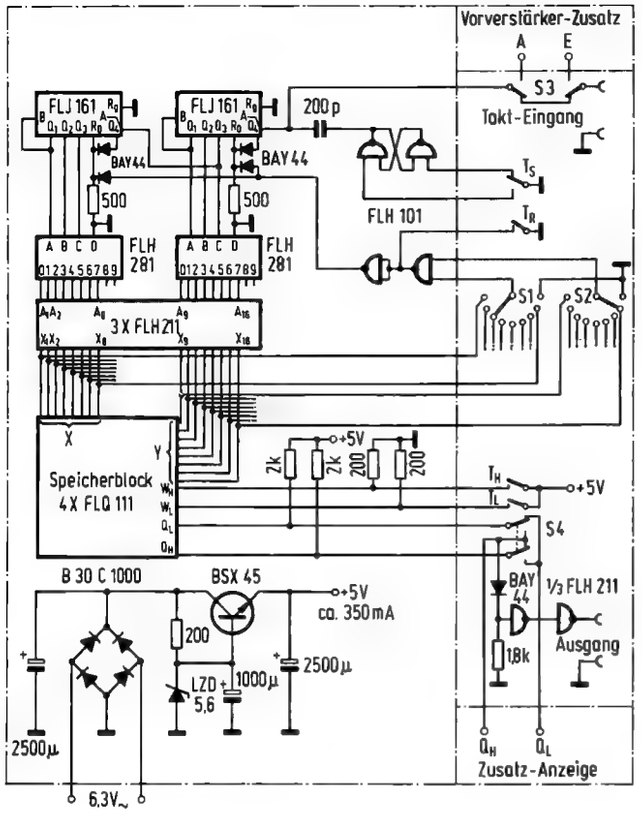
Beispiel 2: Zykluslänge $m = 64$ Bit, $n = 13$ auf H programmierte Positionen: Teilverhältnis $\frac{m}{n} = \frac{64}{13} = 4\frac{12}{13}$ oder 4,923076923076.

Arbeitsweise des Gerätes

Bild 1 zeigt die Gesamtschaltung mit 12 IS der TTL-Serie.

Eingangsschaltung

Ein aus zwei NAND-Gliedern (½ FLH 101) gebildetes RS-Flipflop erzeugt an seinem Ausgang bei jeder Betätigung der Taste T_S einen Impuls, der über die Koppelkapazität von 200 pF der nachgeschalteten Zählkette zugeführt wird. Evtl. Prellungen des Kontaktes in der Taste T_S werden durch die Eigenschaften des RS-Flipflops automatisch unterdrückt. Während diese Eingangsschaltung nur zum Weiterschalten um jeweils



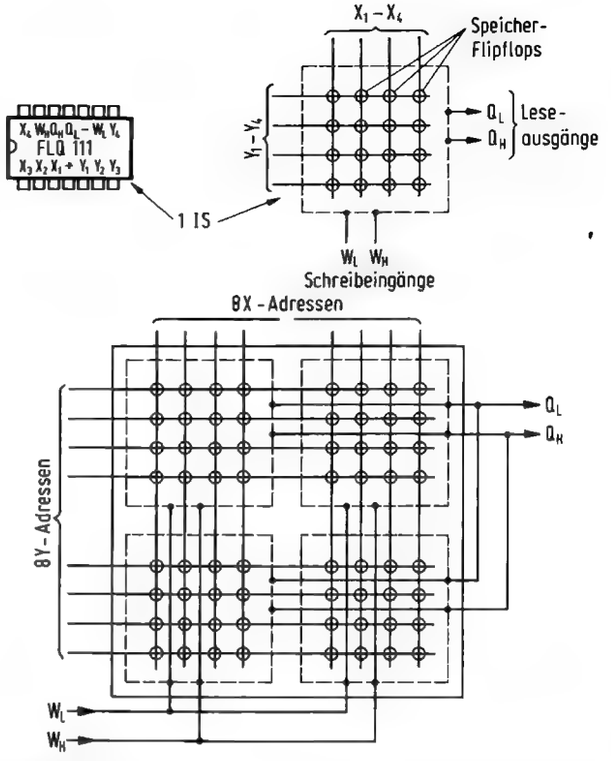


Bild 2. Zusammenfügen des Speicherblocks aus vier IS vom Typ FLQ 111

◀ **Bild 1. Gesamtschaltung des Gerätes**

einen Schritt mit der Programmtaste T_S benötigt wird, gelangen die Taktimpulse der Eingangsfrequenz (gegefs. über einen später beschriebenen Eingangsverstärker) direkt auf den Eingang der Zählkette.

Zählkette

Die auf den Eingang der Zählkette gelangenden Impulse werden von zwei identischen Dezimalzählern FLJ 161 abgezählt, die durch Rückführung des Q_4-Ausganges auf den eigenen Rückstelleingang R_0 bei jedem 9. Eingangstakt auf Null (binär 0000) zurückgestellt werden und demnach nur jeweils 8 Impulse abzählen. Die Rückstelleingänge R_9 der beiden Zählerbausteine werden nicht benötigt und müssen mit 0-Potential (Masse) verbunden werden. Während der erste (Schritt-)Zähler bei jedem Eingangsimpuls um einen Schritt weiterschaltet, bekommt der zweite (Zeilen-) Zähler immer nur dann einen Impuls von Q_3-Ausgang des Schrittzählers, wenn dieser den letzten Schritt einer Zeile durchlaufen hat (also bei jedem 8. Eingangsimpuls). Über zwei aus Dioden und Widerständen gebildeten ODER-Glieder können die beiden Zählerbausteine auch gleichzeitig auf den Ausgangszustand zurückgestellt werden, wenn sie über die Drehschalter S 1 und S 2, die der Zyklusbegrenzung dienen, oder über die Rückstelltaste T_R das entsprechende Rückstellkriterium bekommen.

Decoder/Inverter

Die Ausgänge Q_1 bis Q_3 der beiden Zählerbausteine FLJ 161 sind direkt mit den Eingängen A bis C der entsprechenden Binär-zu-Dezimal-Decodier-Bausteine FLH 281 für Schritt- und Zeilendecodierung verbunden. Die D-Eingänge der FLH 281 werden nicht benötigt, da nur die Dezimalstellen 0 bis 7 (8 Positionen) decodiert werden, und fest an 0-Potential gelegt. An den Dezimalausgängen der FLH 281 steht nun die in dezimale Schritte decodierte Schritt- und Zeileninformation der Zähler zur Verfügung. Da aber einerseits die Decoder am entsprechend angesteuerten Dezimalausgang von H- auf L-Potential schalten, andererseits zur Adressierung des nachfolgenden Speichers die Umschaltung von L- auf H-Potential benötigt wird, müssen die an den Ausgängen der Decoder stehenden Informationen invertiert werden. Dies übernehmen drei Bausteine FLH 211, von denen jeder sechs Inverter beinhaltet.

Speicherblock

Bild 2 zeigt im Detail den Aufbau des Speicherblockes aus vier Schreib/Lese-Speichern FLQ 111 (oder SN 7481 N), von denen jeder 16 Speicher-Flipflops enthält, die durch Anheben der entsprechenden X- und Y-Eingänge von L- auf H-Potential einzeln addressiert werden können. Hierzu werden also die ersten acht Ausgänge der Inverter – vom Schrittdecoder kommend – mit den nach Bild 2 gevielfachten X-Eingängen und die verbleibenden acht – vom Zeilendecoder kommend – mit den nach Bild 2 gevielfachten Y-Eingängen des Speicherblockes verbunden. Die Schreibeingänge w (write) liegen beim Lesen über je einen 200 Ω Widerstand an 0-Potential und können zum Schreiben über die Programmiertasten T_H und T_L (für H- bzw. L-Programmierung) kurzzeitig an H-Potential gelegt werden. Die Leseausgänge sind in offener Kollektorschaltung ausgeführt, so daß eine Vielfachschaltung mehrerer Speicherbausteine möglich wird, und werden über je einen 2-kΩ-Arbeitswiderstand an H-Potential gelegt. An ihnen kann das ausgelesene Signal in invertierter und nicht invertierter Form abgenommen werden, da sie zueinander antivalent sind.

Ausgangsschaltung

Nach Fertigstellung des Mustergerätes zeigte sich bei hohen Eingangstaktfrequenzen (über 1 MHz) auf dem Oszillogramm, daß das Ausgangssignal neben den gewünschten Rechteckimpulsen zusätzlich Umschaltespitzen mit einer niedrigen Amplitude (etwa 0,5 V) enthielt, die an den Stellen auftraten, an welchen die Adresse um jeweils einen

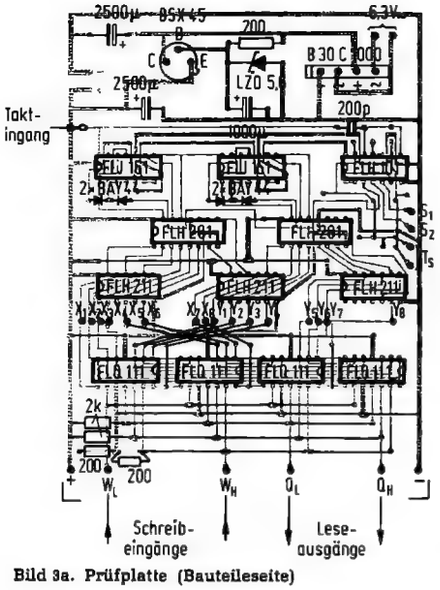
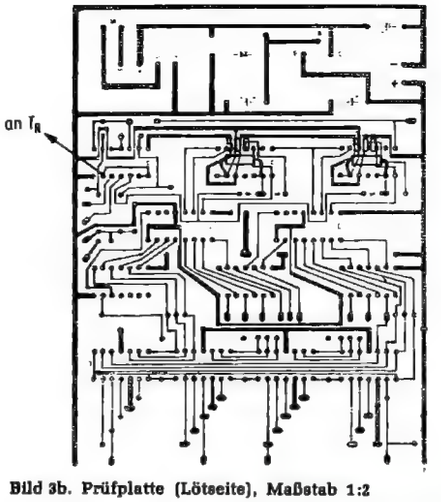


Bild 3a. Prüfplatte (Bauteileseite)



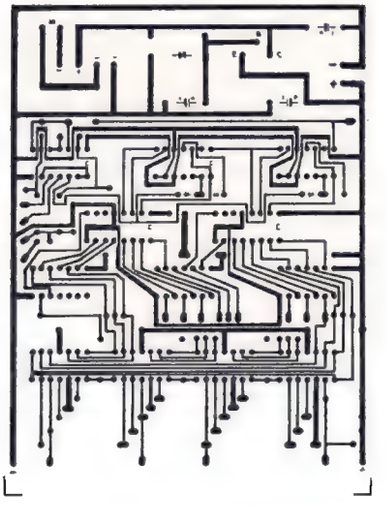


Bild 3b. Prüfplatte (Lötseite), Maßstab 1:2

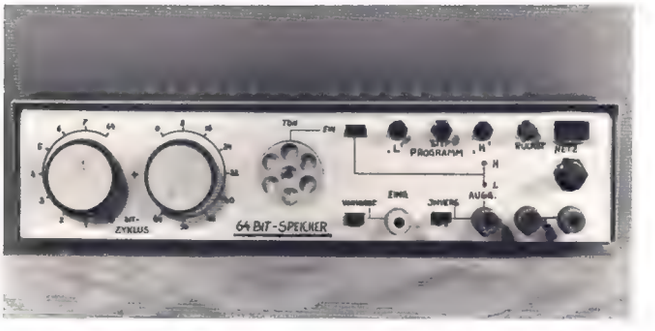


Bild 4. ▶ Frontansicht des Mustergerätes; links die beiden Zyklusschalter S 1 und S 2, rechts daneben die akustische Anzeige mit schräg darüberliegendem Ein-Aus-Schalter. Ferner in der oberen Reihe die Programmtasten T_L, T_S, T_H und die Rückstelltaste T_R sowie die Betriebsanzeigelampe. In der unteren Reihe die Eingangsbuchse mit Ein-Aus-Schalter für den Vorverstärker, die Ausgangsbuchse mit dem Umschalter für invertiertes und nicht invertiertes Ausgangssignal und zwei Massebuchsen. Ganz rechts in der Mitte der Netzschalter und über der Ausgangsbuchse die beiden Leuchtdioden als optische Anzeige für Ausgangssignal H und L

Das Beste aus unserer Rubrik für **Praxis und Hobby** ist in dem Band

Elektronik-Baubuch für Praxis und Hobby

zusammengefaßt.

Das Buch enthält auf 219 Seiten 32 Bauanleitungen, hat 181 Abbildungen und 21 Tabellen. Zum Preis von 24.80 DM kann es bei jeder Buchhandlung oder direkt vom Franzis-Verlag bezogen werden.

Schritt weitergeschaltet wurde; auch dann, wenn es sich um eine Serie von L-programmierten Speicherplätzen handelte. Es wurde also ein unerwünschtes Raster der 64 Speicherplätze mit niedriger Amplitude sichtbar. Um Abhilfe zu schaffen, wurde deshalb nachträglich ein aus zwei zusätzlichen Invertern (1/3 FLH 211), einer Si-Diode und einem Widerstand bestehendes „Filter" nachgesetzt, welches die unerwünschte Erscheinung völlig unterdrückt. Da von den insgesamt 18 Invertern der auf der Platine vorhandenen drei Bausteinen FLH 211 nur 16 verwendet werden, wäre es denkbar, die unbenutzten zwei Inverter für diese Ausgangsschaltung heranzuziehen. Die Filterschaltung ist im Schaltbild mit angegeben, jedoch im Vorschlag für die Auslegung der Printplatte noch nicht berücksichtigt. Durch den Schalter S_4 ($2 \times$ um) läßt sich das Ausgangssignal invertieren.

Tabelle 1. Bit-Wertigkeiten an den Zyklusschaltern S 1 und S 2

Drehschalter	Schritt	Verdrahtet nach	Wertigkeit in Bit (Zykluslänge)	
S 1	1	X 1	0	plus Einstellwert von S 2
	2	X 2	1	
	3	X 3	2	
	4	X 4	3	
	5	X 5	4	
	6	X 6	5	
	7	X 7	6	
	8	X 8	7	
	9	Masse	64	Einstellung S 2 beliebig
S 2	1	Y 1	0	plus Einstellwert von S 1
	2	Y 2	8	
	3	Y 3	16	
	4	Y 4	24	
	5	Y 5	32	
	6	Y 6	40	
	7	Y 7	48	
	8	Y 8	56	
	9	Masse	64	Einstellung S 1 beliebig

Verkürzung des Zyklus

Es leuchtet ein, daß ohne die Möglichkeit der Zykluslängenverkürzung, z. B. alle ganzzahligen Teilverhältnisse zwischen 33 und 63 nicht erreicht werden würden, weil bereits (bei $m = 64$) mit nur zwei auf H-programmierten Positionen ein Teilverhältnis von 32 entsteht. Über die zwei Drehschalter S 1 und S 2 kann deshalb jede beliebige X-Y-Adresse des Speicherblockes an das aus einem NAND-Glied mit nachfolgendem Inverter (½ FLH 101) bestehende Rückstellgatter gelegt werden. Bei Erreichen der eingestellten X-Y-Adresse stellt das Rückstellgatter über die früher erwähnten ODER-Glieder der Zählkette diese auf den Anfangsschritt zurück. Somit wird der Zyklus nur bis zu dem ein-

gestellten X-Y-Schritt durchlaufen und beginnt dann sofort wieder auf dem ersten Schritt. Wird auch nur einer der beiden Drehschalter auf seinen neunten Schritt eingestellt, der fest an 0-Potential liegt, so wird die Zyklusverkürzung unwirksam und der Speicherblock wird auf allen seinen 64 Positionen zyklisch abgefragt.

Die Bit-Wertigkeiten der Schaltstellungen an den Zyklusschaltern S 1 und S 2 gibt die *Tabelle 1* wieder. Dabei ist S 1 als Schritt- und S 2 als Zeilenwählschalter geschaltet. Die Verdrahtungspunkte X_1 bis X_8 für Schritte und Y_1 bis Y_8 für Zeilen sind auf dem in *Bild 3* unterbreiteten Vorschlag zur Auslegung der Printplatine eingezeichnet. Die Printplatte nach Bild 3 a, b trägt sämtliche für den Betrieb des Gerätes notwendigen Bauteile, einschl. Stromversorgungsteil für den Anschluß an 6,3 V Wechselspannung (aus einem Heiztransformator).

Bild 4 zeigt die Frontansicht des Mustergerätes und *Bild 5* dessen Innenansicht. Es fand in einem Gehäuse mit den Abmessungen 60 mm × 275 mm × 130 mm Platz. Wie aus diesen Fotos hervorgeht, ist das Mustergerät über die oben beschriebenen Funktionsgruppen hinausgehend noch mit einigen Zusätzen ausgestattet worden, von denen nachfolgend die Rede sein soll.

(Schluß folgt)

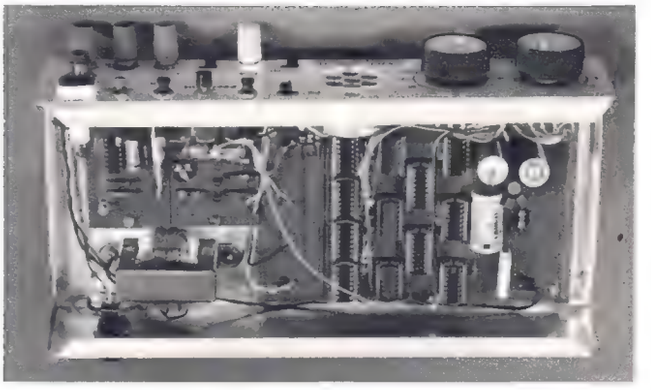


Bild 5. Innenansicht des Mustergerätes; links die Hauptplatine (entsprechend Bild 3), rechts oben der Netztransformator mit Sicherung in der Rückwand, darunter die beiden Platinen mit den Zusätzen Anzeige und Vorverstärker

Ing. (grad.) Ingo W. Herrmann

SQ-Quadrofoniesystem

2. Teil

Im ersten Teil dieses Beitrages erläuterten wir die Schaltung des SQ-Decoders. Wir beschließen diese Ausführungen und beschreiben dann den Aufbau.

Durch ein Signal in einem der beiden Front/Back-Logik-Kanälen wird über einen Spannungsverdoppler D 309, D 310 (D 311, D 312) eine automatische Verstärkungsregelung (AVR) angesteuert. Diese begrenzt die Eingangsspannung der Front/Back-Logik, indem sie je nach Stärke des Signals den differenziellen Innenwiderstand des Transistor-Array T 313 (T 312) verändert.

In *Bild 10* zeigt es sich, daß jeweils nur ein Kanal der Front/Back-Logik aktiviert wird, je nachdem, ob sich gegenphasige oder gleichphasige Schallanteile am Eingang des SQ-Decoders befinden. Sind es gleichphasige und gegenphasige Signalanteile, verstärken beide Kanäle. In dem Spannungsvergleicher R 335 und R 336 entsteht entsprechend dem stärkeren Signal eine positive oder negative Spannung. Die *Bilder 11* und *12* zeigen die Platinenanordnung.

Verdrahtung und Aufbau der Bausteine

Bei dem Aufbau *(Bild 13)* des Quadrodecoders sollte darauf geachtet werden, daß die signalführenden Verbindungen zwischen SQ-Decoder und Front/Back-Logik so kurz wie möglich gehalten und nach Möglichkeit abgeschirmt werden sollen.

Für die phasendrehenden Netzwerke sind Kondensatoren mit eingeengten Toleranzen von ± 5 % und möglichst linearem Temperaturgang (MKT, MKM, FKC) zu verwenden (C 204 bis C 218).

Mit den Widerständen R 201, R 202 kann der Eingangswiderstand des Quadrobausteins der nachfolgenden Baugruppe (Klangregelstufe oder Endverstärker) angeglichen werden. Bei unterschiedlichen Eingangswiderständen macht sich sonst die Umschaltung von Quadro zu Stereo (einschalten des F-Relais) als Lautstärkesprung bemerkbar.

Bei eingeschaltetem F-Relais sind der SQ-Decoder und die Front/Back-Logik ausgeschaltet, d. h. die Signalverarbeitung erfolgt stereofon. Das D-Relais ist für die Wiedergabe von vierkanaligen Tonbandaufnahmen gedacht. Hier-

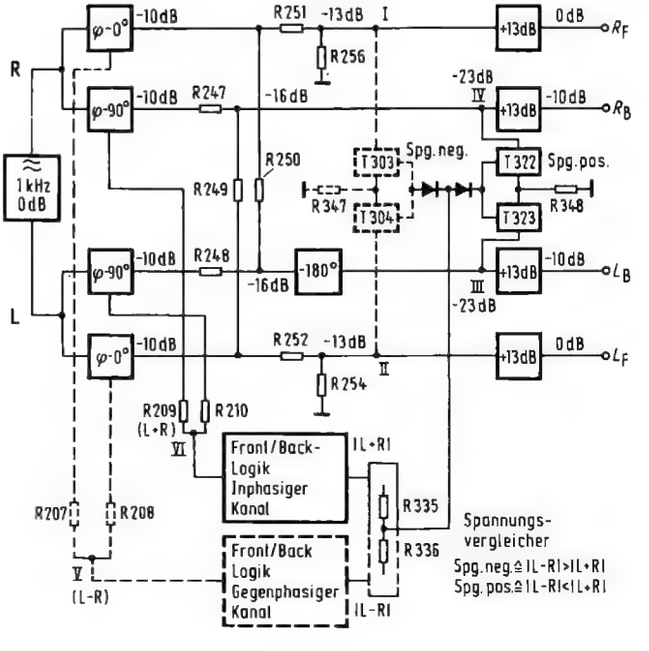


Bild 10. Spannungsverhältnis mit Front/Back-Logik

bei ist der SQ-Decoder logischerweise ebenfalls ausgeschaltet.

Mit dem G-Relais wird nur die Front/Back-Logik ausgeschaltet. Zusätzlich werden über die Spannungsteiler R 272, R 273 und R 270, R 271 die hinteren Signale R_B und L_B gedämpft herausgeführt. Damit ist es möglich, übliche Stereoaufnahmen quadrofon aufzubereiten (Pseudo-Quadrofonie).

Meine Versuche im schalltoten Raum haben ergeben, daß eine Absenkung um etwa 3...6 dB bei den meisten Aufnahmen eine Steigerung des Raumgefühls ergab. Bei dem Anschluß der Relais sollte darauf geachtet werden, daß die Relais-Masse (Punkt 78) getrennt herausgeführt ist.

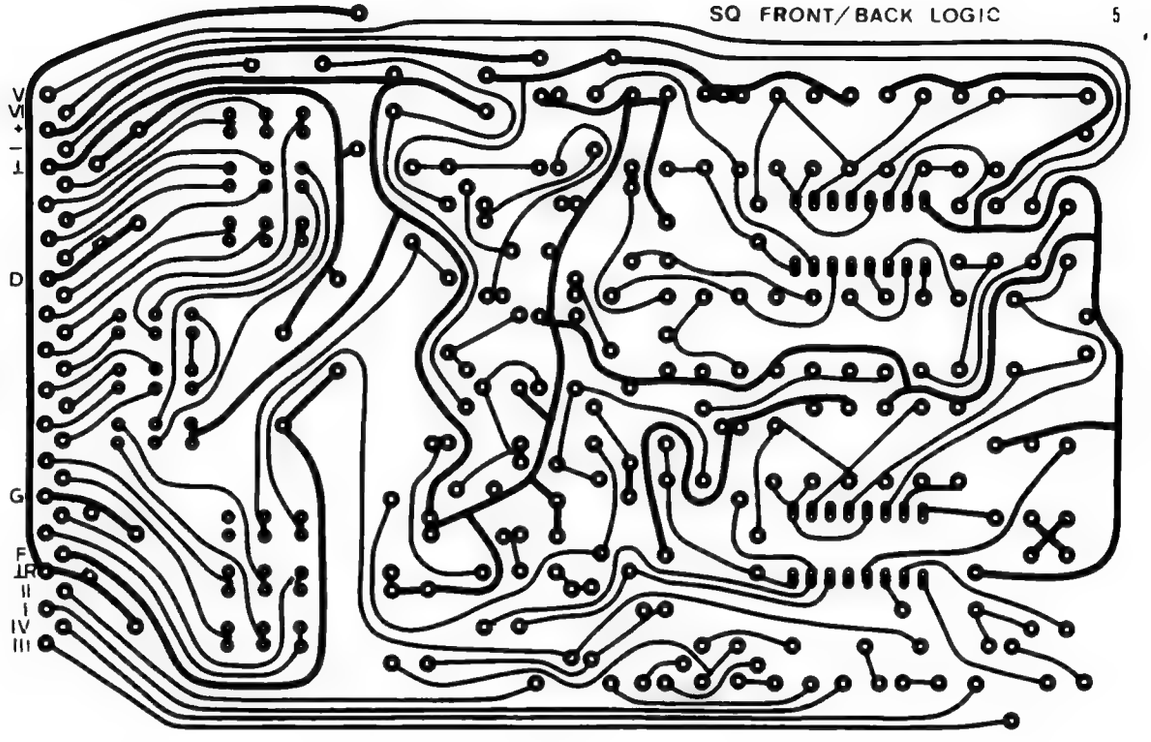


Bild 11. Leiterseite der Front/Back-Logik-Platine

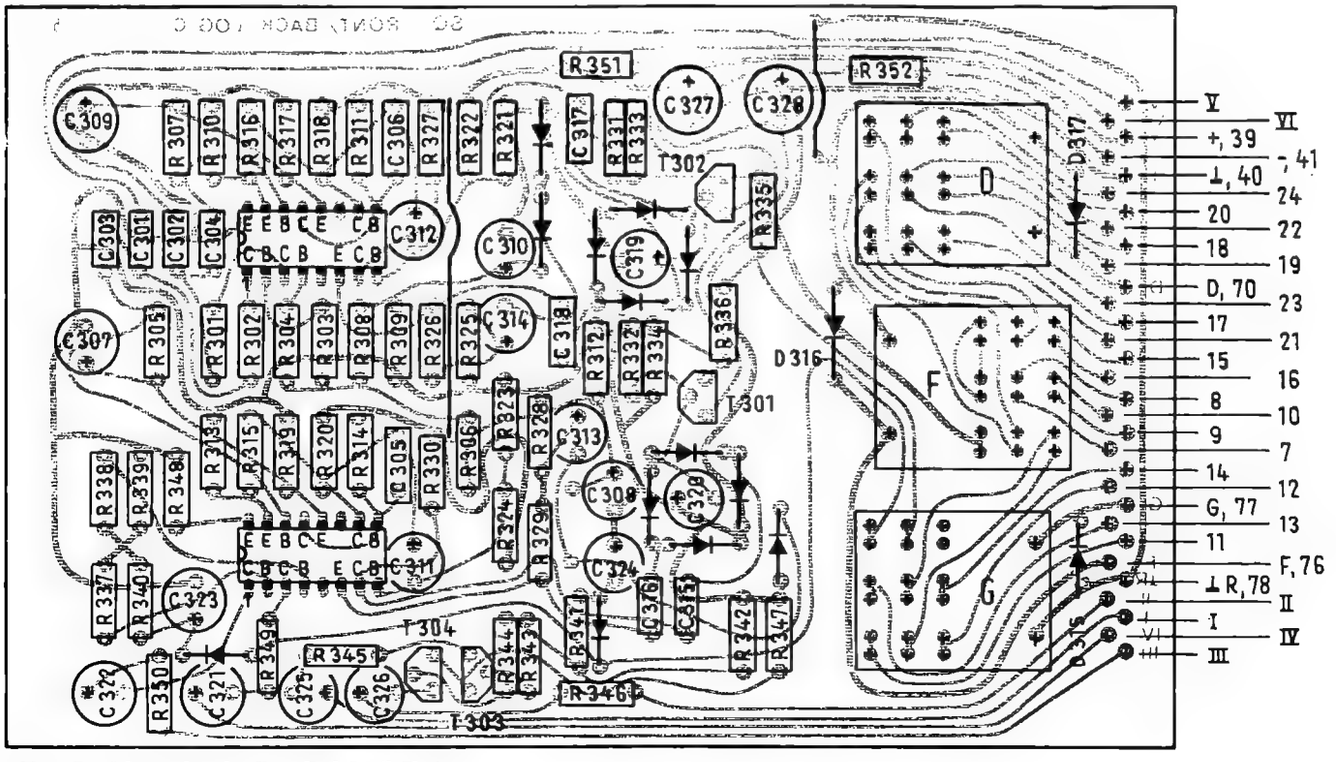


Bild 12. Bestückungsplan der Front/Back-Logik-Platine

Tabelle der technischen Daten

20...30 V	Versorgungsspannung
1	Spannungsverstärkung
10 Hz bis 20 kHz	Frequenzbereich
abh. von R 201, 202	Eingangswiderstand
250 mV	Eingangsspannung
2 V	Max. Eingangsspannung
30 dB	Übersprechdämpfung (L_F:R_F) (L_B:R_B)
< 0,2 %	Klirrfaktor
90° ± 10 %	Phasenverschiebung
> 70 dB	Geräuschspannungsabstand

Die Betriebsspannung für den SQ-Decoder und die Front/Back-Logik kann zwischen 20 V und 30 V liegen.

Der IS-SQ-Decoder

Die monolithischen SQ-Decoder von Motorola (*Bild 14* und *15*) XC 1312 P und XC 1313 P arbeiten ebenfalls nach dem von B. B. Bauer, Vice President Acoustics and Magnetics der CBS Laboratories, entwickelten Matrixsystems.

XC 1312	XC 1313	
20 V	12 V	Versorgungsspannung
16 mA	10 mA	Versorgungsstrom
1	1	Spannungsverstärkung (L_F : L)
3 MΩ	1,5 MΩ	Eingangswiderstand
5 kΩ	5 kΩ	Ausgangswiderstand
2,0 V_{eff}	0,8 V_{eff}	Max. Eingangssignal
0,1 % 0,5 V_{eff}	0,25 % 0,2 V_{eff}	Klirrgrad
80 dB	74 dB	Signal/Rausch-Abstand

Bei diesen integrierten Bauelementen werden nur noch wenige externe Elemente benötigt. Eine Front/Back-Logik ist nicht vorhanden. Diese wird durch zwei Widerstände (R 9, R 10) bei Bedarf ersetzt. Sie sollen die Trennung zwischen Mitte-Front und Mitte-Back verbessern (Blend-Matrix). Diese Schaltungsart hat jedoch den Nachteil, daß sich die Kanaltrennung zwischen R und L verschlechtert.

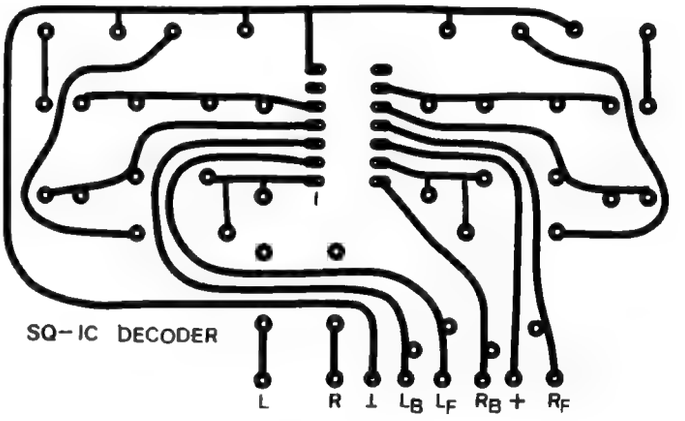
Bei den IS-Decodern sind die Allpaßnetzwerke dem Prinzip nach Wien-Brücken, deren Widerstandszweige monolithisch und deren RC-Zweige diskret realisiert wurden.

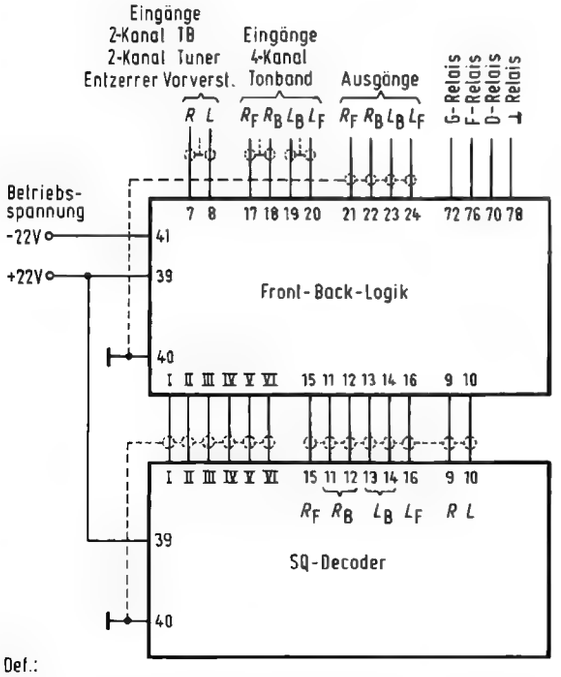
Die Werte der externen Bauelemente (Bild 15) können innerhalb gewisser Grenzen verändert werden, so daß zwischen minimaler relativer Phasenabweichung und maximaler Bandbreite ein Optimum gefunden werden kann. Die Werte gelten für eine relative Phasenverschiebung von 90° ± 8,5 % in einem Frequenzbereich von 100 Hz bis 10 kHz.

Literatur

[1] *Fletcher, H.*: Symposium on wire transmission and its reproduction in auditory perspective basis requirements. Bell Syst. Techn. J. Bd. 13 (1934), Nr. 2, S. 259
[2] *Meyer/Neumann*: Akustik
[3] *Lauridsen, H.* und *Schlegel, F.*: Stereofonie und richtungsdiffuse Klangwiedergabe. Gravesaner Blätter Bd. 2 (1956), Nr. 5, S. 28–50
[4] *Hafler, D.*: A new Quadrophonic System. Audio 54 (1970), Heft 7, S. 24
[5] *Hardt, W.*: Mehrkanalstereofonie, Quadrofonie, Ambiofonie. FUNKSCHAU (1971), Heft 12, S. 365
[6] *Williges, H.*: Quadrofonie – ja oder nein? Funk-Technik (1971), Heft 16/17, S. 587–589 u. 635–636
[7] *Könicke, W.*: AES-Convention Köln (2. Teil). FUNKSCHAU (1971), Heft 18, S. 1816
[8] *Tsobanolon, S.*: Quadrofonie: Vor der Praxis die Systeme. Fono Forum (1972), Heft 2, S. 132–134
[9] *Bauer, B. B., Graveraux, D. W., Gust, A. G.*: A Compatible Stereo-Quadrophonic (SQ) Record System Audio Engineering Society (1971), Volume 19, Nr. 8
[10] Sony SQA-200, SQD-1000 USA Model, Sony Service Manual
[11] *Hardt, W.*: Quadrofonie von der Schallplatte. FUNKSCHAU (1971), Heft 21, S. 693
[12] Diskrete 4 Channel Record CD-4 System, JVC Nivico Technical Information
[13] *Korth, B.*: Integrierte Schaltungen für SQ-Vierkanal-Systeme. Motorola Semiconductor (1972)

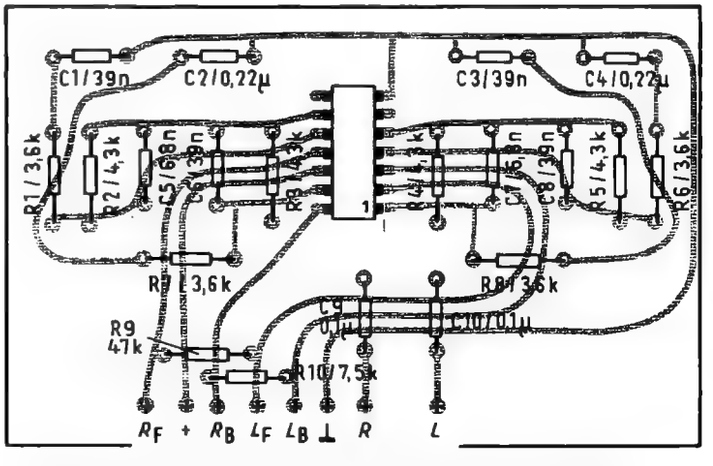
Bild 14. ▶ Leiterseite der IS-SQ-Decoderplatine





Def.:
D-Relais Eingang 4-Kanal Tonband
F-Relais Stereo (SQ-Decoder und Front/Back-Logik ausgeschaltet)
G-Relais Front/Back-Logik wird abgeschaltet

Bild 13. Verdrahtung des SQ-Decoders und der Front/Back-Logik



Alle Widerstände 1/8W ±5%, die Widerstände R9 und R10 werden nur benötigt, wenn eine Front/Back-Logik nachgebildet werden soll.
C1 bis C8 MKT ±5% (MKM bei Siemens, FKC bei WIMA)

Bild 15. Bestückungsplan der IS-SQ-Decoderplatine

Dipl.-Ing. Roland Wirth

Programmierbarer Teiler für ganzzahlige und gebrochene Teilverhältnisse

2. Teil

Im ersten Teil dieses Beitrages in Heft 5, Seite 197, erläuterten wir zunächst das Prinzip des Teilers. Wir beschrieben dann die Arbeitsweise, und zwar im einzelnen Eingangsschaltung, Zählkette, Speicherschaltung und Ausgangsschaltung.

Zusätze

Soll das Gerät nicht in Verbindung mit dem in FUNKSCHAU 1972, Heft 6 bis 8 beschriebenen Eichgenerator als Taktquelle oder einem anderen Taktgenerator mit TTL-Ausgang betrieben werden, sondern in Verbindung mit anderen Oszillatoren, so ist dem Eingang ein Verstärker/Impulsformer vorzuschalten. Eine mögliche Schaltung ist in *Bild 6* angegeben. Diese Schaltung gestattet bei Abgleich auf höchste Empfindlichkeit mit dem Einstellregler P den Betrieb des Gerätes mit Eingangsfrequenzen beliebiger Kurvenform und wenigstens 20 mV Eingangsspannung. Wegen der hohen Empfindlichkeit der Eingangsschaltung sind die Leitungen zum Eingang extrem kurz zu halten oder abzuschirmen. Als Anregung sei bemerkt, daß jedoch an dieser Stelle die Verwendung einer FET-Eingangsstufe noch eine weitere Verbesserung bringen könnte, da diese – wesentlich hochohmiger – den Ausgang eines Oszillators kaum belasten würde.

Im Mustergerät wurde der Takteingang durch den Schalter S 3 (2 × Um) umschaltbar ausgeführt, für die Verwendung mit TTL-Generatoren bzw. unter Einschaltung des Vorverstärkers für die Verwendung mit beliebigen Taktquellen.

Als weiterer Zusatz wurde im Mustergerät eine akustische und optische Anzeige für das Ausgangssignal eingebaut, die ohne großen Mehraufwand das Arbeiten mit dem Gerät noch wesentlich erleichtert. Die Schaltung dieser nicht unbedingt erforderlichen Anzeige zeigt *Bild 7*. Das Ausgangssignal wird hierbei einmal in invertierter und nicht invertierter Form hochohmig an zwei Transistoren gelegt, in deren Kollektorkreis je eine Rotlichtdiode (LD 30, RL 50 o. ä.) liegt, so daß sowohl L- als auch H-Potential am Ausgang durch Leuchten der zugehörigen Diode angezeigt wird. Dadurch wird insbesondere beim Programmieren mit den Tastern T_S, T_H und T_L eine optische Sofortkontrolle ermöglicht, die anzeigt, daß der Speicherplatz die gewünschte Information angenommen hat. Außerdem kann zur akustischen Kontrolle – die bei Verwendung des Gerätes als Geber von Morsecodezeichen besonderen Reiz bietet – mit einer zusätzlichen IS FLH 101 ein hörbares Signal für jedes H-Potential am Ausgang auf einen kleinen abschaltbaren Lautsprecher (Telefonkapsel, 50 Ω) gegeben werden. Die zusätzliche IS mit ihren vier NAND-Gliedern wird hierbei so beschaltet, daß mit drei NAND-Gliedern ein auf etwa 1 kHz dauernd schwingender Oszillator gebildet wird und das vierte NAND-Glied als Gatter verwendet wird, welches die Oszillatorfrequenz zum Lautsprecher nur bei angelegtem H-Potential passieren läßt.

Arbeiten mit dem Gerät

Da der Speicherinhalt beim Ausfall der Versorgungsspannung verloren geht, kann man nach dem ersten Einschalten oder nach einem Wiedereinschalten des Gerätes ein von Zufall geschriebenes Programm aus dem Speicher auslesen, d. h. die 64 Speicherflipflop stehen nach dem Einschalten in einer unvorhersagbaren Kombination entweder auf L oder H programmiert. Liegt am Eingang nun z. B. eine Taktfrequenz von 1000 Hz an, so beträgt die gesamte Zyklusdauer nur 64 ms und ein kurzer Druck auf die Taste T_L programmiert in 64 ms sämtliche Speicherplätze auf L. Damit ist die Voraussetzung für die Einspeicherung eines Programmes je nach beabsichtigter Verwendung gegeben.

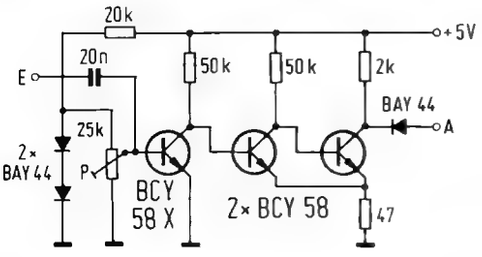
In *Tabelle 2* sind tabellarisch die sich aus 64-Bit-Zykluslänge und maximal 32 H-programmierten Einzelpositionen im Zyklus ergebenden 1024 Möglichkeiten für Programme mit Teilaufgaben dargestellt. Hierbei sind jedoch alle vorkommenden Teilverhältnisse nur einmal dargestellt und entsprechend an solchen Stellen, wo Wiederholungen auftreten würden, weggelassen. Demzufolge sind durch bloße Programmierung mit dem Gerät 630 verschiedene Teilverhältnisse realisierbar.

Zwangsläufig ergibt sich natürlich bei Programmierung des Gerätes für ungerade Teilverhältnisse am Ausgang ein zyklisch wechselndes Tastverhältnis, welches nur bei ganzzahligen Teilverhältnissen durch geeignete Programmierung vermieden werden kann. Es sei aber an dieser Stelle bemerkt, daß selbst stark schwankende Tastverhältnisse durch einen nachgeschalteten Binärteiler von selbst wieder konstant werden. Genauer gesagt wird das Tastverhältnis auch im ungünstigsten Falle spätestens dann wieder konstant, wenn das Teilverhältnis des nachfolgenden Binärteilers größer oder gleich der doppelten Zahl von *n* (Anzahl der H-programmierten Einzelschritte im Zyklus) ist. Dies gilt für ungerade Zahlen von *n*. Ist *n* geradzahlig, so reicht bereits ein halb so großes Teilvermögen des Binärteilers aus, um wieder konstante Teilverhältnisse zu erzeugen.

Programmierbeispiele und -methoden

Die *Tabelle 3* gibt einige Programmierbeispiele an, von denen hier nur das erste und fünfte ausführlicher beschrieben werden sollen.

Programmierbeispiel 1: Programm für alle ganzzahligen Teilverhältnisse von 2:1 bis 64:1. – Nach der Einstellung aller



◀ **Bild 6. Zusatz-Vorverstärker**

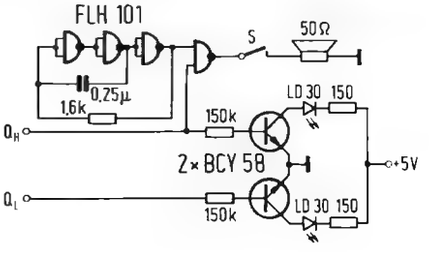


Bild 7. ▶ Zusatz-Anzeigeteil für akustische und optische Anzeige

Speicherplätze auf L, wie dies oben bereits beschrieben wurde, wird die Eingangstaktfrequenz abgeschaltet. Durch einen kurzen Druck auf die T_R-Taste wird der erste Zyklusschritt adressiert und nachfolgend durch Betätigen der T_H-Taste H programmiert. Damit ist die Programmierung bereits beendet und bei Wiederanlegen der Eingangstaktfrequenz wird diese zum Ausgang im Verhältnis 64:1 unterteilt. Um nun beispielsweise eine Teilung im Verhältnis 45:1 zu erreichen wird lediglich die Zykluslänge auf 45 eingestellt (S 1 auf 5, S 2 auf 40), was auch während der Eingangstakt anliegt getan werden kann.

Analog hierzu sind alle ganzzahligen Teilverhältnisse bei gleichbleibender Programmierung lediglich durch Einstellen der Schalter S 1 und S 2 auf die entsprechenden Zykluslängen zu erreichen.

Programmierbeispiel 2: (in Tabelle 3, lfd. Nr. 5) Programm für alle Teilverhältnisse zwischen 2 und 12,8 : 1 im Raster von 0,2 (1/5): Es werden zunächst wieder, bei voller Zykluslänge, alle Speicherpositionen auf L programmiert, der Eingangstakt abgeschaltet und nach kurzem Druck auf die Rückstelltaste T_R folgendes Programm eingeschrieben: T_H-Taste drücken, 2 × T_S-Taste drücken, T_H-Taste drücken, zwei mal T_S-Taste drücken usw., bis durch 5maligen T_H-Tastendruck die fünf Speicherplätze 1, 3, 5, 7 und 9 H programmiert sind. Beim Wiederanlegen des Eingangstaktes wird dieser nun im Verhältnis 64/5 = 12,8 geteilt. Eine Verkürzung des Zyklus auf 63 ergibt ein Teilverhältnis von 63/5 = 12,6 usw.

Das Programmieren des Gerätes als Geber von Morsezeichen kann entweder Schritt-für-Schritt mit den Programmtasten T_H, T_L und T_S erfolgen oder aber auch bei angelegtem Eingangstakt. Wird z. B. nach Löschen aller Speicherpositionen (alle Schritte auf L) ein Eingangstakt von nur 10 Hz angelegt, so beträgt die volle Zykluszeit 6,4 s. Während dieser Zeit kann man nun einmalig mit der T_H-Taste die gewünschten Morsezeichen in den Speicher eintasten, die dann alle 6,4 s automatisch wiederkehren. Allerdings ist dieses Programmierverfahren zwar sehr einfach, dafür aber auch recht ungenau, da die eingetasteten Zeiten nur mit einer Genauigkeit von ± einen Speicherplatz (was bei 10 Hz Eingangs-

Tabelle 2. Die 630 Teilverhältnisse innerhalb 1024 Kombinationsmöglichkeiten
(ohne Wiederholung mehrfach vorkommender Teilverhältnisse)

m = Zykluslänge [Bit]

n = H-programmierte Einzelpositionen im Zyklus

takt einer Zeit von ± 1/10 s entspricht) wiedergegeben werden. Absolut genau ist dagegen die etwas langsamere Programmierung mit den drei Programmtasten, Schritt für Schritt.

Eine andere Programmiermethode, die sich besonders dann anbietet, wenn mehrere aufeinanderfolgende Speicherpositionen im gleichen Sinne (L oder H) programmiert werden sollen, ist unter Zuhilfenahme der beider Zyklusschalter S 1 und S 2 bei anliegendem Eingangstakt möglich. Als Beispiel sollen die Positionen 1 bis 32 H- und die Positionen 33 bis 64 L-programmiert werden (um bei einem Teilverhältnis von 64:1 ein Tastverhältnis von 1:1 zu erreichen). Man beginnt bei dieser Methode von hinten, d. h. mit der Zykluseinstellung von 64 Bit werden bei anliegendem Eingangstakt durch T_L-Tastendruck alle 4 Positionen L-programmiert. Anschließend stellt man die Zyklusschalter auf 32 Bit ein und programmiert durch T_H-Tastendruck alle im Zyklus liegenden Positionen (1 bis 32) auf H, (wobei die Positionen 33 bis 64 im L-Zustand verbleiben). Nach Zurückschalten der Zyklusschalter auf volle Zykluslänge teilt das Gerät mit dem gewünschten Programm.

Die zuletzt beschriebene Programmiermethode ist natürlich auch für kompliziertere Programme anwendbar und ist ebenso genau wie die oben beschriebene schrittweise Programmierung.

Es ist nicht jedesmal notwendig, bei einem Programmwechsel ein völlig neues Programm einzutasten. Eine Korrektur erscheint für ein Programm besonders dann sinnvoll, wenn das bestehende mit dem gewünschten Programm schon weitgehend übereinstimmt. Es wird dann das „alte" Programm bei niedrigen Taktfrequenzen Schritt für Schritt beobachtet (wobei die oben beschriebene optische Anzeige beste Dienste leistet) und der Eingangstakt kurz vor Erreichen der Korrekturstelle abgeschaltet. Mit den drei Programmtasten wird dann die Umprogrammierung bzw. Korrektur des Programmes durchgeführt.

Diese in Worte gefaßten Programmierbeispiele mögen den Anschein erwekken, daß der Programmiervorgang sehr kompliziert und schwierig ist. Das Gegenteil ist jedoch der Fall, wenn man dies in Praxis einmal selbst durchgeführt hat. Im praktischen Umgang mit dem Gerät offenbaren sich dann auch erst die vielen Möglichkeiten, die es bietet.

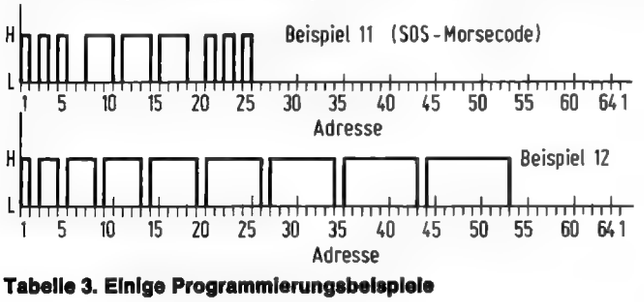


Tabelle 3. Einige Programmierungsbeispiele

Lfd. Nr.	Aufgabe als	Zyklus [Bit]	H-programmierte Adressen	Summe	Bemerkungen	Programm gilt auch für Teilaufgaben von	bis	im Raster
1	Teiler 64:1	64	1*	1	Tastg. 1:63	64:1	2:1	1
2	„ 64:1	64	1* – 32	32	Tastg. 1:1	64:1	33:1	1
3	„ 17:1	17	1*	1	Tastg. 1:16	64:1	2:1	1
4	„ 27,5:1	55	1*, 3	2	Tastverh.	32:1	2:1	0,5
5	„ 5,2:1	26	1*, 3, 5, 7, 9	5	am Ausg.	12,8:1	2:1	0,2
6	„ 6,1:1	61	1*, 3, 5, ...17, 19	10	wechselnd.	6,4:1	2:1	0,1
7	„ 2,24:1	58	1*, 3, 5, ...47, 49	25	Wird nach max. 6 FF konstant.	2,56:1	2:1	0,04
						Programm gilt auch für Umsetzaufgaben von	bis	im Raster
8	Tastverhältnisumsetzer 1:60	61	1*	1	Teilg. 61:1	1:63	1:1	1
9	„ 3:2	5	1* – 3	3	Teilg. 5:1	3:61	3:1	1
10	„ 22:37	59	1* – 22	22	Teilg. 59:1	22:42	22:1	1
11	Morsecodegeber SOS	64	1*, 3, 5, 8–10, 12–14, 16–18, 21, 23, 25	15	Zyklus je nach Zwischenpause min. 28 Bit			
12	Testgeber für wechselnde Impulslängen	64	1*, 3–4, 6–8, 10–13, 15–19, 21–26, 28–34, 36–43, 45–53	45	Zyklus je nach Zwischenpause min. 54 Bit			

* Adresse „1" ist mit T_R individuell erreichbar

Anregungen zu weiteren Verwendungsmöglichkeiten

Teilverhältnisse kleiner als 2:1

Werden Eingangstaktfrequenz und Ausgang des 64-Bit-Speichers über ein UND-Gatter (z. B. ½ FLH 101) miteinander verknüpft, so ergibt sich damit die interessante Möglichkeit, das Gerät zusätzlich für eine Vielzahl von Teilungen in gebrochenen Verhältnissen zwischen 1:1 und 2:1 zu verwenden. Das UND-Gatter läßt dann einen Eingangstaktimpuls nur unter der Voraussetzung zu seinem Ausgang passieren, daß der synchron dazu angesteuerte entsprechende Speicherplatz im 64-Bit-Speicher H-programmiert ist. Dadurch entfällt die früher gemachte Voraussetzung, daß ein H-programmierter Speicherplatz im Zyklus von einem L-programmierten Speicherplatz werden soll, wenn eine Teilfunktion gewünscht wird und folglich ist in Tabelle 2 der untere Tabellenrand von $n = 1...32$ auf $n = 1...64$ ausdehnbar, was die Anzahl der Kombinationsmöglichkeiten verdoppelt! Hinzu kommen jedoch nur weitere 630 gebrochene Teilverhältnisse kleiner als 2:1, wofür die Möglichkeit der Erzeugung von verschiedenen Tastverhältnissen, Morsecodezeichen etc. entfällt.

Messung von Relaiszeiten

Mit relativ geringfügiger Abwandlung wäre das Gerät auch als Recorder für einmalig stattfindende digitale Ereignisse zu verwenden. Wird z. B. unter Ausnutzung der Rückstelltaste oder einer einfachen Gatterschaltung ein Zusatz geschaffen, mit dem der 64-Bit-Zyklus nach einem gegebenen Start-Signal nur ein einziges Mal durchlaufen wird, so kann man beispielsweise die Anzungszeit eines Relais mit recht hoher Genauigkeit wie folgt messen: Nachdem alle Speicherpositionen L-programmiert sind, wird an den Eingang eine Taktfrequenz von 1000 Hz angelegt, so daß jeder Schritt im Speicher genau einer Millisekunde entspricht. Zum Zeitpunkt der Erregung des Relais wird auch das Startsignal an den Speicher gegeben, in dem nun bis zum Öffnen oder Schließen der Relaiskontakte alle bis zu diesem Augenblick durchlaufenen Speicherpositionen mit H programmiert werden. Bei der nachträglichen Auszählung der im Zyklus mit H belegten Speicher-

plätze bei niedrigem Eingangstakt, bzw. mit der Taste T_S, die in „Zeitlupe" beliebig oft wiederholt werden kann, ergibt sich die Relais-Anzugszeit in diesem Beispiel mit $h \times 1$ ms (wobei h für die Anzahl der im Zyklus auf H programmierten Schritte steht), und zwar mit einer Genauigkeit von $\pm$ 1 ms. Mit höheren Eingangstaktfrequenzen kann die Genauigkeit beliebig gesteigert werden, sofern die maximale Speicherkapazität von 64 Bit bei der Aufzeichnung des digitalen Ergebnisses nicht überschritten wird.

Mit einem Oszillografen kann auf diese Weise auch ein einmalig stattfindender Vorgang durch zyklische Abtastung des im Speicher aufgezeichneten Ereignisses für beliebig lange Zeit sichtbar gemacht werden. *Tabelle 4* nennt die technischen Daten des Gerätes.

Schlußbetrachtung

Das hier verwendete Prinzip läßt sich selbstverständlich auch mit Speichern größerer Bit-Kapazität anwenden. Dadurch werden entsprechend die Freizügigkeit in der Wahl von Teil- und Impulsverhältnissen sowie die mögliche Speicherzeit–vergrößert. Es wäre auch denkbar ein ähnliches Gerät aufzubauen, welches anstelle des Halbleiterspeichers ein Umlauf-Schieberegister verwendet. In einem solchen Fall würde sogar die Notwendigkeit für eine Abzähl- und Adressiereinrichtung entfallen. Dem steht aber der Nachteil einer Vielzahl von IS mit Leistungsansteuerstufen gegenüber (wenn man nicht sehr kostspielige Typen verwendet, deren Zykluszahl sich dann auch nicht mehr verkürzen läßt). Ferner hätte ein solches Gerät den Nachteil, daß bei dem Schieberegister-Prinzip jeder Eingangstaktimpuls den gesamten „Speicherinhalt" um jeweils einen Schritt umspeichern müßte. Dabei würde ein einmalig auftretender Fehler einen bleibenden Fehler im Programm erzeugen, der zyklisch immer wiederkehrt. Bei dem hier verwendeten Halbleiterspeicher würde sich eine evtl. Störung nur einmal auswirken, und das Programm bleibt für alle folgende Zyklen in seiner ursprünglichen Form erhalten.

Tabelle 4. Technische Daten

Versorgungsspannung:	6,3 V, 50 Hz
Betriebsspannung:	5,0 $V_=$, geregelt
Betriebsstrom:	$\approx$ 350 mA
Speicherkapazität:	64 Bit
Zyklus:	0 bis 64 Bit, lückenlos einstellbar
Zyklusdauer:	abhängig vom Eingangstakt
Maximale Eingangstaktfrequenz:	18 MHz (ohne Vorverst.)
Teilverhältnisse:	630 zwischen 2:1 und 64:1
Tastverhältnisse:	1:63 bis 63:1 alle Werte
Ausgangsspannung:	$\approx$ 4 V_{ss}

Christian Rockrohr

Elektronisches Barometer

Da heutzutage so ziemlich alles, was früher ausschließlich mechanisch gelöst werden konnte, elektronisch oder zumindest teilweise elektronisch aufgebaut wird, kam der Verfasser auf den Gedanken, es einmal mit einem Barometer zu versuchen. Ziel der Arbeit war es, mit einer geeigneten Schaltung die Empfindlichkeit dieses elektronischen Barometers gegenüber einem normalen erheblich zu steigern. Die vorliegende Ausführung ist zwar bei weitem noch nicht die optimale Lösung, ermöglicht aber mit relativ wenig Aufwand geringste Luftdruckschwankungen festzustellen. Somit ist dieses Gerät auch als empfindlicher Höhenmesser zu verwenden. Hierbei sind natürlich die wetterbedingten Luftdruckwechsel zu berücksichtigen.

Das Herz des elektronischen Barometers besteht aus einer handelsüblichen Barometerdose. Luftdruckschwankungen erzeugen nun an dem Stift in der Mitte der Dose kleine Auslenkungen. Diese Auslenkungen werden beim normalen mechanischen Barometer durch diverse Übersetzungen auf einen Zeiger übertragen. Da diese Übersetzung nicht spielfrei ist, „klopft" man vor dem Ablesen auf das Barometer. Wird die Auslenkung der Dose elektronisch übertragen, entfällt jegliches Spiel.

An das Ende des an der Dose befestigten Hebelarmes wird eine Hälfte eines Schalenkernes geklebt, die andere Hälfte an dem Chassis befestigt. Die sich dazwischen befindliche Spule ist Bestandteil eines Sinusoszillators. Die winzigen Auslenkungen der Dose ziehen nun den Schalenkern mehr oder weniger auseinander, was starke Induktivitäts- und damit Frequenzänderungen zur Folge hat. *Bild 1* zeigt die Befestigung der Schalenkerne sowie rechts oberhalb der Spule den Oszillator.

In Bild 2 ist die Schaltung der Elektronik wiedergegeben. Der Sinusoszillator mit dem Transistor T 1 arbeitet in Colpitts-Schaltung bei etwa 3 kHz. Diese Frequenz ist rein zufällig gewählt. Als Schalenkern-Spule fand eine Tonfrequenzspule aus einer alten Funkfernsteuerung Verwendung. Mit höher liegender Frequenz kann allerdings eine gesteigerte Anzeigeempfindlichkeit erwartet werden, da sich hier die Induktivitätsänderungen stärker auswirken.

Wenn eingangs erwähnt wurde, daß diese Version des Barometers noch nicht optimal ist, so gilt das gerade für die gewählte Schwingfrequenz. Bessere Resultate lassen sich sicher erreichen, wenn als Schwingfrequenz z. B. 10 MHz gewählt wird. Auf dieser Frequenz arbeiten zwei Oszillatoren, von denen einer quarzgesteurt und der andere freilaufend schwingt. Der freilaufende hat als Induktivität einen Zf-Filter, dessen Kern durch die Auslenkungen der Dose verschoben wird. Beide Schwingfrequenzen

Bild 1. ▶ Anordnung der Oszillatorspule

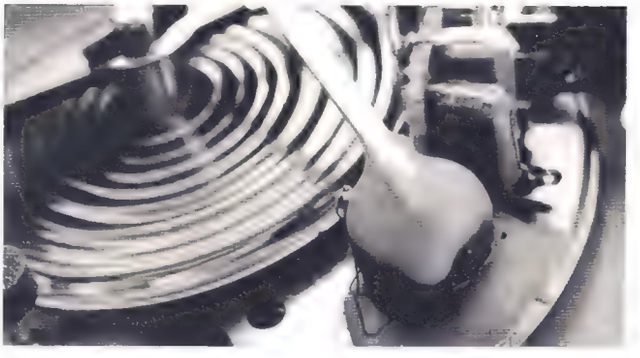


Bild 2. Schaltung des elektronischen Barometers ▼

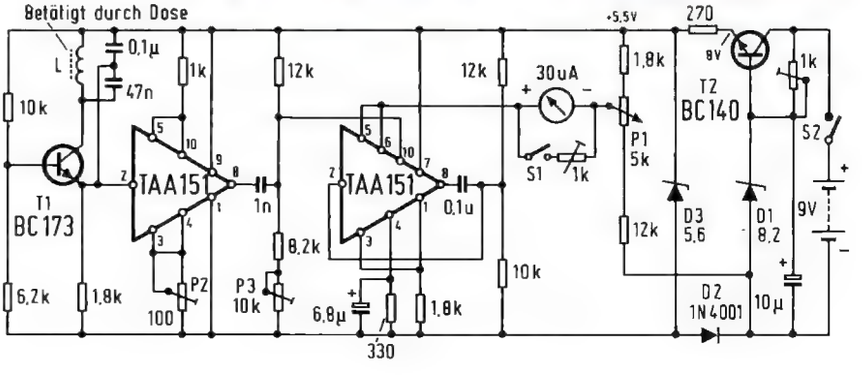


Bild 3. Ansicht des fertigen Mustergerätes

...erden in einer Addierschaltung addiert ...ier in einer Mischschaltung gemischt. Kleinste Abweichungen des Spulenoszillators vom Quarzoszillator wirken sich dann stark in einer mehr oder weniger hohen Differenzfrequenz aus, die zur Anzeige gebracht wird. Die Grenze der Empfindlichkeitssteigerung liegt dann sicher dort, wo durch leichtes Husten das Meßwerk zerstört wird ...

In der Schaltung des Mustergerätes werden die vom Colpitts-Oszillator gelieferten Sinusschwingungen von einem Schmitt-Trigger mit der integrierten Schaltung TAA 151 in Rechteck-Schwingungen umgeformt. Danach folgt ein monostabiler Multivibrator, ebenfalls mit der IS TAA 151 aufgebaut. Dieser erzeugt aus den Rechtecken Impulse mit definierter Länge. Nun müßte an sich eine Integrationsschaltung folgen. Da aber jedes Drehspulinstrument durch seine Trägheit von selbst integriert, wurde auf eine derartige Schaltung ver...chtet. Durch das Potentiometer P 1 ist ...ie Möglichkeit gegeben, den Zeiger ohne Empfindlichkeitsverlust auf jede beliebige Stelle der Skaleneinteilung zu stellen, was ja in der Praxis bei Verwendung als Höhenmesser unbedingt erforderlich ist. Die notwendige negative Spannung wird mit der Diode D 2 erzeugt.

Das Mustergerät zeigt *Bild 3*. Rechts oben neben dem Meßwerk erkennt man zwei kleine Schiebeschalter. Der obere dient zur Meßbereichserweiterung, der untere zum Einschalten. Der Drehknopf schräg darunter gehört zum Potentiometer P 1, mit dem der Zeiger, wie beschrieben, gestellt wird. Ferner ist in der Frontplatte noch eine kleine Bohrung angebracht, durch welche die Justierschraube der Dose zu bedienen ist.

Wenn das Gerät betriebsbereit zusammengebaut ist, beginnt der Abgleich. Gute Dienste leistet hierbei ein Oszillograf. Man überzeugt sich zunächst davon, ob der Sinusoszillator schwingt. Wenn das der Fall ist, schaut man sich die Rechtecke am Ausgang des Schmitt-Triggers an. Sind sie nicht vorhanden, liegt das an mangelnder Empfindlichkeit. Bei Drehen des Trimmpotentiometers P 2 wird man dann eine Stelle finden, bei der die gewünschten Rechteckimpulse am Ausgang (Punkt 8 der IS) erscheinen. Nun wird der monostabile Multivibrator abgeglichen. Hierbei sucht man sich ein derartiges Impuls/Pause-Verhältnis, das bei geringen Druckauslenkungen (von Hand zu simulieren) einen möglichst großen Zeigerausschlag erzeugt. Jetzt ist das Barometer soweit fertig, daß mit der Skaleneichung begonnen werden kann. Am besten ist es, die Skala in m und mm bzw. mb zu eichen, wobei 10 m Höhe 1 mm Druck entsprechen. Am geeignetsten zum Eichen ist eine Vakuum-Kammer, die jedoch nur wenigen zur Verfügung stehen wird. Man kann das Gerät auch mit Hilfe von verschieden hohen Gebäuden, Türmen, Bergen eichen, deren Höhen natürlich bekannt sein müssen. Die Eichung als Barometer erfolgt zweckmäßigerweise durch Verfolgen der Wetterberichte.

Dieser Beitrag ist als Anregung für findige Praktiker gedacht.

Literatur

Siemens Schaltbeispiele 1968/69.

Dipl.-Ing. Ulrich Schröder

Elektronischer Treppenlichtautomat

Ein mit pneumatischer Verzögerung arbeitender Treppenlichtautomat war defekt geworden. Da er beim Einschalten ein sehr störendes Geräusch hören ließ, wurde beschlossen, ihn gründlich zu modernisieren, also: vollelektronisch und damit auch geräuschlos.

Die Wirkungsweise der neuen Schaltung zeigt *Bild 1*. Im Ruhezustand ist der Triac TR gesperrt, der Kondensator C 1 ist entladen, es fließt kein Gatestrom.

Zum Starten wird die Taste Ta kurz gedrückt, die Lampe La leuchtet sofort auf. Über den Gleichrichter Gl 1 und den Widerstand R 1 wird der Kondensator C 1 rasch aufgeladen, über die Widerstände R 2 und R 3 fließt ein Gatestrom in den Triac TR, nach Öffnen der Taste fließt deshalb der Lampenstrom über den Triac und den Widerstand R 8 weiter. Letzterer hat lediglich den Zweck, bei einem eventuellen Kurzschluß der Lampe eine Zerstörung des Triac durch Begrenzung des Kurzschlußstroms auf den zulässigen Wert zu verhindern. Wie üblich in Starkstromkreisen, sorgt eine im Schaltbild nicht gezeichnete Überstromsicherung für eine schnelle Abschaltung.

Über den Gleichrichter Gl 3 und die hochohmigen Widerstände R 5, R 6 und R 7 wird der Kondensator C 2 langsam aufgeladen. Sobald die Zündspannung der Glimmlampe Gl erreicht ist, fließt ein kurzer Impulsstrom über R 4 zur Zündelektrode des Thyristors Thy. Dadurch wird dieser leitend und entzieht dem Triac TR den Gate-Strom. Beim nächsten Nulldurchgang der Speisespannung sperrt daher der Triac und die Lampe La erlöscht.

Der Kondensator C 1 wird jetzt über R 2 und den Thyristor rasch entladen. Auch der Kondensator C 2 ist jetzt noch geladen entsprechend der Brenn(= Lösch)-Spannung der Glimmlampe. Diese Ladung muß unbedingt beseitigt werden, damit bei der nächsten Tastenbetätigung die gleiche Verzögerungszeit erreicht wird.

Dazu dient der Gleichrichter Gl 2, der den Kondensator C 2 ebenfalls über R 2 und den Thyristor entladen kann.

Jetzt ist der alte Zustand wie vor dem Start wieder erreicht.

Eine funktionsfähige Schaltung ließe sich auch ohne den Thyristor bauen, da sie aber sehr kritisch in der Dimensionierung ist und bei Netz-Unter- und Überspannung versagt, lohnt sich schon der Einsatz des Thyristors, es genügt strommäßig der kleinste Typ, spannungsmäßig reichen 200 V als Sperrspannung aus (z. B. B St B 0113).

Der Triac TR ist im Mustergerät vom Typ RCA 2 N 5756, damit läßt sich eine

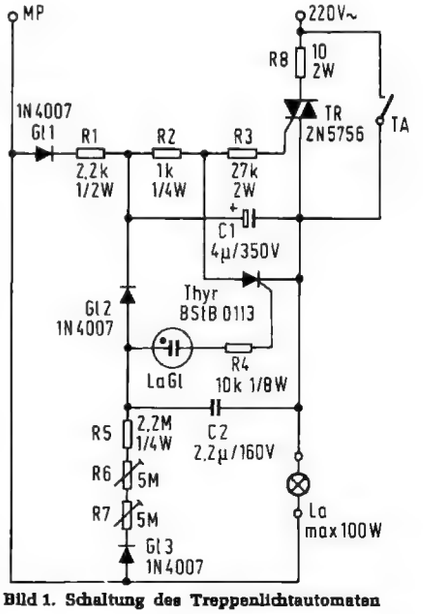


Bild 1. Schaltung des Treppenlichtautomaten

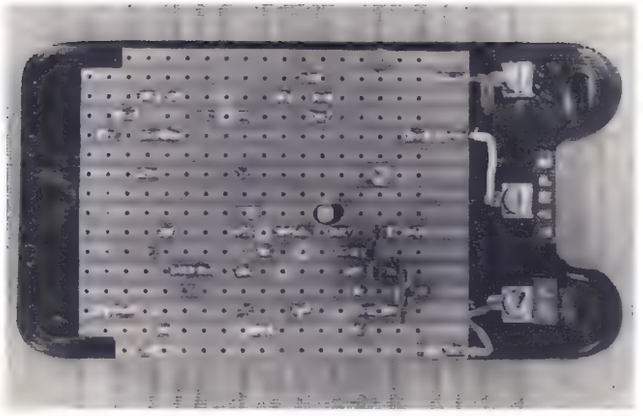


Bild 2. Schaltplatte von der Lötseite

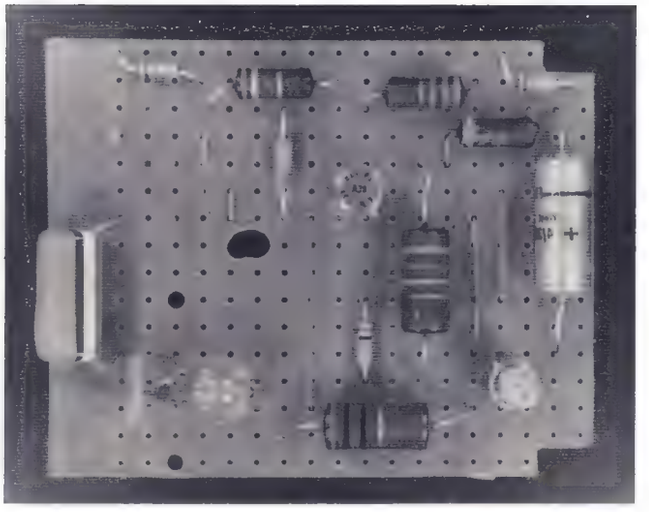


Bild 3. ▶
Schaltplatte von der Bestückungsseite

100-W-Lampe betreiben. Falls mehr Leistung benötigt wird, ist ein stärkerer Triac zu verwenden und ein entsprechend niederohmiger Widerstand R 8.

Der Kondensator C 2 sollte gute Isolation haben, also kein Elektrolytkondensator sein. Falls längere Schaltzeiten gewünscht werden, kann dieser Kondensator größer gewählt werden.

Zum Aufbau des Musters diente eine Veroboard-Platte (*Bild 2* und *3*). Die Glimmlampe entstammte einem Leuchtröhrenstarter, jede Kleinglimmlampe kann verwendet werden.

Die Schaltzeiten lassen sich von 18 s bis 100 s einstellen. Die Schaltung arbeitet einwandfrei bei Netzspannungen zwischen 180 V und 240 V.

Ing. (grad.) Manfred Mauser

Ein einfaches Stecksystem

Immer wieder taucht das Problem auf, eine Schaltung versuchsweise aufzubauen, sei es, daß man eine kleinere Schaltung als Ganzes ausprobieren möchte, sei es, daß ein Teilsystem einer größeren Schaltung untersucht werden soll. Will man dabei nicht zuviel Zeit mit den Aufbauarbeiten verbringen und außerdem in der Wahl der Bauelemente flexibel bleiben, so bietet sich ein Stecksystem als optimale Lösung an.

Ein solches System läßt sich aus Vielfachsteckern ohne großen finanziellen Aufwand herstellen. Im Mustergerät wurden dafür Stecksockel für gepolte Relais verwendet, die im Versandhandel erhältlich sind. *Bild 1* zeigt den Aufbau. Außerdem sind Polklemmen angebracht, die die Verbindung zwischen der Versuchsschaltung und anderen Geräten — Stromversorgung, Signalgenerator usw. — erlauben. Alle Teile sind auf dem Deckel eines Plastik-Sortimentkastens untergebracht. In den Kasten lassen sich die benötigten Verbindungsdrähte aufbewahren.

Auf der Rückseite wurden die Vielfachkontakte zeilenweise durch Blankdrahtverbindungen zusammengefaßt (*Bild 2*). Jede dieser Zeilen stellt also einen Lötpunkt im Schaltbild dar, in dem bis zu vier Bauelementanschlüsse enden dürfen. Das reicht in den meisten Fällen aus. Werden mehr als vier Anschlußmöglichkeiten benötigt, so verbindet man zwei oder mehr Zeilen durch gesteckte Brücken auf der Vorderseite.

Im allgemeinen lassen sich die Schaltungen durch den kompakten Aufbau allein mit den Anschlußdrähten der Bauelemente stecken. Zusätzliche Verbindungen lassen sich durch Schaltdrähte herstellen, die an beiden Enden abisoliert wurden. Die gleichen Verbindungen benutzt man als Brücken zwischen zwei Kontaktzeilen, wenn die Zahl der Steckmöglichkeiten einer Zeile nicht ausreicht, und zum Verbinden der Schaltung mit den Polklemmen. *Bild 3* zeigt den Aufbau einer Musterschaltung auf dem Stecksystem.

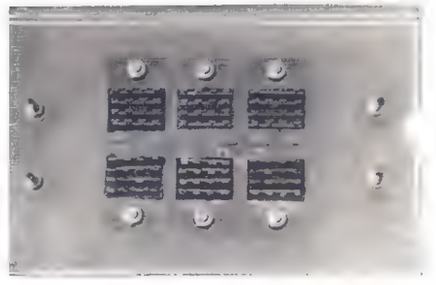
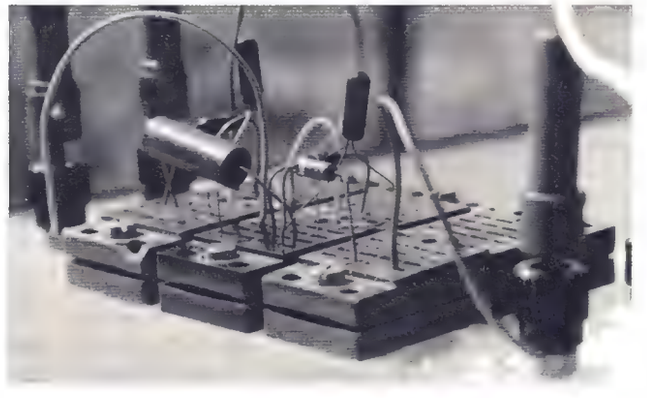
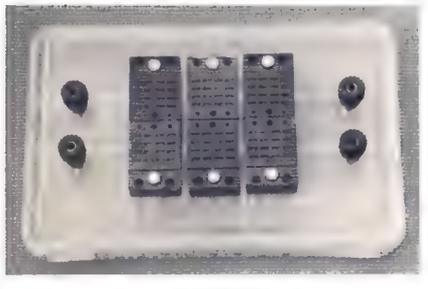


Bild 2. Zeilenförmige Blankdrahtverbindungen auf der Rückseite verbinden die gesteckten Bauelemente miteinander.

Bild 3. ▶
Stecksystem mit Musterschaltung





◀ Bild 1. Ansicht des Stecksystems aus Vielfachsteckbuchsen (Relais-Sockeln)

Peter Bobek, DJ 8 WL

CQ-Memo — eine programmierbare Ruf-Automatik

1. Teil

Funkamateure, die ihre Verbindungen gern in Telegrafie abwickeln oder an Telegrafiewettbewerben teilnehmen, haben sich schon oft über das ständig zu wiederholende und deshalb meist als lästig empfundene CQ-Rufen mit der Morsetaste geärgert. Das nachfolgend beschriebene Gerät übernimmt auf elektronischem Weg diese Arbeit. Es ist praktisch für jedes vorkommende Rufzeichen programmierbar und kann parallel zur Morsetaste an den Sender angeschlossen werden. Der Verfasser gehört zu den Gewinnern des FUNKSCHAU-Preises 1973.

Das Gerät besteht im wesentlichen aus drei Teilen (Platinen): dem Impulsgenerator mit 256-Zähler und Programmsteuerung, der Matrix sowie der Stromversorgung *(Bild 1)*.

Die vom Impulsgenerator gelieferten Impulse werden durch den 256-Zähler in einen 1-aus-256-Code umgewandelt und in der nachgeschalteten Matrix verarbeitet. Die Programmsteuerung sorgt dafür, daß aus dem in der Matrix gespeicherten Text (Beispiel:) „CQ TEST DE DJ ϕ YY/P DJ ϕ YY/P AR TEST K" ein sendegerechter CQ-Ruf wird, einstellbar in Geschwindigkeit und Anzahl der Durchläufe, und anschließend das Rufende mit „AR TEST K" sowie die Abschaltung mittels einer Verriegelungsschaltung erfolgt. Der oben erwähnte und in der Matrix fest programmierte Text soll nur als Beispiel in dieser Bauanleitung dienen, da er in der Matrix die von allen gewöhnlich vorkommenden CQ-Rufformen höchste Zahl an Speicherplätzen benötigt. Trotzdem ist die Matrix damit nur zu etwa ⅔ ausgelastet, so daß auch andere Anwendungen denkbar sind. Um für Wettbewerbe schnell einen abgewandelten CQ-Ruf geben zu können, z. B. „CQ DX" oder „CQ DL" o. ä., wurde der Matrixbaustein steckbar vorgesehen. Er kann dann bei Bedarf innerhalb kurzer Zeit ohne Löten ausgewechselt werden. Damit ist auch eine universellere Anwendung gegeben für den Fall, daß das Gerät nicht nur zum CQ-Rufen benutzt werden soll.

Die Schaltung (Platine CQ 1)

Ein astabiler Multivibrator (T 1 und T 2) liefert über den Impulsformer T 3/T 4 *(Bild 2)* und ein Gatter der Verriegelungsschaltung T 12/4 Impulse an den 256-Zähler, bestehend aus T 5/T 6 und T 7/T 8. Der 4-Bit-Binärzähler T 5 und der 1-aus-16-Demultiplexer T 6 unterteilen die ankommende Impulsfolge in 16 Einzelimpulse, durch die jeweils einer der 16 Ausgänge von T 6 auf L-Pegel (ca. 0 V) gelegt wird. Die genau gleich aufgebaute Zählschaltung (T7/T 8) wertet die Anzahl der Durchläufe der ersten Zählanordnung aus, d. h. an den Ausgängen von T 8 kann man entnehmen, wievielmal 16 Impulse am Eingang von T 5 bereits ankamen. Entsprechend der Zuordnung zur Matrix nennen wir die Zählschaltung T 5/T 6 den *Spaltenzähler* und die Zählschaltung T 7/T 8 den *Zeilenzähler*. Da man zur Ansteuerung der Matrix, wie wir später noch sehen werden, Zeilensignale mit L-Pegel und Spaltensignale mit H-Pegel (ca. +3...+4 V) benötigt, müssen an die Ausgänge des Spaltenzählers Inverter (T 9/T 10/T 11) angeschlossen werden. Die Anschlußpunkte S 1 bis S 16 und Z 1 bis Z 16 werden an die Steckverbindung zur Matrix angelötet. Die Anschlußpunkte R_{01}/R_{02}, R_{11}/R_{12} und R_{21}/R_{22} gehen ebenfalls über die Steckverbindung zur Matrix und haben folgende Bedeutungen: R_{01}/R_{02} ist der Informationseingang für *CQ TEST* (oder *CQ DX*, etc.). Jedesmal, nachdem dieser Rufteil in der Matrix abgefragt wurde, wird vom UND-Gatter T 13/4 ein Impuls auf das Gatter T 13/3 und über die Umkehrstufe T 14/4 gleichzeitig auf den Zähler T 15 gegeben. Dieser Zähler ist mit dem NAND-Gatter T 14/3 so geschaltet, daß nach jeweils drei Impulsen des Gatters T 13/4 kein weiterer CQ-Rückstellimpuls mehr den 256-Zähler-Rückstelleingang (Pin 2 und 3 von T 5/T 7) erreicht. Das geschieht dadurch, daß das UND-Gatter T 13/3 gesperrt wird. Es wird also auf diese Weise der Teilruf *CQ TEST CQ TEST CQ TEST* erzeugt. Im Anschluß daran wird der in der Matrix programmierte Text weiter abgefragt, und es folgt *DE DJ ϕ YY/P DJ ϕ YY/P*. R_{11} und R_{12} bilden den Informationseingang für den Durchlauf *CQ TEST CQ TEST CQ TEST DE DJ ϕ YY/P DJ ϕ YY/P*. Das UND-Gatter T 13/1 gibt nach jedem dieser Durchläufe einen Impuls an den Zähler T 16 und das UND-Gatter T 13/2 ab. Durch wahlweisen Anschluß des Gatters T 14/2 an den Zäh-

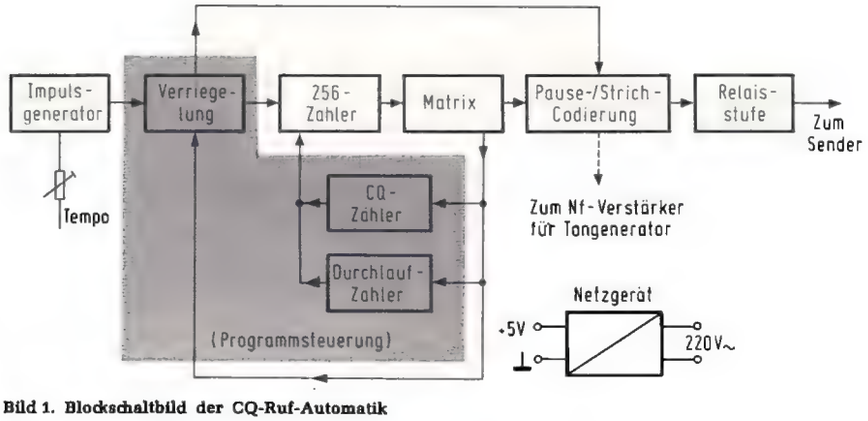


Bild 1. Blockschaltbild der CQ-Ruf-Automatik

Bild 6. Rasterelektronenmikroskopische Abbildung von Nierensteinen. Vergrößerung: 1320-fach

Das Durchstrahlungs-Rastermikroskop

Es ist einleuchtend, daß das Rasterprinzip nicht nur auf die Oberflächenabbildung angewendet werden kann, sondern auch Durchstrahlungs-Rasterbilder erzeugt werden können. Dazu ist es im Prinzip nur notwendig, in Bild 5 das dicke Objekt durch ein durchstrahlbares zu ersetzen und transmittierte Elektronen in einem Detektor hinter dem Objekt aufzufangen. Vom optischen Informationsgehalt her ist dieses Verfahren der konventionellen Abbildung äquivalent. Es bringt allerdings den Vorteil, daß Elektronen, die durch Wechselwirkung mit dem Objekt Energie verloren haben, die Abbildungsqualität nicht verschlechtern können, da hinter dem Objekt keine bildfehlererzeugenden Linsen mehr folgen. Deshalb ist es mit dem Durchstrahlungs-Rasterverfahren möglich, wesentlich dickere Objekte als im konventionellen Betrieb abzubilden, was zur Entwicklung von Rasterzusätzen zum konventionellen Mikroskop führte. Hinzu kommt die schon erwähnte Möglichkeit, auf einfache Weise das Bildsignal elektronisch zu verarbeiten, z. B. den Kontrast anzuheben. Ein wichtiger Vorteil ergibt sich durch die Möglichkeit, ebenfalls mit einfachen Mitteln die das Objekt verlassenden Elektronen bezüglich ihrer Energie und Richtung zu selektieren und so verschiedene Informationen tragende Bilder des Objektes zu gewinnen.

Die erreichbare Auflösung eines Durchstrahlungs-Rastermikroskops ist von Seiten der Elektronenoptik bei der Verwendung dünner Objekte die gleiche wie bei einem hochauflösenden konventionellen Mikroskop. Bei der praktischen Realisierung ergibt sich jedoch ein großes Hindernis. Versucht man, hochaufgelöste Bilder (Auflösung $< 1{,}5$ nm) mit einem Durchstrahlungs-Rastermikroskop zu erhalten, so ergeben sich bei der Verwendung herkömmlicher thermischer, auf dem Prinzip der Glühemission beruhender Strahlerzeugungssysteme, Bildregistrierzeiten von Stunden, da die einzelnen Bildpunkte nacheinander erzeugt werden. Will man wieder zu vernünftigen Registrierzeiten kommen, so muß ein intensitätsstärkerer Strahlerzeuger verwendet werden, z. B. eine nach dem Prinzip der Feldemission arbeitende Katode. Der technologische Aufwand ist dabei jedoch beträchtlich, da zum Erhalt der Emissionseigenschaften eine solche Katode im Ultrahochvakuum (10^{-12}...10^{-9} Torr) betrieben werden muß. Aus diesem Grund existieren hochauflösende Durchstrahlungs-Rastermikroskope zum jetzigen Zeitpunkt nur als Versuchsgeräte. Es ist jedoch abzusehen, wann die ersten voll funktionsfähigen Geräte auf dem Markt erscheinen werden.

Die Möglichkeiten, ein solches Mikroskop zu einem Analysen-Systemgerät auszubauen, sind noch naheliegender als beim konventionellen Mikroskop, da die Analyse kleinster Bereiche sich schon von der Betriebsweise her anbietet. Möglicherweise zeigt sich hier der Weg zum umfassenden Analysen- und Abbildungssystem für den Mikrobereich.

Bundespost erprobt Hohlkabel

Die für die kommende Jahrzehnte anvisierte Breitbandtechnik im Bundesgebiet hat ihre endgültige technische Ausprägung noch lange nicht erreicht. Die Bundespost als der wahrscheinlich einzige Auftraggeber für ein solches Netz ist noch immer im Experimentierstadium. Zur Wahl stehen u. a. Koaxialkabel „alter Art", Glasfaserleitungen, sehr breitbandige Richtfunkstrecken und letztlich auch Hohlkabel (Hohlleiter). Im FTZ Darmstadt sind auf dem letztgenannten Gebiet seit Jahren Forschungsarbeiten im Gang, die sich auch an ähnliche Untersuchungen im Ausland, insbesondere in Großbritannien, anlehnen. Beim FTZ ist dieser ganze Komplex aus dem Stadium der Forschung nunmehr in den des Großversuches übergegangen, wie nachfolgender Bericht erkennen läßt.

Das Bundespostministerium hat das Forschungsinstitut der Bundespost beim Fernmeldetechnischen Zentralamt (FTZ) beauftragt, zusammen mit den Fachabteilungen des FTZ Vorbereitungen für den Aufbau einer 40 km bis 45 km langen Hohlkabelstrecke zu treffen. Für besonders große Nachrichtenbündel könnte diese neue Kabelart die bisher üblichen Koaxialkabel vorteilhaft ersetzen. Das von einem Verstärkeramt bei Heidelberg aus nach Norden bis in die Nähe von Darmstadt zu verlegende Kabel, durch das Millimeterwellen geleitet werden, hat eine sehr große Nachrichtenkapazität (entsprechend bis zu etwa 500 000 gleichzeitigen Gesprächen). Es ist außerordentlich kupfersparend, da es nur aus einem kreisrunden Rohr ohne Innenleiter besteht. Auf diesem Kabel entstehen so geringe Verluste, daß nur in Abständen von 40...50 km Verstärker benötigt werden, während für Koaxialkabel neuester Bauart bereits für etwa 60 000 Ferngespräche alle 1,5 km ein Verstärker erforderlich ist.

Hohlkabel im praktischen Einsatz

Eine beim FTZ 1969 installierte 3 x 3-km-Hohlkabel-Experimentierstrecke brachte mit drei unterschiedlichen Kabelarten den Nachweis der Brauchbarkeit dieser neuen Technik. Aufbauend auf den hierbei gewonnenen Erfahrungen und Daten sieht sich die Deutsche Bundespost jetzt in der Lage, anhand eines größeren Hohlkabelprojektes zu untersuchen, ob die harten Bedingungen des normalen Betriebes erfüllt werden können. Die Leitung soll zunächst als Versuchsstrecke dienen, an der auch die vor der Fertigstellung stehenden Hohlkabelverstärker eines mit öffentlichen Mitteln geförderten Gemeinschaftsprojektes von Industrie und Hochschulen eingesetzt werden sollen. Die Trasse ist so gewählt und die Kabelstrecke wird so aufgebaut werden, daß sie später verlängert werden kann, um als Betriebsstrecke zur Entlastung des Fernmeldenetzes zu dienen.

Der neue Hohlkabeltyp kann bei Bewährung in technischer, betrieblicher und wirtschaftlicher Hinsicht mit dazu beitragen, das Weitverkehrsnetz der Bundespost entsprechend dem erheblich steigenden Leitungsbedarf in modernster Weise auszubauen. Hierbei ist nicht nur an das Fernsprechen gedacht, sondern auch an neue Dienste, wie z. B. die schnelle Datenübertragung und das rund 100 normale Fernsprechkanäle beanspruchende Bildfernsprechen. Die Wissenschaftler des Forschungsinstitutes hoffen, diese hohen Anforderungen mit Hilfe des neuen Kabels bei relativ geringen Kosten erfüllen zu können. Hierdurch wären die Voraussetzungen dafür geschaffen werden, daß sich neue Breitbanddienste, wie Bildfernsprechen, schnelle Datenübertragung u. a., auch über große Entfernungen zu wirtschaftlich günstigen Bedingungen anbieten lassen.

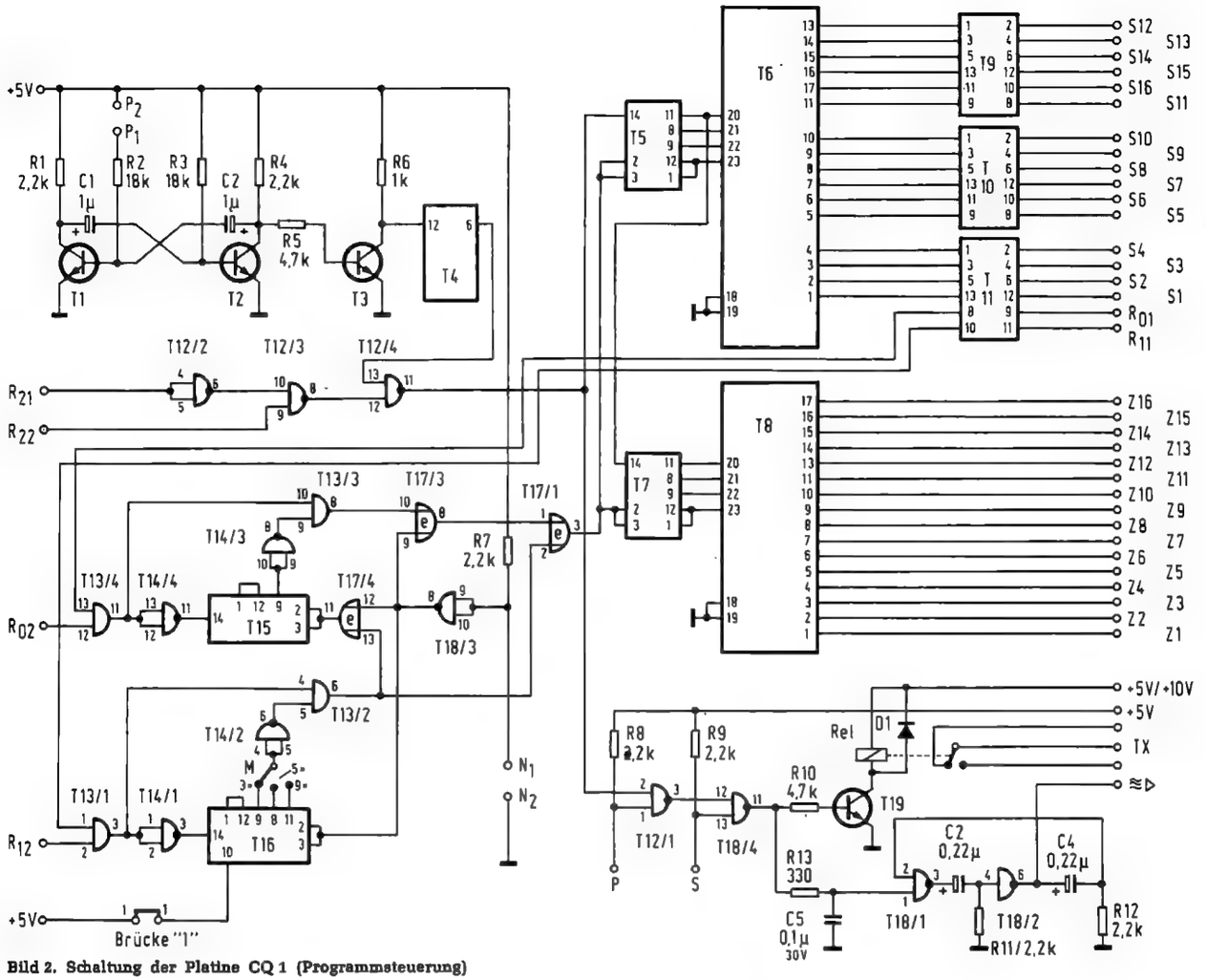


Bild 2. Schaltung der Platine CQ 1 (Programmsteuerung)

ler T 16 wird bewirkt, daß der genannte Durchlauf dreimal, fünfmal oder neunmal stattfindet. Nach jedem dieser Durchläufe wird gleichzeitig über das ODER-Gatter T 17/4 die Rückstellung des Zählers T 15 auf Null und die Rückstellung des 256-Zählers auf Null bewirkt. Das NAND-Gatter T 18/3 dient zur Rückstellung des Gesamtprogramms auf Null. Dies ist erforderlich, da nach entsprechend angewähltem mehrmaligen Durchlauf das Programm der Matrix mit *AR TEST K* zu Ende geführt, und gleichzeitig über die Informationseingänge R_{21} und R_{22} eine Verriegelungsschaltung (T 12/4) angesteuert wird, die eine Impulsweitergabe vom Impulsgenerator zum 256-Zähler nach Durchlauf des gesamten Matrixtextes verhindert.

Das Flipflop T 4 hat die Funktion eines 2er-Teilers. Es wird deshalb benötigt, weil die vom Impulsgenerator gelieferten Impulse mit ihrem Tastverhältnis von der Geschwindigkeit abhängig sind. Das Flipflop liefert an seinem Ausgang Impulse mit der halben Frequenz des Taktgenerators, jedoch mit einem Tastverhältnis von genau 1:1 bei jeder Geschwindigkeit. Damit wird sichergestellt, daß sowohl das Punkt/Strich- als auch das Punkt/Pausen-Verhältnis über alle Geschwindigkeitsbereiche konstant bleiben (1:3 bzw. 1:1).

Die beiden NAND-Gatter T 12/1 und T 18/4 bilden die Codierschaltung für die Signale *Pause* oder *Strich*. Am Eingang 2 des NAND-Gatters T 12/1 liegt das mäanderförmige Signal des Impulsgenerators. Es wird nur solange zum Ausgang (Pin 3) durchgelassen, wie der Eingang 1 auf H-Pegel liegt. Um eine Pause zu erzeugen, muß also der Anschlußpunkt P auf L-Pegel liegen. In entsprechender Weise arbeitet das Gatter T 18/4 zur Erzeugung eines Striches. Unabhängig von einem an seinem Eingang 12 liegenden Signal wird der Ausgang von T 18/4 auf H-Pegel springen, sobald der Anschlußpunkt S auf L-Pegel gelegt wird. Da die Information in der Matrix erzeugt wird, müssen die beiden Anschlußpunkte P und S mit an die Matrixsteckverbindung gelötet werden.

Ein Tongenerator mit einer Schwingfrequenz von ca. 500 Hz (T 18/1 und T 18/2) vervollständigt die Schaltung der Platine CQ 1. Seine Schaltung ist [1] entnommen. Da er ein rechteckförmiges Signal von $u_{ss} = 3...4$ V abgibt, muß dieses vor Einspeisung in den Nf-Mithörverstärker reduziert werden, da sonst eine Übersteuerung auftritt. Die Herabsetzung der Signalamplitude, verbunden mit einer Impulsformierung, wird durch eine externe Beschaltung vorgenommen (vgl. Bild 14). Um in die Relaisstufe (T 19) sowohl die 6-V- als auch die 12-V-Ausführung des Relais einbauen zu können, ist der Anschluß für die Betriebsspannung herausgeführt. Bei Verwendung des 12-V-Relais muß dieser Anschluß an die Eingangsspannung des Regelnetzgerätes (Elko!) angeschlossen werden. Diese Spannung besitzt zwar eine gewisse Welligkeit, sie reicht jedoch zum Schalten des Relais völlig aus.

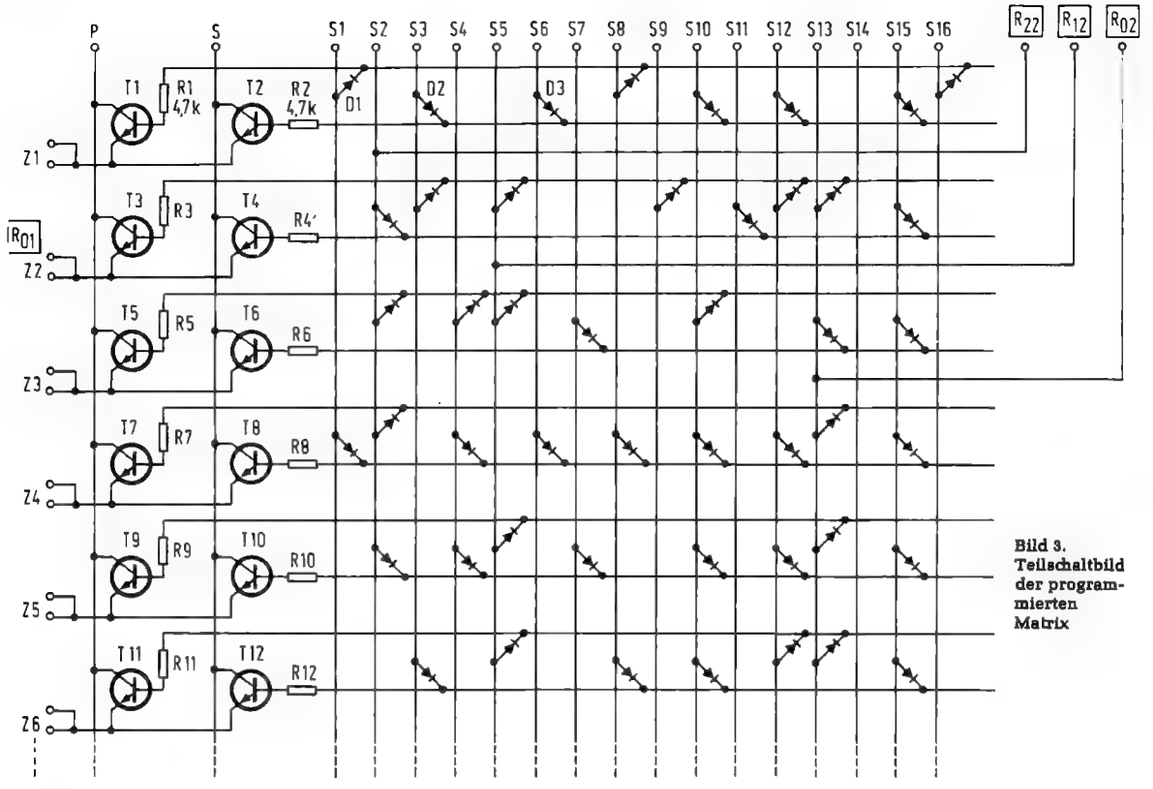


Bild 3. Teilschaltbild der programmierten Matrix

Die Matrix

Die Funktion der Matrix soll an Hand des Teilschaltbildes einer programmierten Matrix *(Bild 3)* kurz erläutert werden. Die Transistoren T 1 bis T... stellen mit den Dioden an der Basis ODER-Glieder dar. Der Kollektor eines Transistors wird immer dann auf L-Pegel gehen, wenn am Emitter (Zeilensignal) L-Pegel liegt und eine der Dioden an seiner Basis H-Pegel (Spaltensignal) bekommt. Die Transistoren mit ungeradzahliger Positionsnummer bilden zusammen ein ODER-Glied für alle Informationen *Pause*, während die Transistoren mit geradzahliger Positionsnummer ein ODER-Glied für alle Informationen *Strich* darstellen. Programmiert werden nur Pausen und Striche des zu sendenden Textes, und zwar durch Einlöten von Dioden an der dafür im Programmablauf vorgesehenen Stelle der Matrix. Eine Programmierung für *Punkt* ist nicht erforderlich, da bei Erzeugung eines Punktes im fortlaufenden Text eine Programmierung *Pause* oder *Strich* sowieso nicht auftreten darf, d. h. in diesem Fall muß das Taktgebersignal auf der Platine CQ 1 ungehindert die Pause/Strich-Codierschaltung passieren können.

Die Anschlußpunkte R_{01}, R_{02} usw. entsprechen den Anschlußpunkten auf der Platine CQ 1 und müssen über die Steckverbindung mit diesen verbunden werden. Dies gilt ebenso für die Anschlußpunkte Z 1 bis Z 16 und S 1 bis S 16. Auf die Programmierung der Matrix selbst wird noch ausführlich eingegangen. Es sei hier nur erwähnt, daß die in Bild 3 gezeigte Diodenbelegung für den programmierten Text *CQ TEST DE DJ ϕ YY/P DJ ϕ YY/P AR TEST K* gilt.

Das Netzteil *(Bild 4)* enthält eine einfache und beim Verfasser bereits mehrfach verwendete Regelschaltung mit drei Transistoren. Ihr wurde der Vorzug gegenüber einem integrierten Spannungsregler (z. B. LM 309 K) gegeben, weil sie fast den gleichen Platzbedarf hat, aber billiger ist. Da die Schaltung jedoch nicht kurzschlußfest ist, sollte bei der Inbetriebnahme der CQ-Ruf-Automatik darauf geachtet werden, daß ein unbeabsichtigter Kurzschluß nicht auftreten kann (evtl. auch Einbau einer Sicherung in die Spannungszuführung).

Im Mustergerät befindet sich weiter ein kleiner Nf-Verstärker für den Mithörton-Generator. Die Schaltung ist [2] entnommen. Da er zum Betrieb nicht unbedingt erforderlich ist, soll hier nur darauf hingewiesen werden, daß gleichwertige Nf-Verstärker mit einer Leistung von 0,5 bis 1 W bei einer Speisespannung von 6...12 V von fast jedem Fachhändler oder Versandgeschäft preiswert zu bekommen sind.

(Schluß folgt)

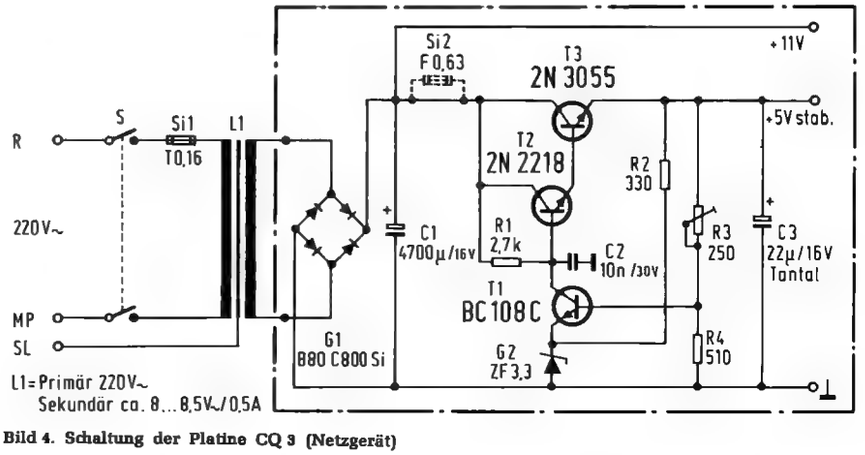


Bild 4. Schaltung der Platine CQ 3 (Netzgerät)

Wolfgang Ziegenhagen und Werner Irens

Platinenherstellung für den Hobbyelektroniker

Beim Bau eines elektronischen Gerätes ist die Herstellung der gedruckten Platine für den Elektronik-Amateur meist das größte Problem. Zwar existieren verschiedene sehr einfache Verfahren zur Platinenherstellung – diese sind jedoch ziemlich unsicher; komplizierte Schaltungen mit geringen Leiterbahnabständen und DIL- oder Flat-Pack-Anschlüssen lassen sich überhaupt nicht realisieren. Vor dem absolut sauberen und präzisen Fotoverfahren schrecken viele Amateure zurück, da ihnen dieses zu schwierig erscheint. Dieser Beitrag nach dem „Kochbuchprinzip" soll die Einfachheit dieses Verfahrens darlegen.

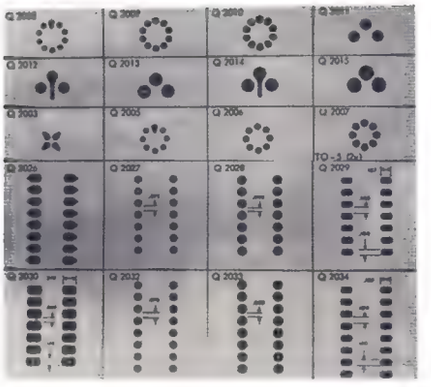


Bild 1. Eine Auswahl der verfügbaren Klebesymbole. Ferner sind Kreise, Punkte, Leiterbahnen, Ecken erhältlich

Verfahren der Leiterbahnübertragung

Bei der Herstellung gedruckter Platinen müssen beim subtraktiven Verfahren (= Abätzen der Kupferschicht) die gewünschten Leiterbahnen durch ein geeignetes Abdeckmittel vor der ätzenden Säure geschützt werden. Für den Heimgebrauch sind folgende Verfahren üblich:

a) Abdecken durch Ätzlack,
b) Durchpausen von der Vorlage mittels Kopierpapier,
c) Bekleben der Kupferschicht mit PVC, d-c-fix o. ä. und Ausschneiden,
d) Aufzeichnen mit Tinte, z. B. edding 2000, dalo 33, usw.,
e) Anwendung des Fotoverfahrens.

Platinen, hergestellt nach den Verfahren a bis d, sind nicht reproduzierbar, schlecht zu bohren, haben meist ausgefranste Leiterbahnen und sehen recht unsauber aus. Außerdem sind schmale Leiterbahnen und z. B. IS-Anschlüsse kaum zu realisieren.

Das Fotoverfahren dagegen garantiert Reproduzierbarkeit, hohe Genauigkeit und Maßhaltigkeit, exakte Wiedergabe auch kleinster Details (hohe Pakkungsdichte!) sowie leichte und schnelle Änderung der Vorlage. Dabei erhält die Kupferschicht einen UV-empfindlichen Überzug, der durch eine transparente, kontrastreiche Vorlage belichtet wird. Die unbelichteten Stellen bleiben nach dem Entwickeln auf der Platine als Ätzschutz stehen. Diese kann geätzt und gebohrt werden. Das Verfahren wird im folgenden qualitativ und quantitativ genau beschrieben.

Vorlagen-Erstellung

Liegt der Printenwurf gedruckt in einer Fachzeitschrift vor, wendet man die unten beschriebene fotografische Reproduktion an. Sofern dies nicht möglich ist (wegen fehlender Ausrüstung, schlechtem Druck, Durchschlagen der Rückseite usw.) oder bei Eigenentwürfen wird das Klebeverfahren angewendet. Verschiedene Firmen (z. B. Neumüller, München) liefern selbstklebende Bänder und Formstücke, mit denen auf transparentem Grundmaterial der Printentwurf aufgeklebt wird *(Bild 1)*. Die Klebesymbole können jederzeit wieder abgezogen und verändert werden.

Die Vorlage soll – sofern die fotografische Ausrüstung dies erlaubt – in doppelter oder vierfacher Größe ausgeführt werden. Sie wird anschließend fotografisch verkleinert. Ist Verkleinerung nicht möglich, wird in Originalgröße geklebt und die Fotoschicht der Platine durch diese Vorlage direkt belichtet. Bei vergrößerter Vorlage muß unbedingt eine Maßstrecke mit Sollwert aufgebracht werden: Exakte Verkleinerung ist sonst nicht möglich.

Als Grundmaterial eignet sich Transparentpapier nur schlecht; empfehlenswert ist eine glasklare, dünne, starre Folie (Papiergeschäft). Diese Folien gewährleisten hohe Maßhaltigkeit (wichtig z. B. für gedruckte Spulen und DIL-Anschlüsse). Weiterhin empfiehlt sich die Aufbringung eines Textes („Vorverstärker"), damit entfällt das Problem der Seitenrichtigkeit. (Wenn man bei einer fertig geätzten und gebohrten Platine feststellt, daß diese seitenverkehrt ist, wird man schon merken, ob sich Beschriften lohnt.) Sämtliche Ein- und Ausgänge sollten mit Kennbuchstaben versehen werden: Dies erleichtert die Verdrahtung. Außenlöcher (z. B. Befestigungslöcher) werden durch entsprechende freiliegende Lötaugen markiert; diese dienen später als Bohrhilfe.

Das Filmnegativ

Bei fotografischer Verkleinerung bzw. Reproduktion aus einer Fachzeitschrift wird ein Filmnegativ benötigt. Die Reproduktion ergibt ein Positiv, aus dem durch Umkopieren das zum Belichten der Platine notwendige Negativ entsteht *(Tabelle 1)*. Die Reproduktion der

Tabelle 1. Filmmaterial für die Platinenbelichtung

		Vorlage geklebt	Zeitschriftenvorlage
POSITIV	Reproduktion	Agfa-Agepe-FF-KB-24×36 mm-Film	
	Entwickler	Agfa-Doku-Filmentwickler	
		Umkopieren	
NEGATIV	Originalgröße	Agfa-Agepe-FF-Planfilm	Kodalith Ortho Typ 3
	Entwickler	Agfa-Doku-Filmentwickler	Kodalith-Super-Spezial-Entwickler (Fa. A. Rost, Stuttgart)
		Platine	

Bild 3. Das Gerät vereinigt Repro-Kamera und Vergrößerer; es wird nur ein Objektiv verwendet. Auf dem Reprokasten stehen die verwendeten Filme und Entwickler. Eine kleine, billige Anlage erfüllt jedoch den gleichen Zweck

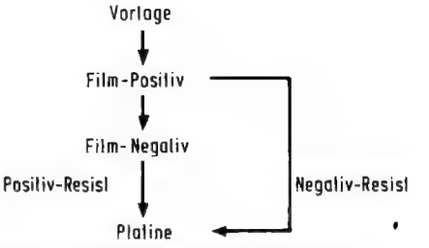


Bild 2. Herstellungsgang für die Platine

Vorlage erfolgt im Normalfall mittels einer Plattenkamera, wobei das Positiv auf der Mattscheibe gleich auf Originalgröße eingestellt wird. Bei der Verwendung von Negativ-Resist erspart diese Methode das Negativ *(Bild 2)*. Wird Positiv-Resist verwendet, so wird das Negativ im Kontaktverfahren hergestellt.

Steht eine Plattenkamera nicht zur Verfügung, wird auf Kleinbildfilm 24 mm x 36 mm abfotografiert und anschließend mit einem Vergrößerungsgerät *(Bild 3)* das Negativ in Originalgröße hergestellt. Dabei ist jeweils formatfüllende Aufnahme anzustreben. Ist eine Reprokamera nicht vorhanden, können auch Nahlinsen, Zwischenringe oder Balgenauszüge verwendet werden. Die folgende Arbeitsanweisung bezieht sich auf die Verarbeitung von Kleinbild-Material (24 mm x 36 mm).

Da zum Belichten der Platine ein Negativ mit extremem Kontrast benötigt wird, ist der Kontrast der Vorlage zu erhalten bzw. zu verbessern:

a) Eine geklebte Vorlage wird mit reinweißem Karton unterlegt.
b) Eine Fachzeitschrift-Vorlage, bei welcher der Druck der Rückseite durchscheint, wird mit schwarzem Fotokarton unterlegt. Dies führt zwar zu einer Verschlechterung des Gesamtkontrastes, doch wird das Durchschlagen des rückseitigen Drucks auf das Positiv mit Sicherheit vermieden.
c) Eine Fachzeitschrift-Vorlage ohne störendes Durchscheinen wird mit weißem Karton unterlegt.

Den schlechteren Kontrast in den Fällen b) und c) gleicht man durch Verwenden entsprechenden Filmmaterials für das Negativ aus. Durch eine aufgelegte Glasplatte wird die Vorlage völlig plan und gleichzeitig in ihrer Lage fixiert.

Die Vorlage ist nun abzufotografieren auf Agfa-Agepe-FF-Kleinbildfilm 24 mm x 36 mm, erhältlich als KB-Dose mit 36 Aufnahmen oder als 10-Meter-Rolle zur Selbstkonfektionierung (erheblich billiger!). Dieser Film ist, ebenso wie der untengenannte Kodalith, orthochromatisch, d. h. er kann bei indirektem Rotlicht verarbeitet werden; allerdings muß der Verarbeitungsraum absolut lichtdicht sein (Schlüssellöcher, Uhrenzifferblatt u. ä. stören bereits). Als Beleuchtung dienen vier 100-W-Strahler mit seitlicher Einstrahlung (Bild 2), bei einem Abstand von 80 cm zwischen Strahler und Vorlage.

Für eine Brennweite des Objektivs von f = 50 mm und einer Größe der Vorlage von etwa 150 mm x 200 mm (DIN A 5) ergibt sich bei einer Entfernung der Vorlage von 35 cm eine Belichtungszeit von 4 s bei Blende 11. Doppelte Größe der Vorlage erhöht die Belichtungszeit um etwa 10 %, halbe Größe verringert sie um rund 10 %. Über- oder Unterbelichtung von etwa 20 % sind meist unkritisch. Bei abweichender Beleuchtung oder Brennweite ist eine eigene Versuchsreihe mit 0,5-s-Schritten notwendig.

Der Film wird sofort nach der Belichtung in einer Dose (Jobo-Tank) mit Agfa-Doku-Filmentwickler entwickelt. Dieser besteht aus zwei festen Substanzen A und B. Substanz A wird aufgelöst in 800 ml Wasser (Leitungswasser von 40 °C), danach wird Substanz B zugesetzt. Anschließend auffüllen auf 1000 ml. Die Entwicklungszeit beträgt bei Zimmertemperatur 4 min, dabei die Dose alle 30 s wenden. Anschließend wird der Film gewässert (wassergefüllte Dose 30 s schütteln) und 15 min fixiert (alle 60 s wenden). Fixiersalz ist in fester Form erhältlich: 100 g auflösen in 1000 ml Wasser. Der Film wird nun etwa 1 Stunde gewässert und anschließend 1 min mit Entspannungsmittel („Agepon"-Netzmittel, 5 ml = 1 Verschlußkappe auf 1000 ml Wasser) oder destilliertem Wasser behandelt. Dann hängt man ihn mit einer Wäscheklammer an einer Trockenleine auf (möglichst staubfrei!) und beschwert ihn unten mit mehreren Klammern.

Als nächster Schritt wird das nun vorliegende Kleinbild-Positiv auf Planfilm in Originalgröße kopiert. Ein normales Vergrößerungsgerät genügt. Die Originalgröße kann durch die mitfotografierte Maßstrecke genau eingestellt werden. Das Bild stellt man scharf (mit Lupe kontrollieren), Belichtungszeit und Blende werden eingestellt. Erst wenn alle Einstellungen stimmen, wird bei indirektem Rotlicht der Planfilm in den Vergrößerungsrahmen eingelegt, sofort belichtet und entwickelt.

Als Planfilm dient entsprechend Tabelle 1 Agfa-Agepe-FF oder Kodalith Ortho Typ 3. Der Kodalith ist sehr steil und läßt keine Grautöne zu (= extremer Kontrast). *Tabelle 2* gibt die Belichtungs- und Entwicklungszeiten an.

Tabelle 2. Entwicklungszeiten

Vergr.-Gerät: 150 W, f = 60 mm, Entfernung = 20 cm

	Agfa-Agepe-FF	Kodalith Ortho Typ 3
Belichtungszeit	2...3 s	10 s
Blende	16	11
Entwickler	Agfa-Doku-Filmentwickler	Kodalith-Super-Spezialentwickler
Entwicklungszeit	4 min	4 min
Wässern	30 s	
Fixieren	15 min, Fixiersalz	
Wässern	20 min, fließendes Wasser	
Entspannen	30 s, Agepon oder Aqua destillata	
Bäder-Temperatur	Zimmertemperatur	

Ansatz des Kodalith-Super-Spezialentwicklers:

Für 500 ml:
47,5 g Substanz A + 250 ml H_2O fertiger Entwickler
43,6 g Substanz B + 250 ml H_2O (siehe Text)
Das Lösen der Substanzen erfolgt unter stetigem Rühren bei 38 °C.

Das Negativ wird staubfrei getrocknet und sofort in Negativtaschen oder Klarsichthüllen verwahrt. Kratzer auf dem Negativ sind unbedingt zu vermeiden. Sie ergeben Leiterbahnunterbrechungen auf der Platine. Abhilfe: retuschieren.

Der Agfa-Doku-Filmentwickler ist für mehrmaligen Gebrauch geeignet, die angesetzte Lösung hält bei kühler und luftdichter Lagerung einige Monate. Der Kodalith-Entwickler besteht aus zwei getrennten festen Substanzen, die getrennt gelöst werden müssen *(Tabelle 2)* und getrennt mehrere Tage angesetzt in kühler und dunkler Umgebung stehen können. Sie werden erst unmittelbar vor Gebrauch gemischt. Die fertige Lösung ist rund 24 Stunden in kühler Umgebung haltbar. Überhaupt sollen Filme und Entwickler grundsätzlich kühl und dunkel gelagert werden – dies verlängert ihre Lebensdauer. Filme bewahrt man am besten in luftdichten Plastik-Büchsen oder -Beuteln im Kühlschrank auf.

An sich könnte bei Verwendung von Negativ-Resist unmittelbar vom KB-Positiv auf die Platine kopiert werden; bei den Verfassern hat sich dieses Verfahren jedoch nicht bewährt (zu lange Belichtungszeit wegen der geringen Empfindlichkeit der Fotoschicht auf der Platine).

Platinenbearbeitung und -Reinigung

Fotobeschichtete Platinen sind zwar überall erhältlich, dennoch empfehlen die Verfasser die Beschaffung großer, unbeschichteter Platinen und Selbstkonfektionierung (extrem billiger). Dabei sind Platinen auf Epoxidharz-Basis unbedingt vorzuziehen, insbesondere für Hf-Schaltungen. Der Preis für zehn Epoxid-Platinen der Größe 175 mm x 285 mm beträgt etwa 40 DM. Diese Platinen sind einzeln in Folie eingeschweißt, korrodieren also nicht von selbst. Der Zuschnitt der Platinen erfolgt in der Folie, um Korrosion durch Fingerabdrücke zu vermeiden. Fingerabdrücke sind gegebenenfalls sofort mit weichem Lappen zu entfernen. Zum Zuschneiden geeignet sind Metall-Kreissägen (niedertourig), Bandsägen, Dekupiersägen, Stichsägen oder Hand-Laubsägen. Dabei liegt die Kupferseite der Platine oben. Die Platine muß allseitig etwa 5 mm größer zugeschnitten werden als die Vorlage. Die Ränder sind gegebenenfalls zu entgraten.

Mit einem Scheuermittel und einem weichen Lappen können Verunreinigungen entfernt werden (kreisende Bewegungen). Ebenfalls geeignet ist feinstes Schmirgelpapier (400er- oder 600er-Körnung). Anoxydierte Platinen werden vorsichtig mit der Wurzelbürste bearbeitet und dann gründlich unter fließendem Wasser abgewaschen und mit fusselfreiem Lappen getrocknet.

Verwendbar zur Reinigung sind auch organische Fettlösungsmittel wie Aceton, Trichloräthylen (Tri), Tetrachlorkohlenstoff und Benzol; Alkohol reicht nicht aus. Tri und Tetrachlorkohlenstoff sind jedoch sehr giftig und gesundheitsschädlich aufgrund ihrer Fettlöslichkeit, insbesondere leberschädigend. Benzol ist brennbar, sehr explosiv und bei Erreichen der Riechschwelle bereits gesundheitsschädigend. Aceton dagegen ist zwar ebenfalls brennbar und explosiv, jedoch nicht so gefährlich wie die anderen Lösungsmittel. (Aceton ist z. B. im Nagellackentferner enthalten, der freie Verkauf von Tetra dagegen nach der neuen Apotheker-Verordnung verboten.) Grundsätzlich muß der Umgang mit Lösungsmitteln im Freien oder unter einem Abzug erfolgen.

Platinen-Beschichtung

Die Beschichtung erfolgt mit handelsüblichen Sprühdosen, z. B. Positiv 20. Hierzu ist eine Dunkelkammer nicht erforderlich, jedoch sollte das Tageslicht (UV-Anteil) durch Abdunkelung (Vorhänge) ausgeschaltet werden. Eine 25-W-Birne tut hier gute Dienste.

Entscheidend für die Qualität der Platine ist eine homogene Fotoschicht. Man legt die Platine horizontal auf eine ausreichend große Unterlage (Zeitungspapier) und besprüht sie aus etwa 20 cm Abstand. Der Fotolack muß gleichmäßig verlaufen. Auftragen in mehreren Schichten ist möglich, Zwischentrocknung nicht notwendig. Dreckkörner werden sofort mit Wattestäbchen („Q-Tips") entfernt. Der Lack riecht unangenehm, ist jedoch ungefährlich. Die Ergiebigkeit beträgt nach Herstellerangaben 1,5 m² (die Verfasser schafften nur (?) 0,6 m²). Die Sprühdose ist nach Gebrauch umzudrehen und zu sprühen, bis Treibgas austritt.

Die Trockenzeit beträgt etwa 24 Stunden bei Umgebungstemperatur (dunkel lagern). Sie kann auf 15...20 min verkürzt werden durch Temperaturerhöhung auf 70 °C (maximale Temperatur nach Herstellerangaben). Bei mehr als 80 °C verzieht sich die Platine und die im nächsten Arbeitsabschnitt benötigte Glasplatte liegt nicht mehr plan auf.

Zur beschleunigten Trocknung eignet sich z. B. ein Elektro-Grill (Frontplatte abdunkeln). Dieser wird auf 40 °C vorgewärmt (Handwärme), die Platine eingelegt und die Temperatur langsam auf 70 °C gesteigert. Die Platine legt man nicht sofort in den 70 °C warmen Grill, da dann durch zu schnelles Verdunsten des Lösungsmittels eine inhomogene Schicht entsteht. Die Abkühlzeit beträgt etwa 5 min.

Platinen (z. B. bestimmte, oft benötigte Größen) können auf Vorrat angefertigt werden (Aufbewahrung im Kühlschrank, lichtdicht verpackt).

Platinen-Belichtung

Die Platine wird auf eine plane Fläche aufgelegt; diese sollte zur Reflexionsvermeidung schwarz sein (Fotokarton). Das Negativ oder Transparent (Klebesymbole nach oben) wird aufgelegt – seitenrichtig. Dabei ist ein Verkratzen der Fotoschicht unbedingt zu vermeiden, Kratzer führen zu Leiterbahn-Unterbrechungen. Eine saubere blasenfreie Glas- oder Plexiglasplatte von etwa 5 mm Dicke wird aufgelegt. Auf peinlichste Sauberkeit ist zu achten. Als Lichtquellen sind u. a. geeignet Quecksilberdampf- und Kryptonglühlampen:

	Leistung	Abstand	Belichtungszeit
Quecksilberdampflampe	1000 W	50 cm	90 s
	500 W	50 cm	150 s
Krypton-Glühlampe	100 W	10 cm	15 min

Überbelichtung hat kaum nachteilige Folgen, sofern das Negativ bzw. das Transparent genügend kontrastreich ist. U. U. kann für die Belichtung auch eine Höhensonne benützt werden; die Belichtungszeit muß durch Ausprobieren ermittelt werden, sie dürfte bei 4...5 min liegen. Bei Verwendung von UV-Lichtquellen ist eine Schutzbrille, notfalls Sonnenbrille, aufzusetzen.

Entwicklung der Fotoschicht

Die Printplatte wird sofort nach Belichtung mit Natronlauge entwickelt. Die Natronlauge wird angesetzt durch Auflösung von 7 g NaOH (fest in Plätzchenform in der Apotheke erhältlich) in 1 l Wasser. 7 g NaOH entsprechen etwa 33 Plätzchen. Die hergestellte Lösung ist ungefährlich und entwickelt keine Dämpfe, jedoch ist sofortiges Händewaschen notwendig (sie zerfrißt Kleidungsstücke, nicht in die Augen bringen). Die Plätzchen dagegen sind stark ätzend, sie sollten nicht mit der Haut in Berührung kommen. Die Lösung sollte möglichst frisch angesetzt sein, da durch Umsetzung der NaOH mit Luft sich die Entwicklungszeit erheblich verlängert. Die Entwicklungszeit bei frischer Lösung beträgt etwa 2 min bzw. bis die belichteten Stellen restlos aufgelöst sind – die Leiterbahnen bleiben dunkelblau stehen.

Die Entwicklung kann bei gedämpftem Tageslicht erfolgen, die Platinen werden in der Lösung stark bewegt und anschließend unter klarem Wasser ab-

gespült. Sie müssen nicht trocknen, sondern lassen sich sofort weiterverarbeiten.

Bleiben bei der anschließenden Ätzung zwischen den Leiterbahnen noch unbenetzte Stellen übrig, so war die Entwicklungszeit zu kurz bzw. der Entwickler zu schwach. Die Säure wird mit klarem Wasser abgespült und die Platine nachentwickelt. Anschließend ätzt man weiter.

Veraltete Ätztechniken

Obwohl die nachstehend beschriebenen Ätzverfahren noch vielfach angewendet werden, müssen sie als veraltet gelten. Die folgende Beschreibung wurde daher ganz knapp gehalten.

Eisen-III-Chlorid-Prozeß (Fe-III-Cl)

Fe-III-Cl liegt vor in fester Form und wird in Wasser bis zur Sättigung aufgelöst, dabei entsteht goldgelbe Färbung. (Sättigung besteht, wenn zugesetztes Fe-III-Cl sich nicht mehr löst, sondern am Boden absetzt.) Die Ätzdauer beträgt 30...60 min, Erwärmung und Bewegung beschleunigen den Vorgang. Anschließend spült man unter fließendem Wasser, Säurereste auf der Platine werden in einem Seifenbad neutralisiert. Nachteile: Schlammbildung, geringe Ergiebigkeit, veränderte Ätzgeschwindigkeit durch veränderte Konzentrationsverhältnisse.

Ammoniumpersulfat-Prozeß ($(NH_4)_2S_2O_8$)

Ammoniumpersulfat liegt als weiße, kristalline Substanz vor und wird in Wasser aufgelöst. Mischungsverhältnis: 35 g $(NH_4)_2S_2O_8$ auf 65 ml Wasser. Ätzdauer: etwa 10 min, dabei ist diese stark abhängig von der Fläche der zu ätzenden Kupferschicht. Handwarme Lösung (40 °C) und Bewegung sind notwendig. Anschließend spült man unter fließendem Wasser. Nachteil: Lösung muß erwärmt und bewegt werden.

Salpetersäure-Prozeß (HNO_3)

Technische Salpetersäure ist in einer Konzentration von 68 % in Apotheken und Drogerien erhältlich. Diese Säure riecht stechend und ist sehr gefährlich. Sie färbt die Haut gelb, ihre Dämpfe verätzen die Schleimhäute! Arbeiten ist nur an frischer Luft oder unter Abzug möglich. Die Zimmerdurchlüftung reicht nicht aus. Salpetersäure wird gelagert in dunklen, dichten Plastikflaschen oder Schliffstopfen-Flaschen. Das Mischungsverhältnis mit Wasser ist 1:1, die Ätzdauer beträgt dann etwa 10 min. Erwärmen ist nicht notwendig, da exotherme Reaktion. Die Platine wird mit klarem Wasser abgespült. Bei der Reaktion entstehen braune, nitrose Dämpfe, die sehr gefährlich sind. Die Reizwirkung kommt oft erst nach Stunden.

Bei der Handhabung der verdünnten Salpetersäure ist dieselbe Vorsicht walten zu lassen wie bei der Originalkonzentration. Nicht auf Hände oder Kleidung bringen. Die Augen sind zu schützen. Salpetersäure greift alle Metalle und Porzellan an und darf daher nicht in die Kanalisation geschüttet werden. Wegen der latenten Gefährlichkeit ist von diesem Verfahren abzuraten.

Moderne Ätztechnik

Das nachfolgend beschriebene Ätzverfahren – der Salzsäure-Prozeß – wird großtechnisch angewendet. Es ist jedoch auch für Einzelfertigung gut geeignet und zeichnet sich durch hohe Ätzgeschwindigkeit und relative Gefahrlosigkeit aus. (Dennoch ist sorgsamer Umgang mit den Chemikalien selbstverständlich, vor allen Dingen mit dem Wasserstoffperoxid.)

Als Oxidationsmittel wird Wasserstoffperoxid H_2O_2 verwendet in Verbindung mit Salzsäure HCl. Die chemische Reaktion wird hier nicht im einzelnen erläutert, jedoch seien nachstehend die Formeln angegeben:

$$Cu + H_2O_2 = CuO + H_2O$$
$$CuO + 2HCl = CuCl_2 + H_2O$$
$$Cu + CuCl_2 = 2CuCl$$
$$2CuCl + H_2O_2 + 2HCl = 2CuCl_2 + 2H_2O$$

$$2Cu + 2H_2O_2 + 4HCl = 2CuCl_2 + 4H_2O$$

Es wird eine Mischung angesetzt aus:

200 ml Salzsäure, etwa 35 %
30 ml Wasserstoffperoxid, 30 %
770 ml Wasser

Die angesetzte Mischung riecht leicht stechend, entwickelt leichte Dämpfe (gut durchlüften), verätzt Kleidung. Bei Hautkontakt muß man sofort abwaschen. Die Augen sind zu schützen.

Die Platine wird an Tesafilm-Streifen befestigt und in das Ätzbad getaucht. Die Ätzdauer ist stark abhängig von Bewegung und Temperatur; bei starker Bewegung, Zimmertemperatur und frischer Lösung beträgt sie etwa 10 min. Erwärmung (max. 50 °C) beschleunigt die Reaktion. Die Platine muß man unter fließendem Wasser abspülen.

Ergeben sich längere Ätzzeiten, so kann die Lösung durch Zugabe von H_2O_2 regeneriert werden. Die Konzentration von H_2O_2 ist korrekt, wenn sich die eingelegte Kupferplatine rot bis dunkelbraun (nicht nur rötlich) färbt. Bei Bewegung der Platine müssen Schlieren auftreten. Blasenbildung signalisiert einen Überschuß an H_2O_2, welcher zum Abbruch der Reaktion führt. Abhilfe: Zugießen von H_2O_2+HCl. Ein Liter des angesetzten Gemisches reicht bei ordnungsgemäßem Zugießen von H_2O für etwa 10 m². Die Aufbewahrung der Lösung erfolgt in dunklen Flaschen, die jedoch nicht luftdicht verschlossen sein dürfen, da sich durch Zersetzung von H_2O_2 ein Überdruck in der Flasche bildet.

Die verbrauchte Lösung darf man nur in extremer Verdünnung wegschütten. Die amtlichen Bestimmungen erlauben eine Maximalmenge von 2 mg Kupfer pro l Wasser. HCl in 35%iger Konzentration riecht stechend, entwickelt farblose, auf Haut und Schleimhäute ätzend wirkende Dämpfe und greift Kleidung an. Die Augen sind zu schützen. Verwahrt wird in dichten Glas- und Kunststoff-Flaschen an kühlem Ort. H_2O_2 in 30%iger Konzentration ist geruchlos, farblos und greift stark die Haut an (weiße Verfärbung und starkes Brennen). Die Haut ist sofort mit klarem Wasser zu reinigen, die Augen zu schützen. Verwahrt wird in dunklen Flaschen, die jedoch nicht luftdicht verschlossen sein dürfen, nicht schütteln und kühl lagern.

Hinweise

Das Ätzen wird in Kunststoff-Schalen vorgenommen. Üblich sind Fotoentwickler-Schalen, jedoch eignen sich auch andere Behältnisse, z. B. flache Kaffeedosen.

Auf jeder Flasche muß deutlich und lesbar der Inhalt vermerkt sein, mit Beschaffungsdatum und Totenkopf-Symbol (Haushaltsläden, Autozubehör-Läden). Keinesfalls dürfen Sprudel-, Bier- oder ähnliche Flaschen verwendet werden. Chemikalien-Flaschen müssen an dunklen, kühlen und verschließbaren Orten gelagert und für Kinder unerreichbar sein. Wer Salzsäure o. ä. in einer Bierflasche im Küchenschrank aufbewahrt, handelt kriminell.

Entschichten

Nach dem Ätzen werden die Leiterbahnen von der restlichen Fotoschicht entschichtet. Dies ist möglich mit organischen Lösungsmitteln, wie z. B. Aceton, notfalls mit Tri oder Benzol. Zu deren Handhabung siehe Abschnitt „Platinenbearbeitung und -Reinigung". Alternativ kann Natronlauge NaOH in einer Konzentration von mehr als 15 g NaOH (65 Plätzchen) pro l Wasser oder „Abflußfrei" verwendet werden. Die Natronlauge wirkt in dieser Konzentration stark ätzend auf Haut und Kleidung. Hinterher mit klarem Wasser abspülen. Die angesetzte Lösung kann mehrfach verwendet werden. Die Platine wird sofort mit Lötlack (Spraydose) behandelt. Dabei ist gut durchzulüften und Feuer (Zigarette) zu vermeiden.

Bohren der Platinen

Das Bohren erfolgt von der Kupferseite aus. Die Lötaugen werden genau zentrisch gebohrt. Ist aus irgendeinem Grunde kein Bohreransatz vorhanden, ist Ankörnen unbedingt notwendig – die Bohrerspitze wandert sonst über die Platine und zerstört die Leiterbahnen. Verwendet werden möglichst hochtourige Maschinen. Einwandfrei saubere Bohrungen bedingen mindestens 3500 U/min, dabei langsamer Vorschub.

Als Bohrer genügen normale Spiralbohrer, HSS-Qualität erhöht die Standzeit. Die Bohrer sind regelmäßig zu kontrollieren und gegebenenfalls nachzuschleifen. Als Bohrdurchmesser für Bauelemente sind 0,8, 1, 1,2 mm, für Befestigungsschrauben 3,2 mm bzw. 4,2 mm üblich. Grundsätzlich ist ein Übermaß von 0,1 mm notwendig, da sich das Bohrloch durch die Erwärmung beim Bohren verengt. Kühlung erfolgt mit Luft, keinesfalls mit Flüssigkeit (führt zum Zusammenbacken der Späne). Anschließend wird die Platine auf Originalgröße zugeschnitten. Sie ist nun fertig zum Bestücken und Verlöten.

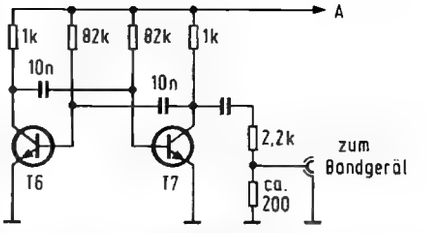


Bild 2. Statt der Schaltung aus Bild 1 kann auch dieser Rechteckgenerator angeschlossen werden

Manfred Horst

Steuerimpulsgenerator für Schmalfilmer

Zur Synchronisation von Schmalfilmen und Begleitton mit handelsüblichen Projektoren und Tonbandgeräten wird vielfach das Einheitstonsystem wegen der prinzipiell besseren Klangqualität bevorzugt. Neben dem Begleitton zeichnet man auf dem Bandgerät einen Impuls pro vier Bildern auf.

Bei der Wiedergabe steuert das Bandgerät den Projektor. Ein Relais schaltet beim ersten Impuls den Projektor ein und am Ende der Impulskette wieder aus. Außerdem überbrückt ein Relais oder ein Thyristor einen Motorvorwiderstand und gestattet dadurch eine Beeinflussung der Motordrehzahl. Der wesentliche Vorteil des Verfahrens besteht darin, daß die Gleichlauf-Eigenschaften des Bandgerätes nicht verändert werden. Zudem ist jede beliebige Bandgeschwindigkeit, z. B. 19 cm/sec oder 9,5 cm/sec, möglich.

Diese Aufnahmen erfordern nach jedem vierten Bild einen etwa 30 ms langen Steuerimpuls mit der Frequenz 1 kHz. Ob man dazu einen RC-Phasenschieber-Generator (Sinusschwingung) *(Bild 1)* oder einen astabilen Multivibrator (Rechteckschwingung) *(Bild 2)* ansteuert, ist ziemlich gleichgültig. Beide Schaltmöglichkeiten sind zur Auswahl angegeben. Der Transistor T 4 *(Bild 3)* dient als Schaltstufe; der Generator schwingt nur, wenn dieser Transistor geöffnet ist. Eine monostabile Kippstufe mit den Transistoren T 2 und T 3 legt die Einschaltdauer der Generatoren fest. Ein negativer Impuls, der über den Kondensator C 2 auf die Basis des Transistors T 2 gelangt, kippt den Multivibrator aus dem stabilen in den metastabilen Zustand. Die Widerstands-Kondensator-Kombination R/C 3 legt die Zeit fest, nach der der monostabile Multivibrator in die stabile Lage zurückkehrt.

Hat die Kamera einen Kontakt, der bei jedem vierten Bild einmal kurzschließt, so legt man diesen zwischen Punkt B und Masse. Der gestrichelt eingezeichnete Widerstand 100 kΩ ist einzusetzen, während der links davon gezeichnete Schaltungsteil entfällt.

Schließt der Kontakt bei jedem Bild einmal (beispielsweise der Blitzlichtkontakt der Filmkamera – vielfach nachrüstbar!), so ist eine Teilerschaltung 4:1 erforderlich. Diese Aufgabe übernimmt eine integrierte Schaltung mit zwei taktflankengesteuerten D-Flip-Flops. Bei jedem Taktimpuls wird der Zustand am Anschluß D in das Flip-Flop (Ausgang Q) übertragen. Verbindet man den inversen Ausgang Q mit dem Eingang D, so kippt die Stufe bei jedem Taktimpuls. Die Teilerschaltung ist direkt zwischen Punkt C und Masse ansteuerbar. Die Betriebsspannung für die integrierte Schaltung reduzieren ein Vorwiderstand und eine Z-Diode ZD 5,6.

Leider neigen manche mechanische Schalter bei einem Schaltvorgang zu mehrfacher Kontaktgabe und damit zu Fehlschaltungen. Um derartige Störungen auszuschalten, sollte man die Eingangsstufe mit dem pnp-Transistor T 1 unbedingt den Eingängen B oder C voranstellen. Bei jeder Kontaktgabe lädt sich der Kondensator auf und hält den Transistor kurzzeitig geöffnet. Eine mehrfache Kontaktgabe kann sich dadurch nicht mehr störend auswirken. Je nach Kamera- und Schaltertyp ist eventuell eine leichte Änderung der Zeitkonstanten sinnvoll.

Der Steuerimpulsgenerator läßt sich mit dem Steuergerät für Film- und Dia-Vertonung (FUNKSCHAU 1970, Heft 22, 23, 24, und 1971, Heft 3) kombinieren. Man baut dazu die Schaltung nur bis zum Widerstand 4,7 kΩ auf und verbindet diesen Widerstand statt mit der Basis von T 4 mit dem obersten Kontakt des Schalters S 2 in Bild 7 auf S. 779 der FUNKSCHAU 1970, Heft 22.

Schaltet man die Versorgungsspannung des Impulsgenerators zwischen den einzelnen Filmszenen ab, so stellen sich im allgemeinen die beiden Flip-Flops nicht mehr auf den zuvor eingenommenen Zustand ein, denn es sind ja

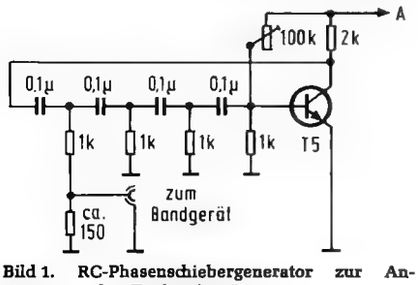


Bild 1. RC-Phasenschiebergenerator zur Ansteuerung des Tonbandgeräts

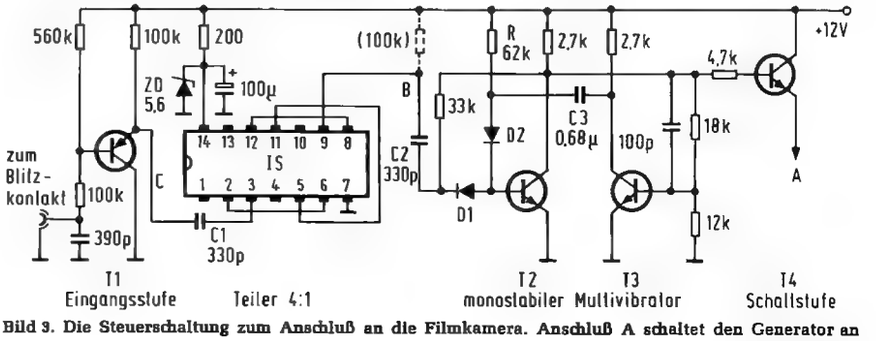


Bild 3. Die Steuerschaltung zum Anschluß an die Filmkamera. Anschluß A schaltet den Generator an

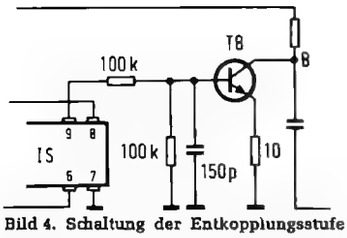


Bild 4. Schaltung der Entkopplungsstufe

insgesamt vier gleichberechtigte Zustände möglich. Wenn man Film und Band schneiden will, spielt das nur eine untergeordnete Rolle. Soll der Film nicht mehr bearbeitet werden, so kann man sich mit einer Anzeigevorrichtung helfen. Entweder verbindet man die $\overline{Q}$-Ausgänge 5 und 9 (bzw. die $\overline{Q}$-Ausgänge) der integrierten Schaltung über Vorwiderstände mit ungeeichten Aussteuerungs-Anzeigeinstrumenten, die z.Z. sehr billig angeboten werden, oder man steuert jeweils eine Transistorstufe an, die als Schalter für ein kleines Glühlämpchen oder eine Lichtemissionsdiode dient. Durch Schalten von Hand (z. B. mit einem Drucktaster) stellt man dann den gewünschten Schaltzustand der beiden Flip-Flops wieder her. Sollte gelegentlich die Ansteuerung des astabilen Multivibrators Schwierigkeiten bereiten, so kann man zur Entkopplung an der Stelle B in Bild 3 noch eine Stufe nach *Bild 4* zwischenschalten.

Für den pnp-Transistor T 1 eignen sich die Typen BC 177, BC 178, BC 179, BC 250 oder ähnlich, für alle anderen Stufen lassen sich die npn-Typen BC 107, BC 108, BC 109, BC 170 oder ähnlich einsetzen. Als integrierte Schaltung lassen sich die untereinander äquivalenten Ausführungen FLJ 141, FJJ 131, MIC 7474 J, SN 7474 N o. ä. verwenden. Brauchbare Siliziumdioden sind 1 N 914, BAX 16, BA 100, BA 182 oder Äquivalenztypen.

Das Beste aus unserer Rubrik für **Praxis und Hobby** ist in dem Band

Elektronik-Baubuch für Praxis und Hobby

zusammengefaßt.

Das Buch enthält auf 219 Seiten 32 Bauanleitungen, hat 181 Abbildungen und 21 Tabellen. Zum Preis von 24.80 DM kann es bei jeder Buchhandlung oder direkt vom Franzis-Verlag bezogen werden.

Manfred Hopff

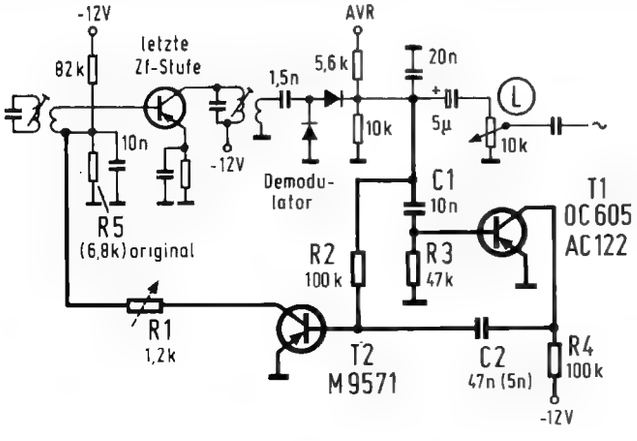
Störausstattung für AM-Geräte

Schon seit längerer Zeit werden Sprechfunkgeräte kleiner Leistung mit eingebauter Rauschsperre hergestellt. Das dabei am meisten angewandte Schaltungsprinzip ist das Heranziehen der AGC-Spannung zur Entsperrung einer der letzten Nf-Verstärkerstufen. Mit der hier vorgestellten Schaltungsvariante soll eine weitere Möglichkeit zur Rauschunterdrückung vorgestellt werden. Im Gegensatz zu den sonst üblichen Schaltungen mit Sperrung des Nf-Verstärkers wird bei dieser Version noch das übliche Rauschen des Nf-Verstärkers zu vernehmen sein. Wir weisen jedoch ausdrücklich darauf hin, daß ein technischer Eingriff in Sprechfunkgeräte kleiner Leistung postalisch unzulässig ist.

Die im *Bild* gezeigte Störaustastschaltung hat den Vorteil, daß das Nutzsignal nicht abgeschwächt oder verzerrt wird. Sie eignet sich besonders für kleine AM-Sprechfunkgeräte. Die Schaltung arbeitet zwischen Demodulator und letzter, ungeregelter Zf-Stufe.

Hinter dem Demodulator gelangt das Nf-Signal über den kleinen Kondensator C 1 auf die Basis von T 1. Der Kollektor leitet die verstärkten Störsignale über C 2 auf die Basis des Silizium-Transistors T 2 geleitet, die über R 2 aus der AVR schwach negativ gehalten wird. Der Kollektor T 2 wird über R 1 mit dem Basisspannungsteiler der letzten ungeregelten Zf-Stufe verbunden.

Die auftretenden neg. Störimpulse an der Basis von T 2 machen diesen für die kurze Dauer der Impulse niederohmig. R 1 liegt dann parallel zu R 5, was bewirkt, daß die letzte Zf-Stufe ohne wesentliche Verstärkung arbeitet und die Störung ausgetastet wird. R 1 kann auch als Stellwiderstand (5 kΩ) ausgelegt werden. Fällt ein Nutzsignal ein, so wird die Spannung am Demodulator positiv und gelangt über R 2 an die Basis T 2 und schaltet die Störaustastung ab. Dadurch wird vermieden, daß große Nutzsignale die Zf-Stufe austasten. Für T 2 muß ein im gesperrten Zustand sehr hochohmiger Transistor, wie z. B. Motorola M 9571, eingesetzt werden. ■



Eine weitere Variante der Rauschunterdrückung bei kleinen Sprechfunkgeräten

Christian Rockrohr

Selbstherstellung einer Endloskassette

Viele Benützer von Cassetten-Recordern haben sicher schon lange auf das Erscheinen von Endloskassetten gewartet. Die inzwischen angebotenen mit einer Spieldauer von etwa 3 min erweisen sich auf manchen Geräten als nicht ganz zuverlässig, außerdem benötigte der Verfasser eine kürzere Umlaufzeit.

Soll kein sonderlich großer mechanischer Aufwand getrieben werden, so kommt nur eine Schleife in Betracht, die einmal in der Kassette umläuft. Das ergibt eine Umlaufzeit von 5 s, was für viele Zwecke ausreicht; sei es für den CQ-Ruf eines Amateurfunkers oder das Erlernen neuer Wörter für den Wellensittich Robert.

Von dem Band schneidet man sich ein Stück zurecht, das mit etwas Spiel um sämtliche Rollen einschließlich der Wikkeldorne einmal herumläuft. Verbunden werden die Enden mit üblichem Klebeband. Im Notfall reicht auch ein Stück Tesafilm. Schneller Vor- und Rücklauf sind natürlich nicht möglich, außerdem ist dies bei einer Umlaufzeit von 5 s unsinnig.

Mit dem restlichen Band können andere Kassetten mit zu geringer Laufzeit erweitert werden, oder man stellt sich mehrere Schleifen her, welche nach der Aufnahme archiviert und bei Bedarf eingelegt werden. Diese Endlos-Kassetten arbeiten absolut zuverlässig, ein Bandsalat ist nicht möglich.

Peter Bobek

CQ-Memo — eine programmierbare Ruf-Automatik

2. Teil

Im letzten Heft berichteten wir über die Funktion dieses Gerätes, nachstehend wird der Aufbau beschrieben. Da der Druckraum für die Leiterplatten über zwei Druckseiten beanspruchen würde, halten wir für ernsthafte Interessenten Kopien der Originalzeichnungen zum Selbstkostenpreis bereit.

Der Aufbau

Das Gerät ist in ein Flachgehäuse Typ FL 1 von Pfeifer eingebaut. Da der Platzbedarf beim Verfasser wegen zusätzlich noch unterzubringender anderer Baugruppen diese Gehäusegröße vorschrieb, soll die Aufteilung der Bauelemente an der Frontplatte nur ein Vorschlag sein *(Bild 5)*. Es empfiehlt sich jedoch die Verwendung eines geerdeten Metallgehäuses, um evtl. auftretende Schwierigkeiten, wie z. B. Hochfrequenzeinstreuungen bei großen Sendeleistungen, von Anfang an zu vermeiden. Der Platinenaufbau kann aus *Bild 6* und *7* entnommen werden, während *Bild 8* das fertige Gerät zeigt.

Die Leiterplatten CQ 1 und CQ 2 sind zweiseitig kaschiert. Bei der Herstellung der Platine CQ 1 muß darauf geachtet werden, daß die Markierungspunkte A, B und C auf Vorder- und Rückseite genau übereinander zu liegen kommen (evtl. Löcher bohren), da im anderen Fall eine Durchkontaktierung an den mit einem X bezeichneten Stellen später nur sehr schwer durchführbar ist. Hier wird jeweils ein kurzes Drahtstückchen durch das Bohrloch gesteckt und auf Vorder- und Rückseite verlötet.

In den allerwenigsten Fällen wird die Matrixplatine CQ 2 in ihrer ganzen Länge (16 Zeilen) erforderlich sein. Man kann sich daher überlegen, ob man (nach durchgeführter Programmierung) nicht den restlichen freien Platinenteil einfach absägt, um Platz zu sparen, oder gar von Anfang an nur bis zu der wirklich benötigten Platinenlänge eine Druckschaltung anfertigt. Auch bei dieser Platine sollte natürlich darauf geachtet werden, daß die beiden Markierungspunkte A und B auf Vorder- oder Rückseite genau übereinander zu liegen kommen.

Die Platine CQ 3 für das Netzgerät ist nur einseitig kupferkaschiert. Bei ihrer Herstellung sollten keine Schwierigkeiten auftreten. Auf ein spezielles Verfahren zur Herstellung der gedruckten Schaltungen wird hier nicht näher eingegangen, da es mittlerweile darüber genügend einschlägige Beschreibungen gibt. Die einfachste Methode dürfte jedoch die der Anwendung fotolackbeschichteten Plattenmaterials sein.

Programmierung der Matrix

Hier soll ausführlich die Programmierung der Matrix besprochen werden, da sie für jedes Rufzeichen anders ausfällt, was die Dioden für Pause und Strich anbetrifft. Als Programmierbeispiel dient wieder der Text *CQ TEST DE DJ ϕ YY/P DJ ϕ YY/P AR TEST K.*

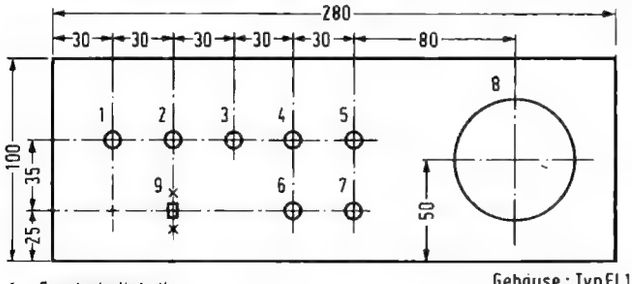
Um die Anzahl und Lage der einzulötenden Dioden zu ermitteln, bedient man sich am besten des auf ein Blatt kariertes Papier im Morsecode geschriebenen Matrixtextes *(Bild 9)*, d. h. die einzelnen Buchstaben werden in Punkte und Striche zerlegt. Gute Dienste leistet dabei das oben drüber gezeichnete und in jeder Spalte mit negativer Flanke beginnende Mäandersignal des Impulsgenerators (Pin 11 von T 18/4). Zu beachten ist dabei, daß eine Zeile genau 16 Spalten enthält.

Der Speicherplatz Z 1/S 1 (Zeile 1/ Spalte 1) wird generell mit einer *Pause* belegt. Dies ist erforderlich, weil sonst bei Rückstellung auf Null, bzw. solange die Rückstelltaste gedrückt ist, Punkte gesendet werden. Während gedrückter Taste kann zwar kein Zähler zu zählen beginnen, jedoch das mäanderförmige Impulsgeneratorsignal ungehindert den Schalttransistor erreichen.

Die Zähler mit den nachgeschalteten Demultiplexern auf der Platine CQ 1 werden jeweils von der negativen Flanke des Generatorsignals um einen Schritt (Spalte) weitergeschaltet. Da der Schalttransistor jedoch erst in der zweiten Hälfte einer Spalte (ohne Program-

Technische Daten

1. Stromversorgung: +5 V ±0,25 V (durch IS bedingte Genauigkeit)
   Stromverbrauch: ca. 350...400 mA
2. Einstellbereich für Tempo: ca. 50...130 BpM (Buchstaben pro min)
3. Schaltleistung des Reed-Relais (RS 6 bzw. RS 12) ca. 12 W
4. Umschaltmöglichkeit für Anzahl der Gesamtdurchläufe: 1 x, 3 x, 5 x, 9 x.



1	Geschwindigkeit	
2	Anzahl der Durchläufe	Stop, 3×, 5×, 9×
3	Nullstellung (Start)	
4	Nf-Verstärker	Ein, Aus
5	Lautstärke	
6	Kontrollampe	
7	Netzschalter	Ein, Aus
8	Lautsprecher	
9	Schalter	1×/Normal

Bild 5. Vorschlag zum Aufbau der Frontplatte

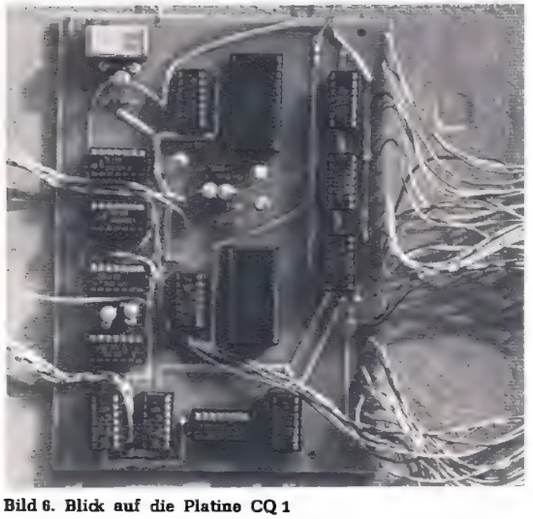


Bild 6. Blick auf die Platine CQ 1

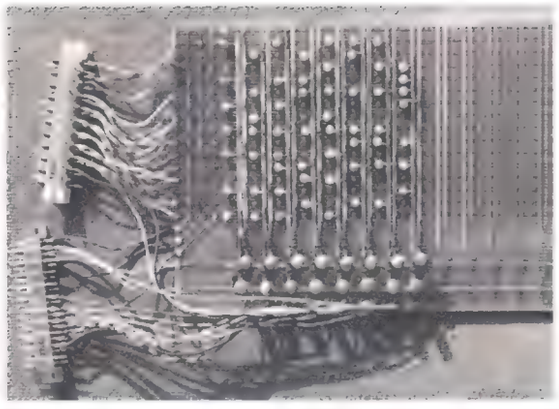


Bild 7. Blick auf die Matrix des Verfassers (Platine CQ 2)

Bild 8. Vorderansicht des Mustergerätes

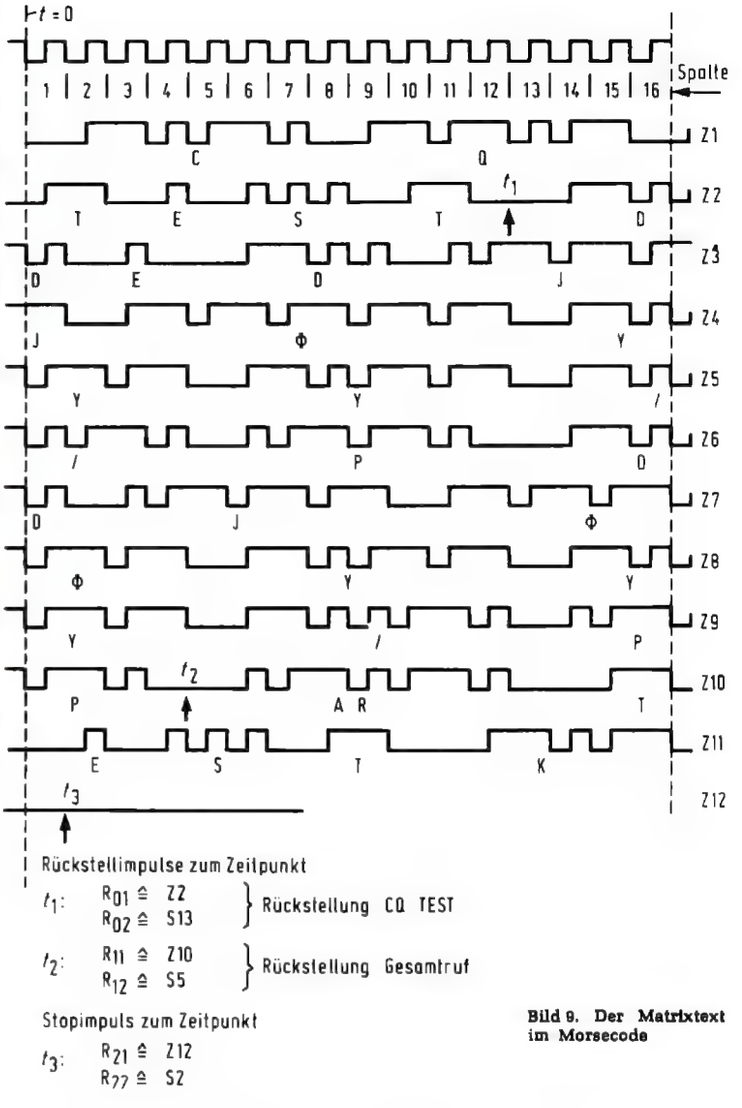


Bild 9. Der Matrixtext im Morsecode

mierung) leitend werden kann, erklärt dies, warum eine Programmierung für Punkt nicht erforderlich ist. Will man nun einen *Strich* erzeugen, so läßt man die Matrix mit einem Punkt beginnen und belegt die nächste Spalte mit einer Diode für *Strich*. Da die Informationen *Strich* und *Pause* sofort mit Beginn einer Spalte wirksam werden und jeweils die Länge von zwei Punkten haben, wird der vorher mit einer Punktlänge begonnene *Strich* mit zwei weiteren unmittelbar anschließenden Punktlängen zu einem vollen *Strich* ergänzt. Auf diese Weise erhält man den ersten Strich des Buchstabens C, indem man in der Zeile 1 die Spalte 2 mit keiner Diode und die Spalte 3 mit einer Diode für *Strich* bestückt. Die Diode wird anodenseitig durch die Leiterplatte durchgesteckt und auf der Rückseite verlötet, während die Katode an diejenige Leiterbahn angelötet wird, die zur Basis des Transistors für *Strich* (in Zeile 1) geht. Dann fährt man mit der Programmierung der Zeile 1 wie folgt fort:

Spalte 4 = Punkt
= keine Diode einlöten,
Spalte 5 = Strichbeginn
= keine Diode einlöten,
Spalte 6 = Strichfortsetzung
= Diode für Strich einlöten,
Spalte 7 = Punkt
= keine Diode einlöten.

Mit Spalte 7 ist auch der Buchstabe C beendet. Es folgt nun eine Pause von drei Punktlängen bis zum Beginn des nächsten Buchstabens Q. Eine Pause wird stets gebildet aus einer ganzen Spalte und der nächsten halben Spalte. Das heißt hier, daß in Spalte 8 eine Diode eingelötet werden muß, deren Katode an diejenige Leiterbahn angelötet wird, die zur Basis des Transistors für „Pause" (in Zeile 1) geht. Die weitere Programmierung für den Buchstaben Q sieht dann wie folgt aus:

Spalte 9 = Strichbeginn
= keine Diode einlöten,
Spalte 10 = Strichfortsetzung
= Diode für Strich einlöten,
Spalte 11 = Strichbeginn
= keine Diode einlöten,
Spalte 12 = Strichfortsetzung
= Diode für Strich einlöten,
Spalte 13 = Punkt
= keine Diode einlöten,
Spalte 14 = Strichbeginn
= keine Diode einlöten,
Spalte 15 = Strichfortsetzung
= Diode für Strich einlöten,
Spalte 16 = Pause
= Diode für Pause einlöten.

Damit ist die Zeile 1 der Matrix fertig programmiert. Sie enthält den Morsetext CQ und benötigt für diese Programmierung acht Dioden (3 x Pause, 5 x Strich).

Für den Fall, daß man bereits nach dem Teilruf CQ automatisch zurückstellen lassen wollte, müßte jetzt hier die Programmierung der Information R_{01}/R_{02} durchgeführt werden. Sie erfolgt in unserem Fall jedoch erst nach dem nächsten Wort *TEST* und soll deshalb auch dort besprochen werden. Berücksichtigt man das bei der Programmierung von Zeile 1 bereits Gesagte und nimmt man sich evtl. noch *Bild 10* zu Hilfe, so dürfte die Programmierung des Wortes *TEST* keine Schwierigkeiten bereiten. Um zwischen dem Teilruf CQ *TEST* und dem jetzt folgenden Rufzeichen der Station besser unterscheiden zu können, werden zunächst in Zeile 2/Spalte 12 und 13 Pausen programmiert. Mit Beginn von Spalte 13 soll außerdem die Rücksetzung der Zähler auf Null erfolgen. Bedingt durch die Art der Schal-

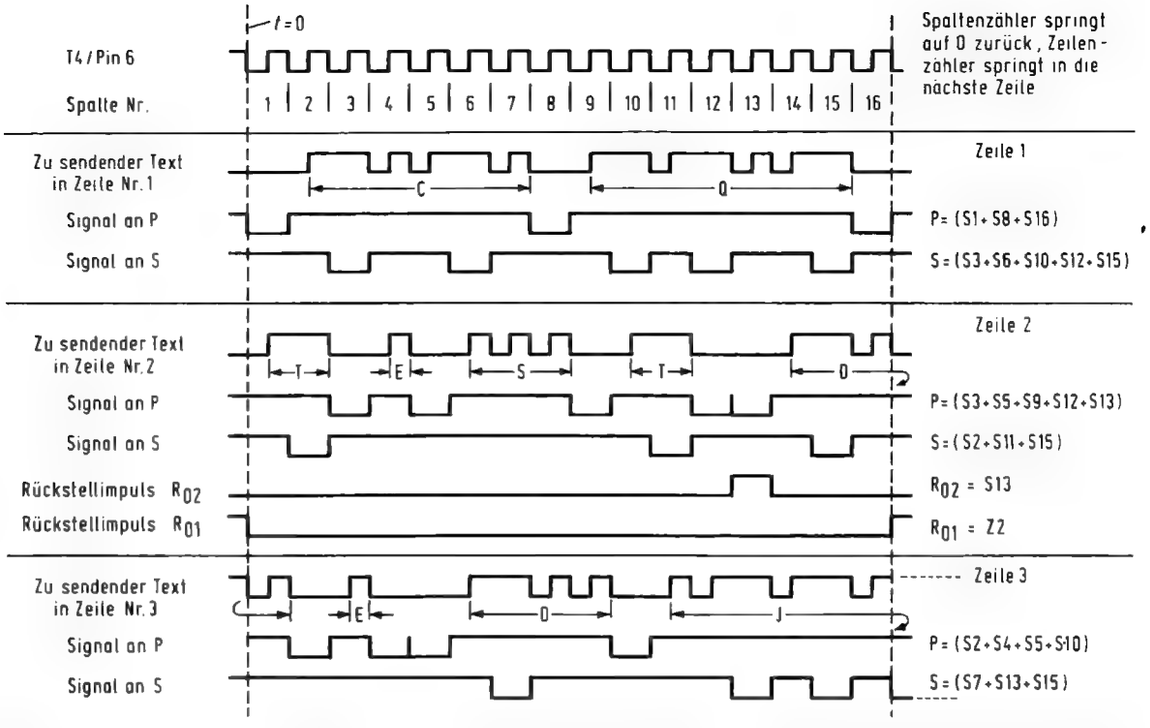


Bild 10. ▶ Signal- und Impulsdiagramm für die ersten drei Zeilen des programmierten Matrixtextes

tung auf der Platine CQ 1 muß der Rückstellimpuls R_{01} L-Pegel haben. Es kommt dafür also nur das Zeilensignal Z 2 in Frage. Daher muß von der Steckverbindung (Anschlußpunkt R_{01}) eine Drahtverbindung zum Anschluß Z 2 auf der Platine CQ 2 hergestellt werden. Diese Verbindung ist programmbezogen und muß daher auf dem matrixseitigen Teil der Steckverbindung durchgeführt werden (Matrix ist auswechselbar!). Der zweite Rückstellimpuls R_{02}, der noch benötigt wird, muß H-Pegel haben. Dafür kommt also nur das Spaltensignal (Spalte 13) in Betracht. Hier wird einfach an derjenigen Stelle der Matrixplatine, an der sich auf Vorder- und Rückseite die beiden Leiterbahnen R_{02} und S 13 kreuzen, ein kurzes Drahtstückchen durchgesteckt und auf Vorder- und Rückseite verlötet. Danach kann die Programmierung der Matrix mit dem Text *DE DJ ϕ YY/P DJ ϕ YY/P* weitergeführt werden.

Dieser Text ist mit Spalte 3 in Zeile 10 beendet. Es folgen zwei Pausen und anschließend daran wird die Programmierung der Information R_{11}/R_{12} (Gesamtrufrückstellung) durchgeführt. An dieser Stelle sei erwähnt, daß der Rückstellimpuls R_{11} genauso wie R_{01} oder der später folgende Stopimpuls R_{21} Zeilensignale sind, also L-Pegel haben, während der Rückstellimpuls R_{12} ebenso wie R_{02} oder später R_{22} Spaltensignale sind, also H-Pegel haben. Dies gilt ge-

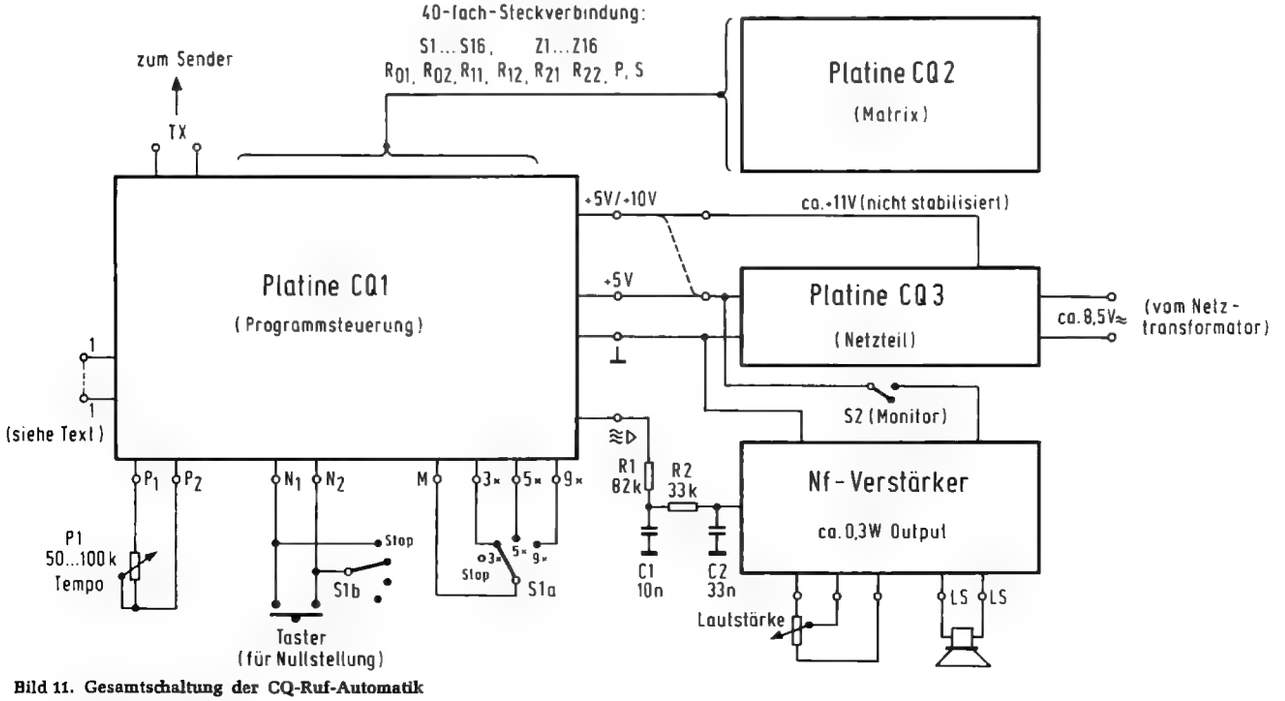


Bild 11. Gesamtschaltung der CQ-Ruf-Automatik

nerell für jede Programmierung mit beliebigem Text. Die Programmierung der Rückstellimpulse R_{11}/R_{12} und der Stopimpulse R_{21}/R_{22} erfolgt im übrigen in der gleichen Art und Weise, wie es schon bei den Impulsen R_{01}/R_{02} beschrieben wurde. Die Programmierung der Matrix wird mit dem Text *AR TEST K* und zwei daran anschließenden Pausen und dem Einlöten der Drahtverbindungen für R_{21} bzw. R_{22} beendet. Rechnet man die Anzahl der benötigten Halbleiter zusammen, so benötigt man für den Gesamttext (eingeschrieben in 12 Matrixzeilen) 24 Transistoren und 88 Dioden. Im Normalfall kann man jedoch für einen gewöhnlichen CQ-Ruf mit ca. 16...18 Transistoren und ca. 60...70 Dioden rechnen.

Inbetriebnahme und Abgleich

Nachdem man sich überzeugt hat, daß auf den Platinen keine ungewollten Kurzschlüsse beim Löten aufgetreten sind, nimmt man zunächst das Netzteil in Betrieb und stellt seine Ausgangsspannung mit R 3 auf genau 5 V ein.

Verwendete Halbleiterbauelemente und integrierte Schaltungen

Platine CQ 1:

T 1, 2, 3, 19	= BC 107, BC 108, o. ä.
T 4	= SN 7472, FLJ 111
T 5, 7, 15, 16	= SN 7493, FLJ 181
T 6, 8	= SN 74154, FLY 141
T 9, 10, 11	= SN 7404, FLH 211
T 12, 14, 18	= SN 7400, FLH 101
T 13	= SN 7408, FLH 381
T 17	= SN 7486, FLH 341
D 1	= 1 N 4006, BYX 10, 1 N 914 o. ä.

Platine CQ 2:

alle Transistoren	= BC 108 (C), BC 107, o. ä.
alle Dioden	= 1 N 914, 1 N 4148, o. ä.

Platine CQ 3:

T 1	= BC 108 C, 2 N 3904, BC 107 o. ä.
T 2	= 2 N 2218, 2 N 3904, 2 N 1613 o. ä.
T 3	= 2 N 3055
G 1	= B 80 C 800 Si
G 2	= ZF 3,3, ZP 3,3 o. ä.

Sonstige Bauelemente

Alle Widerstände für Rastermaß 10 mm, 1/8 W.

Netztransformator: sekundär ca. 8...9 V/ 500 mA.

Relais: Reed-Relais Typ RS 6 (6 V) bzw. RS 12 (12 V) von National (Fa. SDS-Elektro-GmbH, 8024 Deisenhofen). Geringe Stückzahlen sind auch beim Verfasser erhältlich.

Danach wird die Steuerplatine CQ 1 angeschlossen und auf ihr die Bestückung mit den Halbleitern und IS T 1 bis T 4 vorgenommen. Bei angelegter Betriebsspannung und Maximalwert des Geschwindigkeitsreglers P 1 prüft man mit einem Voltmeter an Pin 6 von T 4, ob hier abwechselnd L- und H-Pegel vorliegen. Zur weiteren Prüfung geht man dann wie folgt vor:

Bestücken mit:	Messen:
T 12	T 12: Pin 3 u. 11
T 18 u. T 19	Relais muß abwechselnd anziehen und abfallen; Tongenerator muß schwingen.
T 5 u. T 17	T 5: Pin 1, 8, 9, 11
T 6	T 6: Pin 1...17 (ohne 12) (über längere Zeit messen)
T 9, T 10 u. T 11	T 9/T 10: Pin 2, 4, 6, 8, 10, 12 T 11: Pin 2, 4, 6, 12 (über längere Zeit messen)
T 7	T 7: Pin 1, 8, 9, 11 (Geschwindigkeitsregler auf kleinsten Widerstand stellen) (über längere Zeit messen)
T 8	Bei angeschlossener Matrix muß jetzt das Programm 1 x durchlaufen (Rufschalter darf nicht auf 0 stehen) (noch keine Rückstellungen)
T 13, T 14 u. T 15	Einmaliger Durchlauf des Programms, jedoch mit 3 x CQ TEST (oder 3 x CQ, . . .)
T 16	Durchlauf des Gesamtprogramms mit allen Rückstellungen (je nach Rufschalterstellung)

Hat man die Prüfung des Gerätes nach diesem Verfahren vorgenommen, so bereitet im allgemeinen das Arbeiten mit dem CQ-Memo keine besonderen Schwierigkeiten mehr. Im Betrieb unter Wettbewerbsbedingungen, bei dem es meist darauf ankommt, möglichst viele Telegrafieverbindungen durchzuführen, hat es sich jedoch gezeigt, daß das dreimalige Durchlaufen des Programms oft zu viel Zeit beansprucht, ganz abgesehen von einem 5- oder gar 9-maligen Durchlauf. Hier hilft ein kleiner Trick, den man unbemerkt bei der Prüfung bereits durchgeführt hat: Wird die IS T 16 entfernt (oder besser: schaltet man die Betriebsspannung dieser IS ab – Unterbrechung der Leiterbahn zu Pin 10 durch einen Schalter), so wird die Gesamtrufrückstellung außer Betrieb gesetzt, und das Programm läuft nur einmal ab. Dabei ist jedoch die Rückstellung des Teilrufs *CQ TEST* weiterhin in Funktion, so daß sich der folgende Ruf ergibt: *CQ TEST CQ TEST CQ TEST DE DJ ϕ YY/P DJ ϕ YY/P AR TEST K*. Diese Variante ist im Druck der Platine CQ 1 bereits berücksichtigt. Man braucht hier nur die Brücke 1 durch einen Schalter zu ersetzen. Dieser Schalter bietet noch einen weiteren Vorteil: Man kann mit ihm ein gerade laufendes Programm zum nächsterreichbaren Ende eines Durchlaufs stoppen. Es folgen dann automatisch das Rufende *AR TEST K* und die Verriegelung. Somit ist es auch möglich, die zahlenmäßig nicht einzustellenden Durchläufe 1 x, 2 x, 4 x, 6 x, 7 x, und 8 x zu erfassen.

Zum Arbeiten mit diesem Gerät ist relativ wenig zu sagen, da keine schwierigen Einstellungen vorkommen und auch keine Fehlbedienungen (nach kurzer Eingewöhnungszeit) in der Praxis zu erwarten sind. Was Hochfrequenzeinstrahlungen anbetrifft, so traten beim Verfasser keine Rückwirkungen auf das CQ-Memo auf. Wohl zeigte ein parallel dazu angeschlossener und innerhalb des gleichen Gehäuses befindlicher El-Bug anfangs eine gewisse Beeinflußbarkeit, jedoch konnte diese nach Verdrosselung und Abblockung der Zuleitungen (auch Netz) beseitigt werden. Zum Abschluß dieser Bauanleitung sei nur noch kurz bemerkt, daß ein Vergeben – wie es mit der Handtaste oder auch einem El-Bug leicht vorkommen kann – hier nicht mehr möglich ist, es sei denn, man hätte die Matrix falsch programmiert. Aber in einem solchen Fall streikt ja auch ein teurer Computer . . .!

Literatur

[1] Telefunken-Applikationsbericht. *G. Krumrein*: Verzögerungsschaltungen und astabile Schaltungen mit TTL-Bausteinen.

[2] Siemens-Fachbuch. *E. Gelder/W. Hirschmann*: Schaltungen mit Halbleiterbauelementen, Band 3 (Beispiele mit Germanium- und Silizium-Transistoren).

Reinhard Gößler

Tonkoppler für die Schmalfilmvertonung

Viele Amateure stoßen bei der Realisierung des Wunsches, ihre Filme zu vertonen, auf Schwierigkeiten. Der folgende Beitrag geht auf viele dieser Probleme ein. Zunächst wird der Bau eines Tonkopplers beschrieben, der die Synchronität zwischen Filmprojektor und Tonbandgerät herstellt.

Möglichkeiten der Vertonung

Prinzipiell gibt es zwei Verfahren der Filmvertonung:

1. der Ton wird auf einer Randspur des Films aufgebracht;
2. der Ton läuft auf einem separaten Tonband mit.

Obwohl das erste Verfahren vom Aufwand her unproblematischer ist, werden sich anspruchsvollere Amateure für das andere Prinzip, das sogenannte Zweibandverfahren entscheiden: Die Tonqualität ist der des Randspurverfahrens weit überlegen und außerdem besteht beim Zweibandverfahren die Möglichkeit der Mehrkanal-Tonaufzeichnung (stereofon, evtl. sogar quadrofon). Entscheidender Nachteil des Zweibandverfahrens ist die Notwendigkeit einer Synchronisation zwischen Filmprojektor und Tonbandgerät, um relative Geschwindigkeitsänderungen zwischen beiden Geräten auszuregeln. Zur Verwirklichung dieser Forderung dient ein sogenannter Tonkoppler, dessen Selbstbau nachfolgend beschrieben wird.

Synchronisationsprinzip

Geht man davon aus, daß die Laufgeschwindigkeit eines Tonbandgerätes meist nicht ohne weiteres zu beeinflussen ist (Synchronmotor), und die Gleichlaufschwankungen üblicher Amateurgeräte heute schon sehr gering sind, so kann und muß die Bandgeschwindigkeit als Bezugsgröße dienen; mit dieser Größe muß nun die Geschwindigkeit des Projektors synchronisiert werden. Der Projektor läßt sich in seiner Geschwindigkeit recht einfach beeinflussen, da er in der Regel einen Asynchronmotor besitzt. Zur Synchronisierung beider Geschwindigkeiten baut man sinnvollerweise einen Regelkreis auf (*Bild 1*). Darin bilden die Bandgeschwindigkeit den Sollwert und die Laufgeschwindigkeit des Projektors den Istwert; beide Werte werden miteinander verglichen, und bereits eine geringe Abweichung vom Sollwert beeinflußt über ein Stellglied die Projektorgeschwindigkeit, bis die Regelabweichung gegen Null geht.

Beeinflussung der Projektorgeschwindigkeit

Wie aus *Bild 2* ersichtlich, ist einer Feldwicklung des Projektormotors ein Widerstand vorgeschaltet, der durch den Schalter S überbrückt werden kann. Je nach Stellung des Schalters läuft der Motor schneller oder langsamer als es der Solldrehzahl für 18 Bilder pro Sekunde [1]) entspricht; wird der Schalter

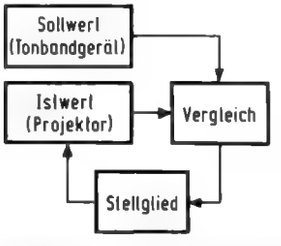


Bild 1. Regelkreis zur Synchronisierung von Bandgerät und Projektor

aber periodisch gleichlange geöffnet und geschlossen, stellt sich im zeitlichen Mittel die gewünschte Solldrehzahl des Motors ein. In handelsüblichen Projektoren wird dieser Schalter von einem Fliehkraftregler des Motors geschaltet, so daß die Drehzahl intern geregelt wird. Soll die Regelung nun extern über den Tonkoppler erfolgen, muß der Fliehkraftregler im Projektor stillgelegt und ein externer Schalter betätigt werden; einige Projektoren sehen diese Möglichkeit bereits serienmäßig vor, bei anderen ist ein nachträglicher Umbau unproblematisch, wie später beschrieben wird.

[1]) gilt für Super 8

Einheitstonsystem

Das im vorigen Abschnitt beschriebene periodische Öffnen und Schließen des Schalters S geschieht auf folgende Weise: Auf das Tonband werden periodisch Impulse aufgebracht, von denen jeder den Schalter S einschaltet; in denselben zeitlichen Abständen wie die Bandimpulse kommt vom Projektor ein Signal, das den Schalter S öffnet. In

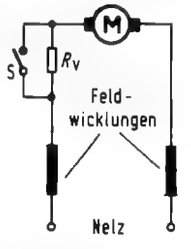


Bild 2. Beeinflussung der Motordrehzahl

Bild 3 sind diese drei Zeitverläufe dargestellt. Daraus geht hervor, daß im Normalzustand (also bei der Projektorsollgeschwindigkeit) der Schalter gleichlange Intervalle geöffnet und geschlossen ist, und der Projektor im zeitlichen Mittel die Sollgeschwindigkeit erreicht.

Sobald der Projektor von dieser Sollgeschwindigkeit abweicht, öffnet sich der Schalter S zu einem anderen Zeitpunkt: eher als normal, wenn der Projektor zu schnell läuft, später als normal, wenn er zu langsam läuft. Damit wird bei zu schnellem Lauf der Widerstand R_V durch den Schalter S kürzere Zeit überbrückt als normal, so daß durch die längere Einschaltdauer des Vorwiderstandes der Projektor zu langsamerem Lauf gezwungen wird; analog dazu wird eine zu langsame Projektorgeschwindigkeit

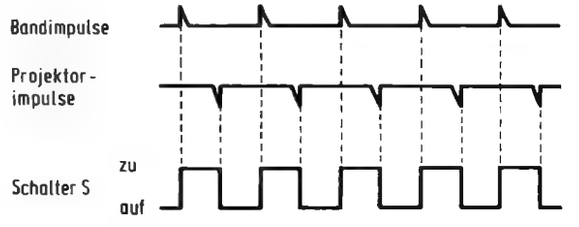


Bild 3. Zeitverlauf des Schalters S in Abhängigkeit von den Schaltimpulsen

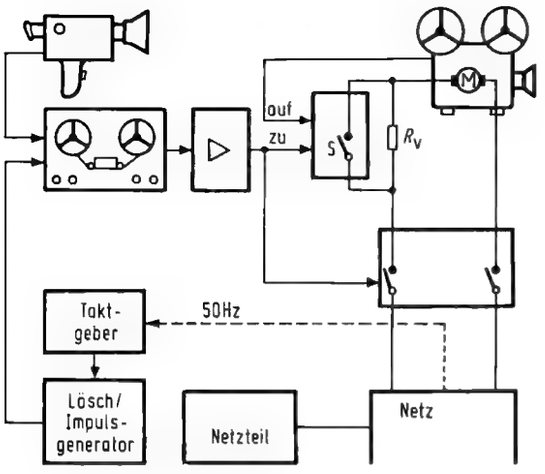


Bild 4. Blockschaltbild (Erklärungen im Text)

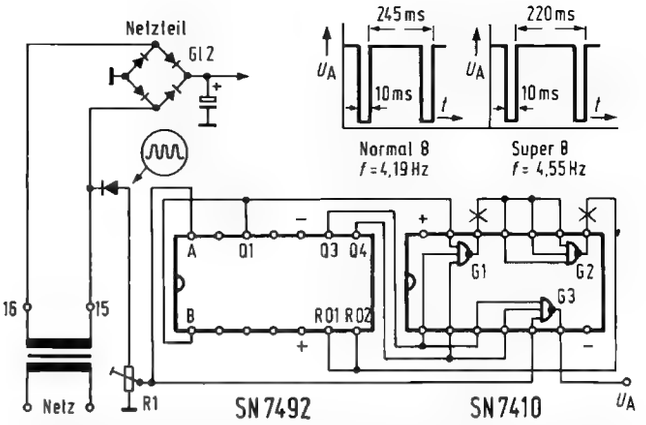


Bild 5. Zwei IS als Teiler durch elf (Super 8); (Normal 8: die beiden mit x bezeichneten Leitungen auftrennen). IS-Anschlüsse von oben gesehen

ausgeregelt. Die in Deutschland übliche Norm sieht vor, daß zu jedem vierten Bild ein Impuls aufgezeichnet wird *(Einheitstonsystem)*; Bei 16 Bildern pro Sekunde sind das also 4,5 Impulse pro Sekunde, eine Folgefrequenz, die hoch genug ist, um schon kleine Geschwindigkeitsänderungen des Projektors auszuregeln, noch bevor eine merkliche Abweichung zwischen Bild und Ton entsteht.

Blockschaltbild

Anhand des Blockschaltbildes *(Bild 4)* soll die Funktion des Tonkopplers erläutert werden.

Impulsaufnahme

Die notwendigen Synchronimpulse müssen auf das Tonband aufgebracht werden. Dies kann durch ein Stereo-Tonbandgerät erfüllt werden; eine Spur nimmt den Begleitton auf, während die zweite Spur die Synchronimpulse speichert. Wer Stereowiedergabe wünscht, muß – falls nicht bereits serienmäßig vorhanden – in sein Bandgerät einen zusätzlichen Tonkopf einbauen, der eine weitere Spur für die Synchronimpulse überstreicht. Um die stereofone Vertonungsmöglichkeit zu erhalten, wurde in der nachfolgenden Bauanleitung der Einbau dieses zusätzlichen Tonkopfes, Pilotkopf genannt, vorgesehen.

Die Forderung nach einem Oszillator erfüllen einige Kameras bereits serienmäßig (Nizo, Leicina); sie liefern zu jedem vierten (oder wahlweise zu jedem einzelnen) Filmbild einen kurzen Impuls mit einer Frequenz von etwa 1 kHz; auf diese Weise kann unmittelbar bei der Filmaufnahme der Originalton synchron aufgenommen werden. Wer eine derartige Kamera nicht besitzt oder seine Filme nachträglich vertonen will, muß die Möglichkeit einer separaten Impulsaufnahme haben.

Die dazu notwendige Aufnahmeeinrichtung des Tonkopplers besteht aus zwei Baugruppen: einem Taktgeber, dessen Frequenz 4,5 Hz beträgt; außerdem sollen, wie bei der Tonbandaufnahme üblich, die vorigen Aufzeichnungen durch einen Löschgenerator gelöscht und die neuen Synchronimpulse erzeugt und aufgenommen werden.

Der Taktgeber könnte aus einem Oszillator bestehen. Dabei hat man aber die Schwierigkeit der Frequenzstabilisierung. Aus diesem Grunde wurde die relativ konstante Netzfrequenz als Normal gewählt und auf 4,5 Hz heruntergeteilt. Als Teiler werden preiswerte integrierte Schaltungen im Dual-in-line-Gehäuse vorgeschlagen.

Zum Löschen magnetischer Aufzeichnungen gibt es wiederum zwei Möglichkeiten: die Löschung mittels Gleichstrom und die Löschung mittels hochfrequenten Wechselstroms.

Das erste Verfahren hat den Vorteil, sehr einfach zu sein; aus diesem Grunde wurde die Gleichstromlöschung gewählt.

Für die Impulserzeugung könnte, wie in den serienmäßig dafür vorbereiteten Kameras, ein Oszillator vorgesehen werden. Es hat sich jedoch gezeigt, daß es eine wesentlich einfachere Lösung gibt. Beim Ein- und Ausschalten des Löschstromes entsteht jeweils ein markanter „Schaltknack", der bei der Wiedergabe zuverlässig aus dem Bandrauschen herausgefiltert und verstärkt werden kann.

Wiedergabeverstärker

Die Signalverstärkung bei Wiedergabe erfolgt durch einen zweistufigen Nf-Verstärker. Der Nf-Verstärker steuert einen Transistor an, der sich in der Sättigung befindet. Nur der markante, verstärkte Schaltknack kann diesen Transistor kurzzeitig sperren. Am Kollektor dieses Transistors steht damit in digitaler Form das gewünschte Nutzsignal, das zum Schließen des Schalters verwendet werden kann. Der erste Impuls eines jeden Films muß zusätzlich den Hauptschalter schließen, um für Film und Band eindeutige Startbedingungen zu schaffen.

Schalter S

Zur Realisierung des Schalters S bietet sich ein Thyristor oder Triac an; aus Gründen der Preiswürdigkeit fiel die Wahl auf einen Thyristor, der mit einem vorgeschalteten Brückengleichrichter verwendet werden muß, um sowohl die positive als auch die negative Halbwelle der Netzwechselspannung, die an R_V steht, schalten zu können. Die Ansteuerung des Thyristors geschieht über einen Zündtransformator, der von einem astabilen Multivibrator gespeist wird. Da mit kurzzeitigen Ein- bzw. Ausschaltimpulsen gearbeitet wird, ist als Speicher für die Ein- und Ausschaltzeit ein Flipflop vorgesehen.

Zusammenfassend soll festgestellt werden, daß bei Verwendung eines Halbleiters als Schaltelement ein erhöhter schaltungstechnischer Aufwand nötig ist; dieser wird aufgewogen dadurch, daß er gegenüber einem Relais preislich nicht wesentlich ins Gewicht fällt, und daß das störende Schaltgeräusch des Relais vermieden wird.

Hauptschalter

Wie bereits angedeutet, müssen Film und Band bei jeder Vorführung einen gemeinsamen, definierten Startpunkt haben; dieser wird dadurch geschaffen, daß nach Einschalten des Tonbandgerätes der erste Steuerimpuls ein Schließen des Hauptschalters veranlaßt. Der Projektor läuft dann immer an dieser genau festgelegten Stelle an; das ist wichtig, damit nicht beim Start durch undefiniertes Anlaufen des Projektors eine Verschiebung zwischen Bild und Ton entsteht.

Die optimale Lösung für den Hauptschalter stellt ein Relais dar. – Dieses Relais muß eine Abfallverzögerung besitzen, die sicherstellt, daß es ununterbrochen angezogen bleibt, solange die Synchronimpulse eintreffen. Erst am Filmende, wenn die Impulse ausbleiben, soll es abfallen.

Netzteil

Für die Stromversorgung des Tonkopplers ist ein eingebautes Netzteil sinnvoll. Für die diskreten Schaltelemente wurden 12 V Versorgungsspannung gewählt, während die IS 5 V benötigen.

Schaltungsbeschreibung

Integrierter Teiler

Wie bereits erläutert, soll die Impulsfolgefrequenz von 4,5 Hz aus der Netzfrequenz gewonnen werden; es ist also ein Teilverhältnis von 50 : 4,5 = 11,11 : 1 zu realisieren, was der Einfachheit halber mit 11 : 1 angenähert werden soll; die Impulsfolgefrequenz beträgt dann 4,55 Hz statt wie gefordert 4,50 Hz. Damit ergibt sich für die Vorführgeschwindigkeit des Projektors der Wert von 18,2 Bildern pro Sekunde anstelle der genormten 18,0 Bilder pro Sekunde, einer unbedeutenden Abweichung.

Aus *Bild 5* ist ersichtlich, daß die netzfrequente Wechselspannung direkt von der Sekundärseite des Netztransformators über eine Diode abgegriffen wird und als Sinushalbwelle im 50-Hz-Takt am Einstellwiderstand R 1 steht. Mit dieser pulsierenden Gleichspannung wird die IS SN 7492 angesteuert, ein Teiler 1/12.

In *Bild 6* sind die Pegelverläufe der vier Ausgänge Q 1...Q 4 der SN 7492 in Abhängigkeit vom Eingangspegel an A largestellt, wie sie sich durch die interne Schaltung der IS ergeben. Am Ausgang Q 4 tritt nach dem zwölften Eingangsimpuls die fallende Flanke auf, mit der der Ruhezustand, entsprechend dem vor dem ersten Impuls, wiederhergestellt ist. Durch externe Beschaltung muß bei *Super 8* erreicht werden, daß dieser Zustand schon nach dem elften Eingangsimpuls eintritt, damit sich die IS wie ein Teiler durch elf verhält. Dazu werden über ein NAND-Gate (Gate 1) die Ausgänge Q 1, Q 3 und Q 4 abgefragt, die nur nach dem elften Eingangsimpuls alle gleichzeitig auf Potential H [2]) liegen; dann und nur dann liegt der Ausgang von G 1 auf L. In diesem Augenblick müssen die vier internen Flipflops der SN 7492 über die Anschlüsse RO 1 und RO 2 rückgesetzt werden, um an Q 4 schon jetzt, nach dem elften Eingangsimpuls, das Potential L zu haben.

Zum Rücksetzen müssen RO 1 und RO 2 auf H gelegt werden, so daß der

[2] H (=high) und L (=low) gemäß DIN 41 785

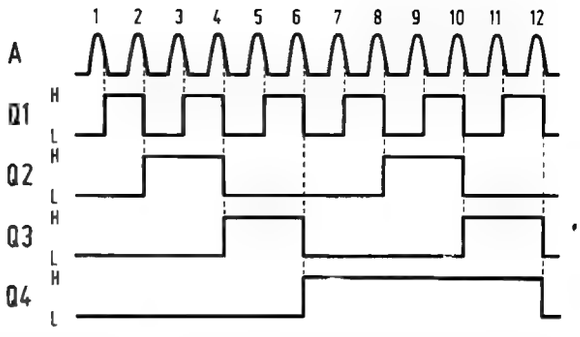


Bild 6. Pegelverlauf an SN 7492 (ohne externe Beschaltung)

Ausgang von G 1 (augenblicklich L, s. o.) mittels G 2 invertiert werden muß, damit nach dem elften Eingangsimpuls der Ausgang Q 4 wieder in Ruhelage (≙ L) ist. Von diesem Teiler muß nun ein kurzzeitiger Spannungssprung im 4,55-Hz-Takt abgenommen werden, um die Synchronimpulse auf dem Band zu markieren; dazu dient Gate 3: mit ihm werden die Anschlüsse A, Q 3 und Q 4 abgefragt, die nur für die Dauer der elften Eingangs-Sinushalbwelle alle gleichzeitig auf H liegen; nur dann liefert G 3 am Ausgang L-Potential, etwa 10 ms (eine Sinushalbwelle) lang und im 4,55-Hz-Takt wiederkehrend. – Da das Normal-8-System nur 16⅔ Bilder pro Sekunde vorsieht, muß die Impulsfolgefrequenz hierfür 4,19 Hz betragen; die Netzfrequenz muß also im Verhältnis 50 : 4,19 ≈ 12 : 1 heruntergeteilt werden, was mit dem SN 7492 unmittelbar möglich ist; dabei dürfen die Gates 1 und 2 nicht in Betrieb sein (Ausgänge auftrennen!), während sich sonst an der Schaltung nichts ändert.

Impulsaufnahme

Sollen die Synchronimpulse vom Tonkoppler erzeugt werden, so ist an Buchse 1 *(Bild 7)* der Pilotkopf des Tonbandgerätes anzuschließen und der Umschalter S 3 in Stellung „Aufnahme" zu bringen; über S 3.1 und S 3.2 erhalten die Schaltelemente des Aufnahmeteils jetzt die Versorgungsspannung. Über S 3.3 wird der Pilotkopf in den Emitterkreis von T 1 gelegt. Um ein zuverlässiges Schalten von T 1 zu gewährleisten, wird er über die Torschaltung von R 2 und zwei Dioden angesteuert.

Liefert der Ausgang von Gate 3 Potential H (≙ 2,4...5,0 V), so sperrt die Diode D 1, da das Potential an Punkt A tiefer liegt als das der Katode von D 1; über R 2 und die in Durchlaßrichtung geschaltete Diode bekommt nun T 1 Basisstrom, schaltet durch, und der Pilotkopf wird vom Lösch-Gleichstrom durchflossen.

Steht am Ausgang von Gate 3 Potential L (0,0...0,4 V), so fließt ein Strom über R 2, D 1 und G 3 nach Masse; der Punkt A liegt dann auf etwa 0,7 V, resultierend aus der Schwellspannung der Germaniumdiode D 1 (≈ 0,3 V) und der bei L maximal möglichen Spannung von 0,4 V an G 3. Damit sperrt T 1 sicher, denn 0,7 V an A würden gerade ausreichen, um die in der Basisleitung von T 1 liegende Siliziumdiode zu öffnen, es bliebe dann aber keine treibende Basis-Emitter-Spannung mehr für T 1.

Gewissermaßen nebenbei fällt hier die Möglichkeit ab, Diaserien zu vertonen; wenn D 1 durch einen Schalter vom Punkt A getrennt wird und man A über einen Taster nach Masse legt, wird beim Schließen des Tasters ein Impuls aufgezeichnet, der bei der Wiedergabe den Diaprojektor weiterschalten kann.

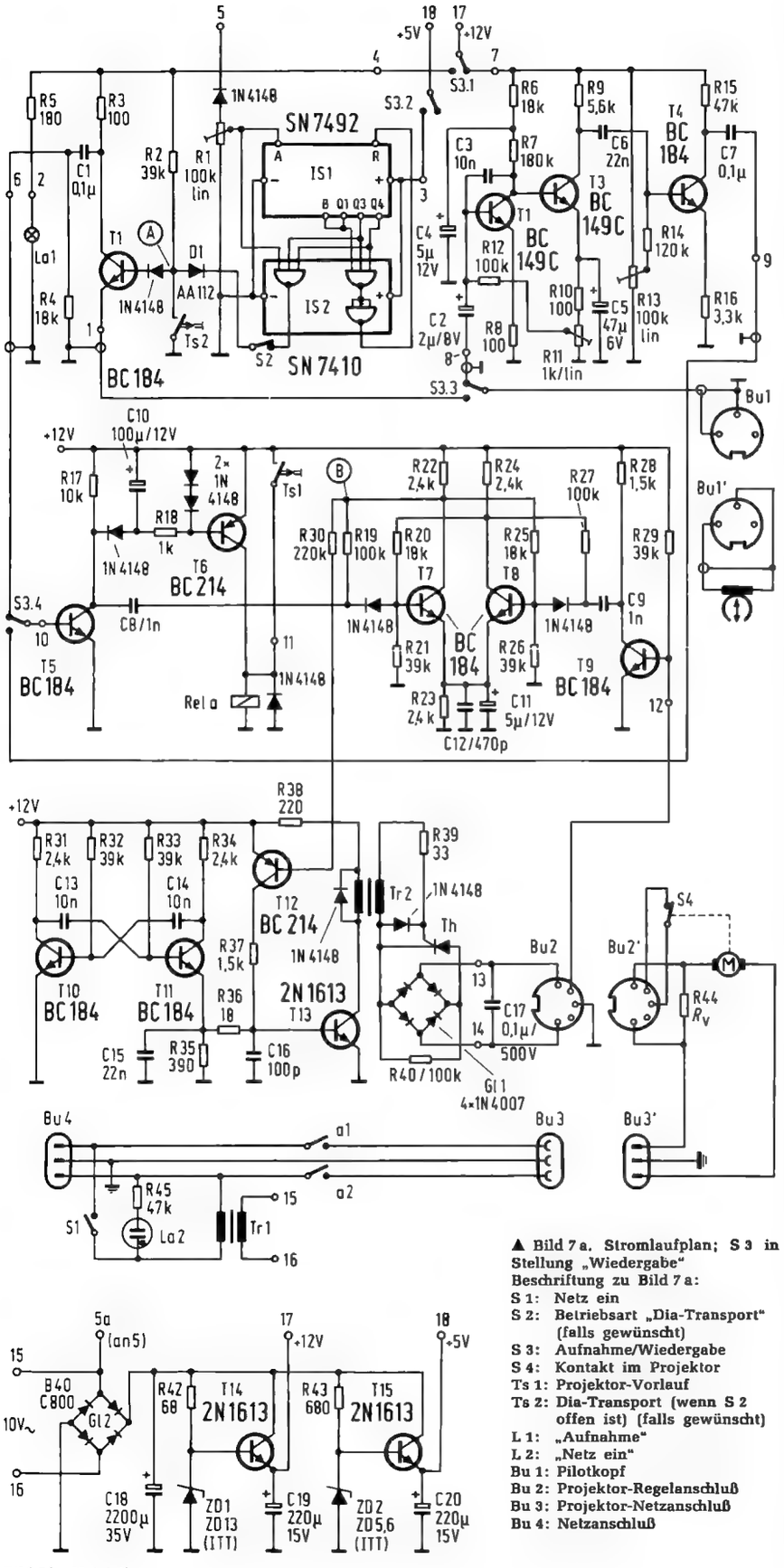
Damit schon bei der Impulsaufnahme der Projektor wie später bei der Wiedergabe mitlaufen kann, leitet man den Spannungssprung beim Umschalten von T 1 über das D-Glied C 1/R 4 und den Kontakt S 3.4 dem Transistor T 5 zu; seine weitere Verarbeitung beschreibt der folgende Abschnitt.

Wiedergabe

Der Umschalter S 3 ist in Stellung „Wiedergabe" zu bringen. Über S 3.1 erhält der Wiedergabeverstärker Versorgungsspannung, die Synchronimpulse vom Pilotkopf gelangen über S 3.3 und den Koppelkondensator C 2 an T 2. Der aus T 2 und T 3 bestehende Nf-Verstärker ist mit rauscharmen Transistoren bestückt und verstärkt das Eingangssignal rund hundertfach.

Über C 6 gelangen die negativen Spitzen der verstärkten Synchronimpulse an T 4, der durch R 13 in die Sättigung gebracht wird; nur diese negativen Spitzen reichen aus, um T 4 zu sperren, so daß mit C 7 das aufbereitete, digitale Synchronsignal ausgekoppelt und über S 3.4 dem Transistor T 5 zugeführt werden kann; R 14 verhindert, daß das von T 3 anstehende Signal über den Basisteiler R 13 nach Masse abfließt.

Sperrt T 4 nach Eintreffen eines Synchronimpulses, gelangt ein positiver Spannungssprung über C 7 an T 5 und bewirkt ein Durchschalten dieses Transistors; der dadurch am Kollektor auftretende negative Spannungssprung gelangt über C 8 an das Flip-Flop, bestehend aus T 7 und T 8, und sperrt



▲ Bild 7 a. Stromlaufplan; S 3 in Stellung „Wiedergabe"

Beschriftung zu Bild 7 a:

S 1: Netz ein
S 2: Betriebsart „Dia-Transport" (falls gewünscht)
S 3: Aufnahme/Wiedergabe
S 4: Kontakt im Projektor
Ts 1: Projektor-Vorlauf
Ts 2: Dia-Transport (wenn S 2 offen ist) (falls gewünscht)
L 1: „Aufnahme"
L 2: „Netz ein"
Bu 1: Pilotkopf
Bu 2: Projektor-Regelanschluß
Bu 3: Projektor-Netzanschluß
Bu 4: Netzanschluß

Bild 7 b. Netzteil

T 7. An Punkt B steht damit nahezu Pluspotential.

Beim Durchschalten von T 5 lädt sich außerdem C 10 auf, dadurch schaltet T 6; als Folge davon zieht Relais a an, und der Projektor startet beim ersten eintreffenden Synchronimpuls. Die Zeitkonstante C 10/R 18 muß so groß sein, daß T 6 zwischen zwei Impulsen nicht abfällt; durch jeden neuen Impuls wird C 10 dann wieder aufgeladen. Die Diode verhindert ein Entladen von C 10 über R 17; bleiben die Impulse aus, wird C 10 nicht mehr nachgeladen; er entlädt sich über T 6, und das Relais fällt ab.

Die Basis-Emitterstrecke von T 6 wird vor Überspannungen durch zwei Dioden geschützt (eine, wie die Praxis zeigte, notwendige Maßnahme). Die Taste TS 1 ermöglicht den Filmtransport zu einer bestimmten Startmarke vor Beginn der Filmvorführung.

Das Flip-Flop kippt zurück, sobald T 9 durchschaltet: die an dessen Kollektor auftretende negative Flanke gelangt über C 9 an T 8 und sperrt diesen Transistor; am Punkt B steht dann etwa die halbe Versorgungsspannung.

T 9 schaltet immer dann durch, wenn der Schalter S 4, der bei einigen Projektoren serienmäßig eingebaut ist, kurzzeitig öffnet; beim Einheitstonsystem ist das, wie bereits erwähnt, alle vier Bilder der Fall. Projektoren, die diesen Schalter nicht besitzen, können ohne besondere Schwierigkeiten nachgerüstet werden.

Nunmehr ist die Zustandsänderung des Punktes B in Abhängigkeit der Band- und Projektorimpulse deutlich: Nach jedem Projektorimpuls (= kurzzeitiges Öffnen von S 4) springt B auf $+ \frac{1}{2} U_V$, nach jedem Bandimpuls auf $+ U_V$. Der folgende Abschnitt beschreibt, wie das wechselnde Potential am Punkt B die Schaltstufe mit dem Thyristor steuert.

Schaltstufe

Die am Motorvorwiderstand R_V stehende Wechselspannung wird dem Gleichrichter Gl 1 zugeführt und steht damit als pulsierende Gleichspannung am Thyristor. Der Widerstand R 40 stellt eine hochohmige Belastung des Gleichrichters dar, um Spannungsaufstockungen zu vermeiden.

Sobald der Thyristor zündet, ist der Vorwiderstand überbrückt, was dem geschlossenen Schalter in Bild 3 gleichkommt; im nichtleitenden Zustand entspricht der Thyristor dem offenen Schalter.

Die Zündung erfolgt unter Zwischenschalten des Transformators Tr 2 (Potentialtrennung) durch gleichgerichtete Zündimpulse einer Frequenz von rund 1 kHz, erzeugt vom astabilen Multivibrator T 10/T 11 und verstärkt durch T 13; die Auskopplung zu T 13 erfolgt

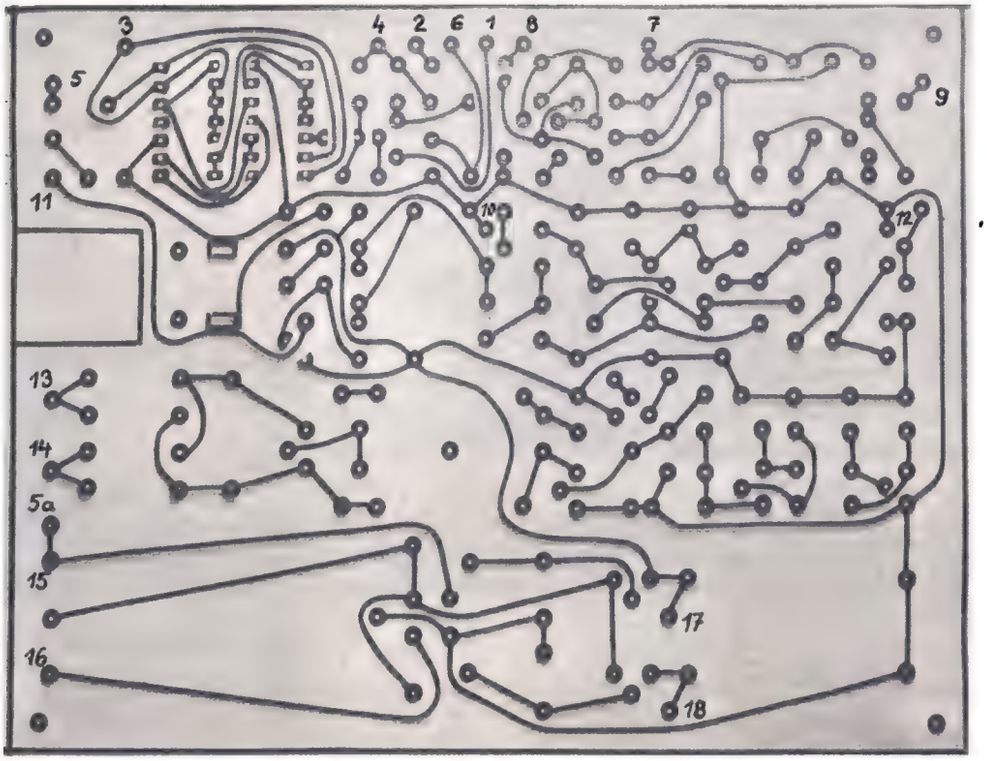


Bild 8 a. Maßstäblicher Entwurf der gedruckten Leiterplatte

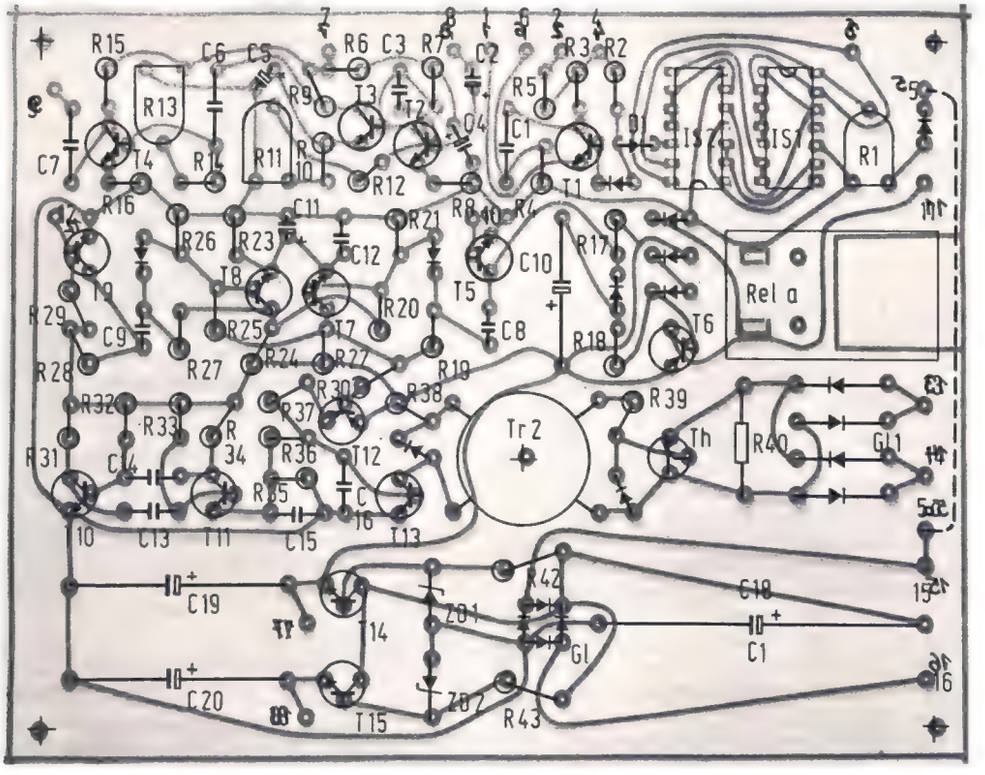


Bild 8 b. Bestückungsplan

im niederohmigen Emitterkreis von T 11; C 14 und R 36/C 15 unterbinden Spannungsspitzen, die T 13 gefährden könnten. R 38 ist ebenso wie R 39 eine Strombegrenzung; die Diode über der Transformatorwicklung schließt die beim Abschalten induzierten Gegenspannungen kurz.

Ein- und Ausschalten der Zündimpulse geschieht über T 12, der in Abhängigkeit vom Potential an B sperrt oder leitet. Sperrt T 12, so gelangen die Zündimpulse über T 13 und den Transformator zum Thyristor; leitet T 12, kommt T 13 schlagartig in die Sättigung, der Thyristor erhält keine Zündimpulse mehr und sperrt beim folgenden Nulldurchgang des Stromes.

Bau und Inbetriebnahme

Bild 8 a stellt den maßstabgetreuen Entwurf der Printplatte dar; auf ihr finden einschließlich des Netzteils alle Bau-

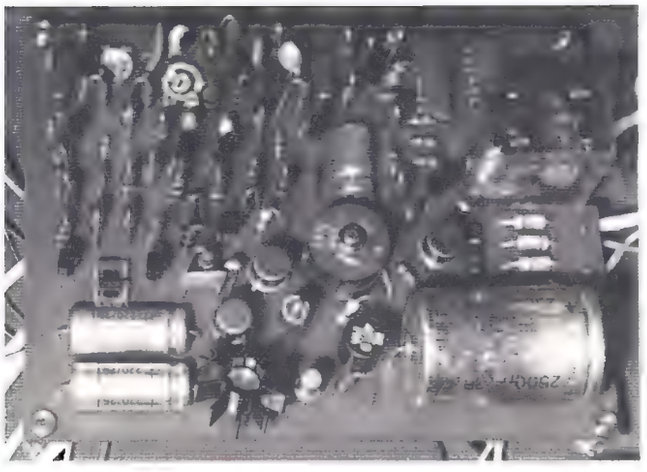


Bild 10. ▶ Herstellung des Transformators Tr 2 durch Abwickeln einer Relaisspule

◀ Bild 9. Komplett bestückte Leiterplatte

Bild 11. ▶ Nachträglich eingebauter Pilotkopf

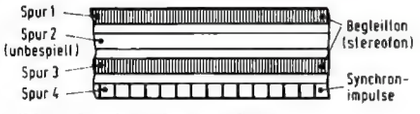
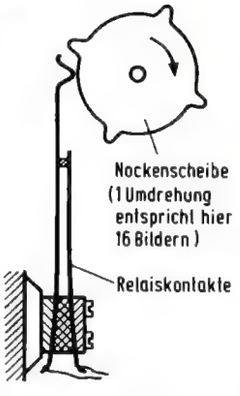
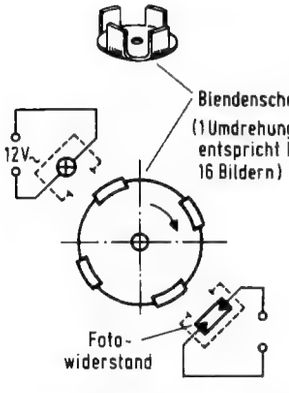


Bild 12. Spurlage der Impulsspur

Bild 13. ▶ Nachträglich eingebauter Schalter S 4 mit Nockenscheibe





◀ Bild 14. Ersatz des Schalters S 4 durch eine Lichtschranke

elemente Platz, lediglich C 17 wird extern, direkt an Bu 2, eingebaut.

Der Bestückungsplan *(Bild 8 b)* gibt die Lage der Bauelemente auf der Leiterplatte an. Zu beachten ist der richtige Einbau der IS (Markierungskerbe bei einer IS nach oben, bei der zweiten nach unten weisend!), sowie die Verwendung von npn- bzw. pnp-Transistoren an entsprechender Stelle *(Bild 9)*.

Das Wickeln des Zündtransformators ist keineswegs so schwierig wie vielfach angenommen wird. Dazu besorgt man sich ein altes Postrelais mit zylindrischem Spulenkörper, spannt diese Spule in ein Kugellager ein und kann so den Kupferdraht auf den Transformator-Wickelkörper umspulen *(Bild 10)*. Das ist nicht nur eine sehr bequeme, sondern auch überaus billige Lösung. Zum Abisolieren des Kupferlackdrahtes sei auf den Beitrag in Heft 15/1971, Seite 481 verwiesen.

Als Pilotkopf eignen sich handelsübliche Viertelspur-Magnetköpfe; beim nachträglichen Einbau ist darauf zu achten, daß die Spurlage für die Synchronimpulse nicht eine Spur des Begleittons berührt. Mit Umlenkrollen (als Ersatzteile erhältlich) kann das Band in der richtigen Lage am Pilotkopf vorbeigeführt werden (siehe *Bild 11*). Der Einbau des Tonkopfes wird sich nach den Gegebenheiten des jeweiligen Tonbandgerätes richten; es sei lediglich darauf verwiesen, daß, sofern möglich, zwischen Wiedergabe- und Pilotkopf ein Abstand von 35 cm angestrebt wird (auf Anregung des Bundes Deutscher Film-Amateure), um im Zweibandverfahren vertonte Filme austauschen zu können. – Die vom Einheitstonsystem vorgesehene Spurlage der Impulsspur geht aus *Bild 12* hervor.

Tabelle der im Mustergerät verwendeten Bauteile

Th:	T 0.8 N 3 A 00 (ITT)
Tr 2:	Siferrit-Schalenkern, ∅ 18 x 14 Al ≈ 2600; o. L. (wichtig!) $w_1 = w_2 = ^{*}450$; 0,05 CuL
Relais a:	V 23 154 - D 0417 - F 104 (Siemens)
Pilotkopf:	MK 107 (Bogen) o. ä. (evtl. Fotowiderstand: LDR 03 o. ä.; siehe Text)
Tr 1:	Netztransformator; sec: 10 V/ 400 mA
S 1, S 2:	Kippschalter, 1 x ein
S 3:	Schiebeschalter, 4 x um
Ts 1, Ts:	Miniaturtaster, 1 x ein
La 1:	Anzeigelämpchen, 12 V/20 mA
La 2:	Glimmlampe

Sicherungs-Einbauelement
Wahl der Buchsen und Stecker je nach Aufbau des Gerätes
Kühlstern für T 15

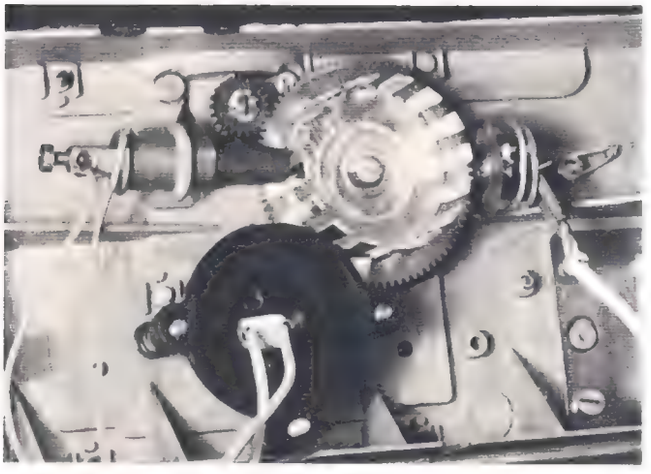
Umrüsten des Projektors

Projektoren, die nicht serienmäßig für das Einheitstonsystem vorbereitet sind, müssen entsprechend nachgerüstet werden; dazu ist der Einbau des in Bild 7 a angegebenen Schalters S 4 und des Vorwiderstandes R_V notwendig; die folgenden Ausführungen sollen lediglich Anregung sein, da sich Details nach dem individuellen Gegebenheiten richten.

Der Schalter S 4 muß sich alle vier Bilder einmal kurzzeitig öffnen. Um das zu erreichen, bringt man an einer geeigneten Welle im Projektor starr eine Nockenscheibe an, die einen Schaltkontakt im richtigen Rhythmus betätigt *(Bild 13)*.

Ist dieser mechanische Eingriff nicht möglich, kann der Schalter auch durch eine Lichtschranke ersetzt werden; an die Stelle der Nockenscheibe tritt dann eine rotierende Blende, die einen Lichtstrahl unterbricht; *Bild 14* zeigt eine Schemazeichnung dazu, *Bild 15* die Verwirklichung dieses Vorschlags. (Die Glühlampe kann der Projektionslampe parallel geschaltet werden.)

Entscheidet man sich für den Einbau der Lichtschranke, so ändert sich die Ansteuerung von T 9 geringfügig, wie in *Bild 16* dargestellt ist. Den einstellbaren Widerstand R 41 bringt man in die Stel-



◀ Bild 15. Praktische Ausführung von Bild 14

Bild 16. ▶ Ansteuerung von T 9 durch Lichtschranke

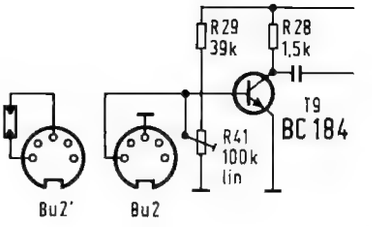
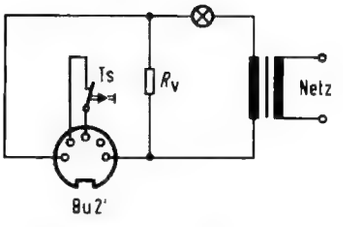


Bild 17. ▶ Ersatzschaltung des Projektors zur Funktionsprüfung



lung, in der T 9 mit angeschlossenem Fotowiderstand sicher schaltet. Beim Aufbau der Lichtschranke ist Streulicht abzuschirmen, um Störungen auf den Fotowiderstand zu vermeiden.

Inbetriebnahme

Vor Ermitteln des Wertes für R_V muß der Schaltungsaufbau des Tonkopplers funktionstüchtig sein; vor Inbetriebnahme sollte man sich vergewissern, ob die Werte der Versorgungsspannungen stimmen, denn die IS können schon bei Spannungen über 5,25 V zerstört werden. Aus diesem Grunde ist auch der Schleifer des Einstellwiderstandes R 1, von Masse beginnend, vorsichtig „aufzudrehen", bis die SN 7492 ausreichend angesteuert wird (am Ausgang Q 4 Oszillograf anschließen). In Stellung „Aufnahme" von S 3 muß dann das Relais anziehen, was das sichtbare Zeichen des Funktionierens ist (dabei Pilotkopf anschließen, er ist Emitterwiderstand von T 1!).

Zu diesem Zeitpunkt sollte an den Anschlußpunkten 13 und 14 noch keine Netzspannung liegen; eine galvanisch vom Netz getrennte, niedrige Wechselspannung ermöglicht eine gefahrlose Überprüfung. Eine Prüfschaltung ist in *Bild 17* angegeben.

Gleichzeitig mit dem Anziehen des Relais' muß die Glühlampe (Bild 17) heller brennen, da der Vorwiderstand R_V durch Zünden des Thyristors überbrückt wird. Öffnet man den provisorisch angeschlossenen Taster Ts (Bild 17), brennt die Lampe kurzzeitig dunkler, bis der Thyristor neu zündet. Um den Arbeitsablauf von Hand nachzuahmen, sind abwechselnd T 5 und T 9 durchzuschalten; am Zustand der Glühlampe ist erkennbar, ob die Schaltung einwandfrei arbeitet.

Die Einstellung der Widerstände R 11 und R 13 im Wiedergabeverstärker geschieht in Stellung „Wiedergabe" von S 3, wobei eine Serie von Impulsen abgenommen wird, die zuvor auf Band gebracht wurde. Mit R 11 wird die optimale Verstärkung eingestellt (an R 9 mittels Oszillografen überprüfen). Anschließend bringt man T 4 mittels R 13 in die Sättigung; bei Eintreffen der Synchronimpulse muß dieser Transistor sperren, alle von C 6 kommenden Störspannungen dagegen dürfen den leitenden Zustand von T 4 nicht verändern. Diese Einstellung ist unproblematischer als es sich anhört.

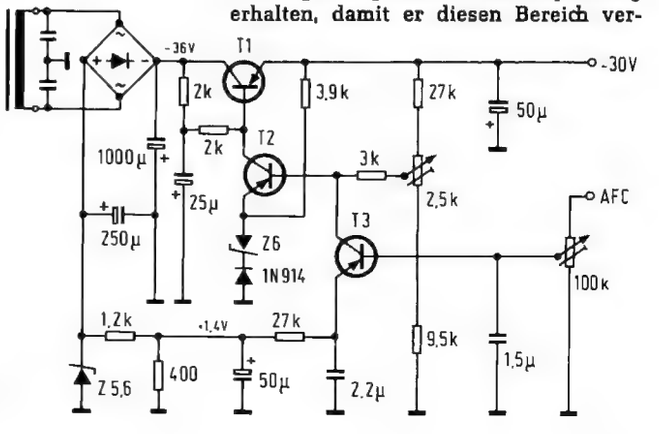
Arbeitet die komplette Schaltung einwandfrei, kann man den Wert für R_V, der für die einzelnen Projektortypen verschieden ist, ermitteln.

Vorwiderstand R_V

Der Projektor wird, wie im Stromlaufplan (Bild 7 a) gezeichnet, angeschlossen; für R_V wird ein Lastpotentiometer gut zugänglich eingelötet (Vorsicht beim Einstellen, Netzspannung!). Nach kurzer Warmlaufzeit des Projektors (etwa 2...3 min) ist in Aufnahmestellung des Tonkopplers (wiederum Pilotkopf anschließen!) der Widerstand R_V so einzustellen, daß der Thyristor gleichlange zündet und sperrt, was an Punkt B mit einem Oszillografen überprüft werden kann. Dabei sollten beim Projektor diejenigen Bedingungen simuliert werden, die auch bei der späteren Vorführung auftreten: Bremsen der Aufwickelspule und Einschalten der Projektionslampe, um die Betriebstemperatur zu erreichen. Läuft der Projektor pulsierend schneller und langsamer (deutlich hörbar), und sind Einschalt- und Pausendauer des Thyristors etwa gleich lang, erfolgt die Ausregelung der Geschwindigkeitsschwankungen in beiden Richtungen optimal; der ermittelte Wert für R_V ist dann als Festwiderstand einzubauen, am besten im Luftstrom des Projektorkühlgebläses, um die auftretende Verlustwärme wirkungsvoll abzuführen.

Netzteil für die Abstimmspannung mit AFC

Die in FUNKSCHAU 1973, Heft 18, Seite 682 in Bild 4 gezeigte Nachstimmschaltung für alle diodenabgestimmten Hf-Kreise eines UKW-Tuners gab die Anregung zur Entwicklung der nachstehenden Schaltung, in der die vom Ratiodetektor gelieferte AFC-Spannung unmittelbar in das zur Erzeugung der Abstimmspannung dienende Regelnetzgerät eingreift.



Die Abstimmspannung greift direkt in das Netzteil ein

Da die AFC-Spannung positive und negative Werte annehmen kann, muß der Transistor T 3 *(Bild)* eine entsprechend große positive Emitterspannung erhalten, damit er diesen Bereich ver-

arbeiten kann. Diese Emitterspannung muß außerdem stabilisiert sein. Sie wurde in der aus dem Schaltbild ersichtlichen Weise mittels einer Z-Diode von 5,6 V an einem Spannungsteiler gewonnen.

Die Dimensionierung der Schaltelemente muß nach den jeweiligen Verhältnissen des UKW-Tuners ausgerichtet werden. Die Transistoren T 1 und T 2 sollten für den Betrieb mit 40 V geeignet sein. Durch das hier wiedergegebene Schaltbild soll in der Hauptsache das Prinzip dieser Möglichkeit einer automatischen Nachstimmung des diodenabgestimmten UKW-Tuners aufgezeigt werden. Der Nachbau der Schaltung mit den angegebenen Werten der Schaltelemente muß daher nicht immer zum Erfolg führen. Immerhin wurde die Schaltung praktisch mit einem UKW-Tuner erprobt. Es zeigte sich, daß bei voll wirksamer AFC-Spannung die auf die Höckerspannungen des Ratiodetektors zunächst fehlabgestimmten UKW-Sender am oberen Ende des UKW-Bereiches wieder so weit in den linearen Teil der Demodulatorkurve hineingezogen wurden, daß ein einwandfreier Stereoempfang gesichert war.

Hans Bödeker

Bernhard Wagner

Quadratwurzelbestimmung mit Kleinrechner

Da es allgemein nicht bekannt ist, daß mit einem beliebigen Taschen- oder Tischrechner (der die vier Grundrechnungsarten beherrscht), auch eine Wurzel gezogen werden kann, soll dies an einfachen Verfahren einmal näher erläutert werden.

Zunächst greife ich nochmals auf die Näherungsformel zurück, die in der FUNKSCHAU 1972, Heft 16, Seite 595, angegeben war. Die Näherungsformel zur Ermittlung der Quadratwurzel nach dem Näherungsverfahren lautete:

$$\sqrt[2]{a} = X \qquad (1)$$

$$X_{(n+1)} = \frac{\frac{a}{X_n} + X_n}{2} \qquad (2)$$

Anhand der Formel (2) soll an nachstehenden Beispielen aufgezeigt werden, daß man bei der Wurzelziehung mit dem Rechner dem Rechenschieber teilweise haushoch überlegen ist. Allerdings muß eine relativ gute Abschätzung von jedermann vorausgesetzt werden. Das heißt, man wird z. B. die $\sqrt{15}$ näher bei 3,9 einstufen, als z. B. bei 3,1; denn $\sqrt{16}$ wäre ja bekanntlich 4 und deshalb ist $\sqrt{15}$ näher in Richtung 4,0 als in Richtung 3,0.

Beispiel zur Formel (2):

$\sqrt{36} = ?$ (geschätzt 5,9)

$5{,}9 = X_n \quad a = 36;$

Diese Werte in die Formel (2) eingesetzt ergibt:

$$X_{(n+1)} = \frac{\frac{36}{5{,}9} + 5{,}9}{2}$$

$$= \frac{6{,}101695 + 5{,}9}{2} = 6{,}000848$$

Diese erste Näherungslösung kann nun (zur genaueren Bestimmung der $\sqrt{}$-Werte) wiederholt in die Ausgangsgleichung (2) eingesetzt werden.

Eine Gegenüberstellung von Beispielen soll nun zwischen Rechner, Rechenschieber, Gauß-Tafel VIII erfolgen.

Rechner	Rechenschieber	Tafel VIII
$\sqrt{23} = ?$ geschätzt 4,75 1. Näherung = 4,796053 2. Näherung = 4,795583	$\sqrt{23} = 4{,}9$	$\sqrt{23} = 4{,}80$
$\sqrt{84{,}5} = ?$ geschätzt 9,2 1. Näherung = 9,192392 2. Näherung = 9,192388	$\sqrt{84{,}5} = 9{,}18$	$\sqrt{84{,}5} = 9{,}19$
$\sqrt{0{,}0441} = ?$ geschätzt 0,21 1. Näherung = $2{,}1 \cdot 10^{-1}$	$\sqrt{0{,}0441} = 0{,}21$	$\sqrt{0{,}0441} = 0{,}21$
$\sqrt{58679} = ?$ geschätzt 232 1. Näherung = 242,46336	$\sqrt{58679} = 242$	$\sqrt{58679} = 242{,}3$

Wenn man die Gauß-Tafel als Limit voraussetzt, dann bewegt sich der relative Fehler beim Taschenrechner im Promille-Bereich, beim Rechenschieber jedoch im Prozent-Bereich!

Daß diese Wurzelziehungs-Methode auch auf Kettenrechnungen übertragbar ist, läßt sich sicher ablesen. Für eine speziell für größere Wurzelausdrücke vorhandene Näherungsformel können Kettenrechnungen, wie sie täglich im technischen Bereich auftreten, genauer und schneller ermittelt werden als mit dem Rechenstab.

Näherungsformel
für große Wurzelausdrücke

$$\sqrt[n]{1 \pm \varepsilon} \approx 1 + \frac{\varepsilon}{n} \qquad (3)$$

wobei ε = reelle Zahl
n = beliebig reeller Wurzelexponent

Beispiele:

1. $\sqrt[5]{0{,}991} \approx 1{,}000 - \frac{0{,}009}{5} = 0{,}998$

2. $\sqrt{6372^2 + 82240} = \sqrt{6372^2 \cdot \left(1 + \frac{82240}{6372^2}\right)}$

$$= 6372 \cdot \sqrt{1 + \frac{82240}{6372^2}}$$

$$\approx 6372 \cdot \left(1 + \frac{82240}{2 \cdot 6372^2}\right)$$

$$\approx 6372 + \frac{41120}{6372} = 6378{,}4532$$

Mit dem Rechenstab allein wäre diese eben gestellte Aufgabe ohne Anwendung der Näherungsformel nach (3) nicht so schnell und nicht mit solcher Genauigkeit lösbar.

Auf die Gebiete der Elektrotechnik bzw. Nachrichtentechnik übertragen, sehen die eben beschriebenen Näherungsverfahren in Anlehnung an de Kleinrechner wie folgt aus *(Bild 1)*:

gesucht $|Z| = ?$

mit Werten:

$R = 70\ \Omega \quad f = 50\ \text{Hz} \quad C = 70\ \mu\text{F}$
$U = 220\ \text{V}$

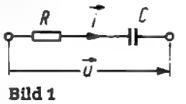


Bild 1

Bild 1 und 2 zur Erläuterung der Rechenbeispiele

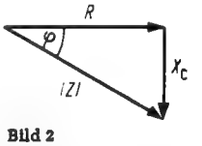


Bild 2

Schnell und technisch genügend genau wird diese Aufgabe mit der Näherungsformel nach (2) gelöst.

$$Z = R + X_c = R + \frac{1}{j\omega c} \quad \textit{(Bild 2)}$$

$$Z = 70\ \Omega + \frac{1 \cdot 10^6}{j\,2\pi \cdot 50 \cdot 70 \cdot \frac{1}{s} \cdot \mu\text{F}}$$

$$Z = 70\ \Omega - j\,\frac{100}{2{,}2}\ \Omega = 70\ \Omega - j\,45{,}4\ \Omega$$

$$|Z| = \sqrt{70^2 + 45{,}4^2} = \sqrt{4900 + 2061{,}16} = ?$$

$\sqrt{6961{,}16} = 83$ geschätzt;

$|Z| = \sqrt{6961{,}16\ \Omega} = 83{,}434695\ \Omega \approx 83{,}4\ \Omega$

Die oben ausgeführten Darstellungen sollten zeigen, daß der Rechenstab nicht etwa seine Schuldigkeit getan hätte, sondern daß man jedem praxis- und hobbybezogenen Techniker (aber auch Laien) eine zusätzliche Hilfe bei der Benutzung des Kleinrechners mit vier Grundrechnungsarten gibt.

Horst F. Kannapinn

Moderner KW-Sende-Empfänger für SSB, CW und Funkfernschreiben

Immer häufiger findet man bei modernen KW-Sende-Empfängern die Transistor-Bestückung. Das führt zu äußerst kompakten Geräten, die sich nur bescheiden erwärmen und die sich auch bequem ins Auto einbauen lassen. Zur Spitzenklasse zählt zur Zeit das Gerät TS-900 von Trio-Kenwood, das sich durch zahlreiche fest eingebaute „Extras" auszeichnet.

Schon rein äußerlich fallen die übersichtliche und funktionsgerechte Anordnung der Einstellorgane und Schalter und die gestochen scharfe Beschriftung, der neuartigen Skala auf *(Bild 1)*. Alles läßt auf saubere Verarbeitung schließen. Öffnet man den Deckel des stabilen mattschwarzen Ganzmetallgehäuses nach Herausziehen zweier Verriegelungsstifte, verstärkt sich noch der positive Eindruck *(Bild 2)*. Das Chassis aus massiven Al-Profilen ist durch zahlreiche Verstrebungen, die gleichzeitig zur besseren Abschirmung dienen, äußerst verwindungssteif und mechanisch so stabil, daß ihm bei Mobilbetrieb auch schlaglochübersäte Landstraßen nichts anhaben können. Hierfür gibt es die passende Halterung.

Auch Schaltungs-Spezialisten kommen auf ihre Kosten. Der Aufbau erinnert an hochwertige kommerzielle Geräte. Alle Hauptbaugruppen sind auf steckbaren Ferrocell-Leiterplatten untergebracht. Die Steckfassungen dieser Leiterplatten sind schwenkbar angeordnet, so daß jede Platte nach Abnehmen der oberen Halteleiste seitlich herausgeklappt werden kann, was die Servicefreundlichkeit ganz wesentlich erhöht.

Ebenso sauber ist die Leitungsführung der Verdrahtung in sorgfältig verlegten Kabelbäumen. Bemerkenswert ist auch die aus der Industrie-Elektronik übernommene „Wire-wrap"-Methode anstelle der sonst üblichen Lötverbindungen. Die anfänglichen Argumente, die gegen die Art dieser Verbindungstechnik erhoben wurden, sind inzwischen verstummt, denn das Wire-wrap-Verfahren hat sich wegen seiner ausgezeichneten Kontaktgabe vollauf bewährt. Was dem Betrachter des TS-900 sonst noch auffällt, ist der hermetisch gekapselte VFO, der auch ganz Neugierige nicht in Versuchung führen kann, in das empfindliche Herz des Sende-Empfängers einzudringen.

Eine besondere Delikatesse ist der aufwendige Skalenantrieb. Ein Untersetzungsgetriebe *(Bild 3)* mit insgesamt acht spielfrei verspannten Messing-Zahnrädern betätigt gleichzeitig den VFO und eine mit VCT (Voltage-controlled Tuning) bezeichnete Schaltung, die anstelle der üblichen 600-kHz-Bandpaßfilter für die erste Zf (8 MHz) verwendet wird und so eine optimale Nebenwellenfreiheit bei Sendebetrieb garantiert. Anstelle der gewohnten Grob- und Feinabstimmskalen besitzt das Gerät eine sogenannte *Differentialskala* mit zwei übereinanderliegenden Skalenscheiben, die jedoch im Skalenfenster als eine einzige Skala erscheinen. Der Kniff dabei beruht auf optischer Wirkung. Die 100-kHz-Abschnitte des jeweils eingestellten Bandes (z. B. 3,5 MHz bis 4 MHz im 80-m-Band) werden durch Rückprojektion in betreffende Ausschnitte der vorderen Skalenscheibe eingeblendet, auf der bei ausgeschaltetem Gerät nur die kHz-Gradation (0 bis 90) zu erkennen ist. Beim Betrieb leuchten dann auch die 100-kHz-Markierungen im Skalenfeld auf, wodurch sich eine Ablesegenauigkeit von ± 1 kHz bei insgesamt dreistelliger Anzeige bietet. Auf einer einzigen Skala läßt sich auf diese Weise die gewünschte Frequenz auf einen Blick ablesen. Außerdem ist das *Drehmoment* des Skalenantriebs in zwei Stufen einstellbar. Zieht man den wuchtigen Ganzmetall-Abstimmknopf nach vorn, wird eine eingebaute Scheibenbremse zugeschaltet, die den Antrieb etwas schwergängiger macht, wodurch auch ein versehentliches Verstellen bei Mobilbetrieb vermieden wird.

Auch bei der Treiberstufen-, Endstufen- und Antennenabstimmung wurde hoher Aufwand getrieben. Die präzise gefertigten Abstimm-Drehkondensatoren werden nicht mehr über Gummi- oder Plastikriemen angetrieben, sondern über leicht und geräuschlos arbeitende

Der Verfasser ist Mitarbeiter der Firma Trio Kenwood Electronics GmbH.

Bild 1. Frontansicht des Sendeempfängers TS-900

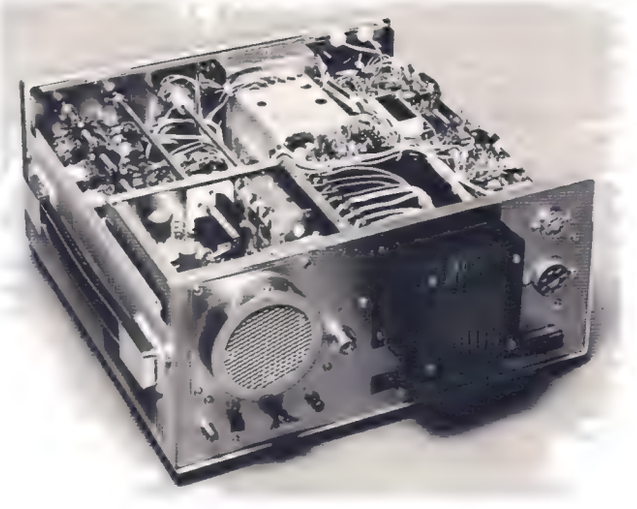
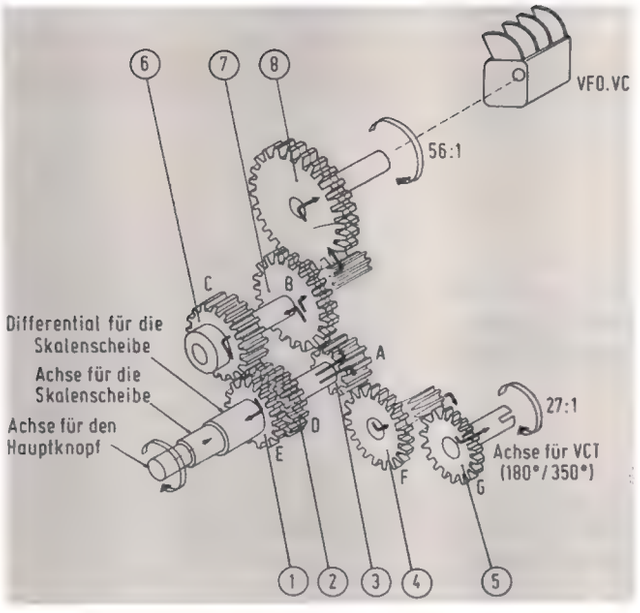


Bild 2. ▶
Rückansicht des geöffneten Gerätes. Links der Lüfter für die Endröhren



▲ **Bild 3.**
Prinzip des Skalenantriebs mit verspannten Zahnrädern

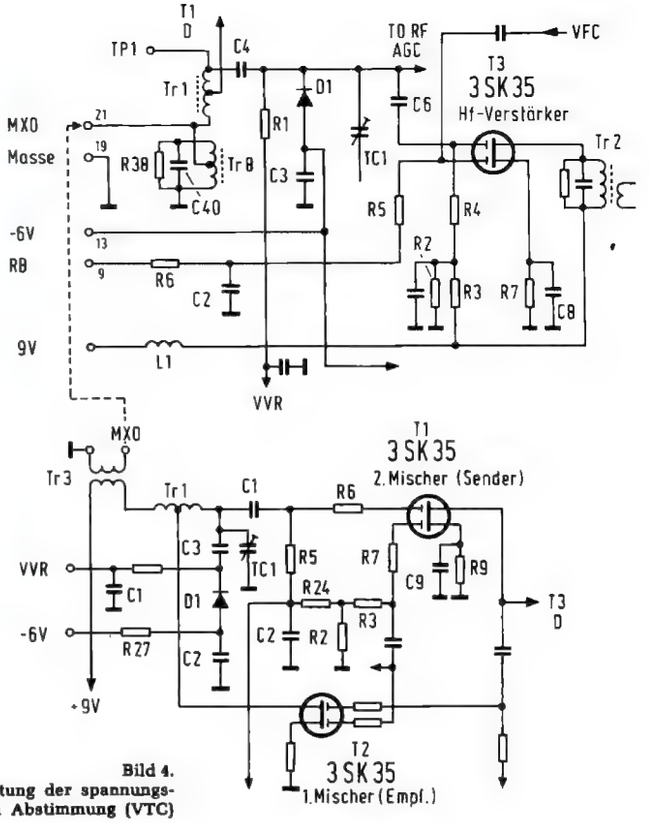


Bild 4.
Blockschaltung der spannungsgesteuerten Abstimmung (VTC)

Zahnrad-Ketten- oder Kegelrad-Getriebe. Alle Schalter, über die hohe Spannungen und Ströme fließen, haben hartversilberte Kontakte und Keramikisolation. Selbstverständlich ist der Hochspannungs-Käfig der Sender-Endstufe abgeschirmt und elektrisch gesichert. Ein vierflügeliger Lüfter sorgt auch bei längerem Betrieb für ausreichende Kühlung der Endstufe.

Die Schaltungstechnik

Mit Ausnahme der Treiberröhre (6GK6) und der beiden Sende-Endröhren (6LQ6/6146A) ist die gesamte Schaltung in Halbleitertechnik ausgeführt. Insgesamt enthält das Gerät 57 Transistoren, 16 FET (davon zehn dual-gate MOSFET), 70 Dioden und zwei Kapazitätsdioden. Auffällig sind die zahlreichen Dual-gate-MOSFET in den Hf-, Misch- und Zf-Stufen, die Übersprechen, Kreuzmodulation und Nebenwellenabstrahlung wirkungsvoll unterdrücken. Hier hat sich der Typ 3SK35 wegen seiner ausgezeichneten Intermodulationseigenschaften und seiner geringen Rückwirkungskapazität als idealer Halbleiter erwiesen. Interessant ist auch die Verwendung von Kapazitätsdioden in der mit VCT (Voltage Controlled Tuniing) bezeichneten Schaltung, die zwischen Mischstufe und Hf-Verstärker angeordnet ist und die Aufgabe des herkömmlichen breitbandigen Bandpaßfilters für die erste Zf von 8 MHz übernimmt *(Bild 4)*. Das Abstimmpotentiometers dieser Varicap-Schaltung ist mit dem VFO-Antrieb mechanisch gekuppelt und wirkt wie ein Bandpaßfilter mit veränderlicher Durchlaßkurve, das unerwünschte Verkopplungen beim Sendebetrieb wirksam unterbindet.

Um eine gegenseitige Beeinflussung der einzelnen Schaltungskreise bei Sende- oder Empfangsbetrieb auszuschließen, werden sie durch Impedanzwandler (Emitterfolger) gekoppelt und sofern nicht gemeinsam für Empfangs- und Sendebetrieb verwendet, durch Diodenschalter von der übrigen Schaltung getrennt.

Sendeteil

Der Sendeteil arbeitet nach dem Prinzip der Doppelüberlagerung *(Bild 5)*. Das durch einen dreistufigen, regelbaren Mikrofonverstärker verarbeitete Nf-Signal wird zusammen mit der von einem Quarzoszillator erzeugten Trägerfrequenz von 3,395 MHz nach dem Carrier-Injection-Verfahren dem Balancemodulator zugeführt, der ein Zweiseitenbandsignal als erste Sende-Zf liefert. Die Seitenbandselektion des TS-900 ist etwas ungewöhnlich, denn hier arbeiten zwei achtpolige Quarzfilter mit 2,4 kHz Bandbreite bei −6 dB Dämpfung und einer Weitabselektion von 80 dB, und zwar eins für das obere Seitenband (3393,5 kHz) und das andere für das untere Seitenband (3396,5 kHz). Das nach Unterdrückung des unerwünschten Seitenbandes verbleibende SSB-Signal wird in der ersten Sender-Zf-Stufe mit der vom VFO erzeugten Frequenz (5,0 bis 5,5 MHz) überlagert, wodurch die zweite Sende-Zf (8,895 bis 8,395 MHz) entsteht. Nach erfolgter Mischung mit dem Ausgangssignal des Überlagerungs-Quarzoszillators steht am Ausgang ein SSB-Signal im gewünschten Band mit einer Bandbreite von 500 kHz zu Verfügung, das nach Vorverstärkung durch die Treiberröhre (6GK6) an die beiden in Klasse AB1 betriebenen Endröhren vom Typ 6LQ6 (= 6146A) gelangt. Die Anpassung der Endstufe an die Antennenimpedanz von 50 Ω erfolgt durch ein Pi-Filter. Die *Tabelle 1* gibt Aufschluß über die reine Sendeleistung bei einem Input (Gleichstrom-Eingangsleistung) von 210 W.

Wie aus den USA zu erfahren war, haben dort einige OMs nach Austausch der Röhrenfassungen anstelle der werksseitig gelieferten Endröhren den Eimac-Typ 4X150A (= 7034) eingebaut und kamen damit auf eine Hf-Ausgangsleistung von 240 W.

Bei CW-Sendebetrieb ist der SBB-Trägeroszillator zugeschaltet, der mit einer Frequenz von 3,395 MHz arbeitet und dessen Ausgangssignal das CW-Filter (Mittenfrequenz 3395 kHz bei 500 kHz Bandbreite) ungedämpft durchläuft.

Tabelle 1

Band	Frequenz	Hf-Ausgangsleistung
80 m	3,5 MHz	140 W
40 m	7,0 MHz	140 W
20 m	14,0 MHz	135 W
15 m	21,0 MHz	120 W
10 m	28,0–29,0 MHz	90 W

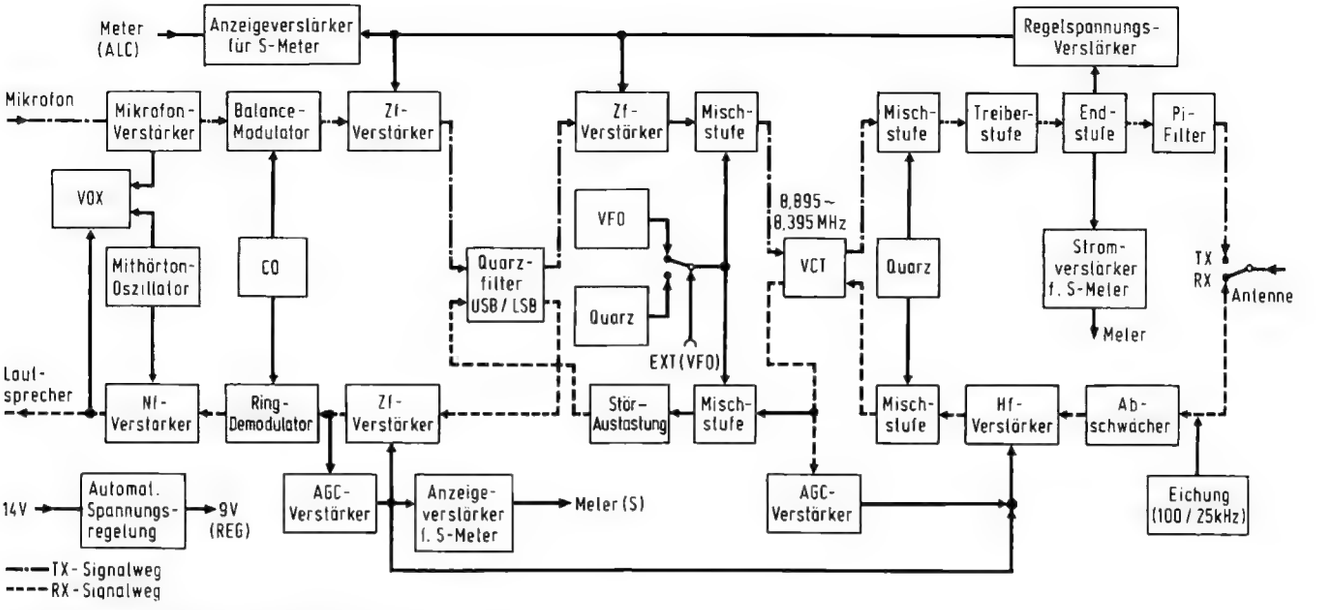


Bild 5. Blockschaltung des Gesamtgerätes. Strichliert = Empfangsweg, Strichpunktiert = Sendeweg

Bei Fernschreib-Sendebetrieb arbeitet der TS-900 mit frequenzverschobenen, getastetem Dauerton (FSK). Die Frequenz des getasteten Zeichens mit 3397,125 kHz um 2125 kHz und die des Abstandszeichens (Weiß) mit 3394,125 kHz um 2975 kHz höher als die BFO-Frequenz von 3394,15 kHz.

Eine weitere Besonderheit des Sendeteils ist die TUN-Stellung des Betriebsartenschalters, die eine genaue Treiber- und Endstufenabstimmung mit verminderter Leistung ermöglicht. Außerdem läßt sich die Heizspannung der Endröhren bei längerem Empfangsbetrieb abschalten, was vor allem im Kraftfahrzeug zu beachtlicher Stromeinsparung führt.

Das Mehrfunktions-Einbauinstrument dient bei Sendebetrieb zur Kontrolle der ALC-Regelspannung, des Anodenstroms, der relativen Ausgangsleistung und der Hochspannung.

Bild 6. Der externe VFO-900

Empfangsteil

Für die hohe Eingangsempfindlichkeit, Kreuzmodulationssicherheit und das gute Stör/Nutzsignalverhältnis bürgt nicht allein der hochstabile VFO mit zusätzlichen Filtern zur Verbesserung der Tiefpaßcharakteristik, sondern auch die sehr aufwendigen AGC- und Störaustastschaltungen.

Im Prüflabor der ARRL, das übrigens auch die Leistungsdaten für den Sendeteil ermittelte, wurde das Gerät eingehend geprüft. Dabei kamen die Meßergebnisse von *Tabelle 2* für die Eingangsempfindlichkeit heraus:

Tabelle 2

Band	Frequenz	Eingangsempfindlichkeit *
80 m	3,5 MHz	0,1 µV
40 m	7,0 MHz	0,1 µV
20 m	14,0 MHz	0,1 µV
15 m	21,0 MHz	0,1 µV
10 m	28,0 MHz	0,14 µV
10 m	28,5 MHz	0,12 µV
10 m	29,0 MHz	0,11 µV

* Alle Angaben auf 10 dB (S+N)/N bezogen.

Der Empfänger arbeitet nach dem Prinzip der Collins-Doppelsupers, der mit dem Sender einen Teil der Schaltung gemeinsam hat, so z. B. die bereits erwähnte Kapazitätsdiodenabstimmung zwischen den Mischstufen und die Quarzfilter für USB, LSB und CW. Durch getrennte Antennenspulen für Empfangs- und Sendebetrieb wird auf allen Bändern ein gleichmäßig ausgezeichnetes S/N-Verhältnis erreicht. Ein 11stufiger Eingangsabschwächer (in 6-dB-Schritten) ermöglicht in Verbindung mit der neuartigen AGC-Schaltung eine im weiten Bereich regelbare Abschwächung sehr starker Eingangssignale. Die Ansprechempfindlichkeit der AGC-Schaltung läßt sich durch Ändern der Zeitkonstanten in zwei Stufen (FAST/SLOW) einstellen (FAST bei CW- und FSK-Empfang, SLOW bei SSB-Empfang) oder bei sehr schwachen Signalen auch ganz abschalten. Ein besonderer *Overload-Indicator* meldet durch eine grüne Leuchtanzeige das Vorhandensein übermäßig starker Signale auf dem betreffenden Band, selbst wenn der TS-900 nicht auf die Frequenz dieses Signals abgestimmt ist. Durch Erhöhung der Hf-Abschwächung um ein oder zwei Stufen von je 6bdB wird der gefürchtete Zustopfeffekt und das „Pumpen" der AGC mit Sicherheit vermieden. Versuche im ARRL-Prüflabor ergaben, daß der Overload Indicator auf Eingangssignale von 50 mV (entsprechend einer S-Meter-Anzeige von S-9 + 40 dB) sicher anspricht.

Völlig neu ist die Störaustastung (*Noise Blanker*) zur Unterdrückung impulsartiger Störungen, wie sie z. B. durch Kfz-Zündanlagen oder durch die Abreißfunken an Straßen- und Eisenbahn-Oberleitungen hervorgerufen werden. Das Austast-Gate am Schaltungseingang wird durch die Stärke des einfallenden Signals gesteuert, und es schließt bei impulsartigen Signalen mit großer Amplitude, während normale Signale ungehindert durchgelassen werden. Ein nachgeschaltetes Filter blendet die Störanteile des Eingangssignals aus. Das verbleibende Signal durchläuft das durch den Betriebsartenschalter (MODE) bestimmte SSB- oder CW-Quarzfilter und gelangt dann zum Zf-Verstärker. Nach erfolgter Demodulation und Passieren eines Tiefpaßfilters gelangt das Nf-Signal an den Komplementär-Gegen-

taktverstärker der Nf-Endstufe, die eine Leistung von 1 W an 8 Ω abgibt. Durch einen Schmitt-Trigger in der Störaustastung, der für eine schnelle Flankenverformung der Störimpulse sorgt, konnten Intermodulationsverzerrungen auf einen extrem niedrigen Wert gebracht werden.

Bei Telegrafie-Betrieb (CW) kann die Empfängerfrequenz zwischen 400 Hz und 1500 Hz gegenüber der Trägerfrequenz verschoben werden, wozu ein Regler auf der Chassis-Oberseite vorgesehen ist. Diese Regelung bietet bei CW-Empfang mit dem steilflankigen CW-Filter die Wahl derjenigen Tonfrequenz, bei der eine optimale Qualität des empfangenen Signals erreicht wird. Eine weitere Besonderheit des Empfangsteils ist die Empfänger-Feinverstimmung RIT (Receiver Incremental Tuning), die eine Verschiebung der Empfangsfrequenz um ± 3 kHz gegenüber der Sendefrequenz ermöglicht und vor allem bei gemischtem Betrieb in Verbindung mit dem externen VFO-900 eine große Erleichterung bringt, da die Grundabstimmung des Geräts dadurch in keiner Weise beeinträchtigt wird.

Amateure, die oft mit Festfrequenzen arbeiten, z. B. bei den beliebten Sonntagsmorgen-Rundsprüchen, werden die beiden Quarzfrequenzen des Sendeempfängers und die fünf des externen VFO-900 zu schätzen wissen.

Im übrigen verfügt dieses Gerät über alles, was der anspruchsvolle Amateur bei einem solchen Gerät als selbstverständlich voraussetzt: eingebauter Eichquarzgenerator zur genauen Eichung der Skala mit der Möglichkeit, Eichmarken in Abständen von 25 kHz oder 100 kHz zu setzen (Einpfeiftaste am Abstimmknopf), VOX- und PTT-Steuerung (Ansprechschwelle und Relais-Abfallverzögerung der VOX-Steuerung sind stufenlos einstellbar), Anti-VOX, eingebauter Mithörtongenerator zur Überwachung des gesendeten CW-Zeichens, umschaltbare AGC, eingebaute und regelbare ALC zur Vermeidung von Endstufen-Übersteuerungen bei Sendebetrieb, Kontrollampen für die Empfänger-Feinverstimmung (RIT), den VFO und die Sender-Stummabstimmung (T MUTE), abschaltbare Störaustastung (NB) und Umschaltung auf zwei Quarz-Festfrequenzen. An der Rückwand sind neben den Anschlußbuchsen für die Antenne (darunter eine für reinen Empfangsbetrieb) zusätzliche Steckverbindungen für die Netzteile, ein ALC-Eingang (für Betrieb des TS-900 in Verbindung mit einer Linear-Endstufe), Parallelausgänge des Umschaltrelais für den Arbeits- und Ruhestromkontakt, Morsetasten- und Fernschreiber-Anschlüsse und eine 16-polige Steckverbindung zum Anschluß des externen als Zubehör lieferbaren VFO-900 angebracht *(Bild 6)*. ■

Technische Daten

Frequenzbereiche:

80-m-Band	3,5... 4,0 MHz
40-m-Band	7,0... 7,5 MHz
20-m-Band	14,0...14,5 MHz
15-m-Band	21,0...21,5 MHz
10-m-Band	28,0...28,5 MHz
	28,5...29,0 MHz
	29,0...29,5 MHz
	15,0 MHz (nur Empfang)

WWV-Band
zusätzlich zwei Quarz-Festfrequenzen nach Wahl

Betriebsarten:
LSB (unteres Seitenband) mit unterdrückten Träger
USB (oberes Seitenband)
CW (Telegrafie)
FSK (Fernschreibbetrieb)

Sender-Eingangsgleichstromleistung:
SSB: 300 W P.E.P.
CW: 200 W
FSK: 100 W

Mikrofon-Eingangsimpedanz:
40 kΩ

Antennenanpassung:
50...75 Ω, koaxial
SWR: unter 2 : 1

Tastung:
Dauerton mit getastetem Träger (Gittersperrspannungs-Tastung)

Trennschärfe:

SSB und FSK:	2,4 kHz bei – 6 dB
	4,4 kHz bei – 60 dB
CW:	0,5 kHz bei – 6 dB*
	1,5 kHz bei – 60 dB*

* mit eingebautem CW-Filter

Empfänger-Eingangsempfindlichkeit:

Empfänger-Feinverstimmung:
± 3 kHz (auf RX-Frequenz bezogen)

RTTY-Frequenzaufbereitung:
durch eingebauten Frequenz-Shift-Generator, mit einer Frequenzverschiebung von 850 Hz

Nf-Frequenzgang:	400 Hz...2500 Hz
Trägerunterdrückung:	über 45 dB
Seitenbandunterdrückung:	über 40 dB
Nebenwellenunterdrückung:	über 40 dB
Spiegelfrequenzunterdrückung:	über 45 dB

Frequenzstabilität:
max. Frequenzdrift ± 100 Hz nach 15 min. Betriebsdauer max. ± 2 kHz innerhalb der ersten Stunde nach 1 min. Einlaufzeit

Ablesegenauigkeit:
± 2 kHz nach Eichung auf den Skalen-Nullpunkt

Einstellgenauigkeit: ± 400 Hz

Stromversorgung:
bei ortsfestem Betrieb durch Netzteil PS-900 mit eingebautem Lautsprecher, bei Mobilbetrieb durch Transistor-Spannungswandler DS-900

Leistungsaufnahme:
bei Empfang: max. 40 W
bei Senden: max. 410 W

Abmessungen/Gewicht:
Breite 320 mm, Höhe 140 mm, Tiefe 320 mm / 12 kg

Kleinstoszillograf mit Speicherung

Die Serie der Kleinstoszillografen von Tektronix ist um den Zweikanal-Oszillografen mit Speicherbetrieb, Typ 214, erweitert worden. Diese Entwicklung ist die logische Konsequenz, die sich aus den Anwendungsbereichen der Kleinstoszillografen ergibt. Häufig sind gerade in diesen Bereichen einmalige Vorgänge, Vorgänge mit geringer Wiederholfrequenz oder statistisch erscheinende Vorgänge darzustellen und auszuwerten.

Der Zweikanal-Kleinstoszillograf Typ 214 hat eine Bandbreite von 500 kHz, die geeichten Ablenkkoeffizienten betragen 1 mV/Teil bis 50 V/Teil. Die Zeitbasis, die eine automatische Triggereinrichtung und die Betriebsart „einmalige Ablenkung" besitzt, umfaßt den Zeitablenkbereich von 5 µs/Teil bis 500 ms/Teil. Im Speicherbetrieb erreicht das Gerät eine Schreibgeschwindigkeit von 500 Teilen/ms. Die Speicherzeit kann bis zu einer Stunde betragen. Zur Bedienungserleichterung sind zwei Tastköpfe fest an den Oszillografen angeschlossen. Sie weisen unterschiedliche Farben entsprechend der der Bedienungselemente für die Vertikalablenkung auf. ■

Phasenvariabler Meßgenerator

Mit dem neuen phasenvariablen Meßgenerator PM 5161 von Philips werden zwei oft geforderte Bedingungen, wie kleiner Klirrfaktor und zwei Wechselspannungen mit einstellbarer Phase, erfüllt. Der Frequenzbereich von 0,1 Hz bis 1 MHz ist mit sieben dekadisch aufgeteilten Teilbereichen erfaßt. Der Klirrfaktor beträgt 0,1 % im Tonbereich bis 50 kHz. Die Phase ist zwischen 0° und 360° mit einer Auflösung von 1° einstellbar. Eine kräftige Endstufe liefert 10 V_{eff} an 50 Ω. Ein zusätzlicher Abschwächer 2 x 20 dB erleichtert die Ansteuerung von Verstärkern. Amplitudenregelung, Temperaturkompensation und elektronisch stabilisiertes Netzteil sorgen für eine ungestörte Arbeitsweise des Meßgenerators.

Wolfgang-D. Schröer

Direkt anzeigendes Hf-Wattmeter und Stehwellenmeßgerät für 2 bis 30 MHz

Das nachstehende beschriebene Leistungsmeßgerät gestattet direktes und gleichzeitiges Ablesen von Vor- und Rücklaufleistung sowie des Stehwellenverhältnisses (VSWR) auf Hf-Speiseleitungen. Es kann ständig in der Meßleitung liegen und mit max. 1500 W Durchgangsleistung belastet werden.

Während sich der Selbstbau von SSB-Sendern und -Empfängern heute nur noch für wenige lohnt, von den meisten Amateuren technisch auch gar nicht mehr bewältigt werden kann, ist er im Bereich der Prüf- und Meßgeräte noch immer reizvoll. Sieht man einmal vom dafür erforderlichen zeitlichen Aufwand ab, so erweist sich der Selbstbau derartiger Einrichtungen als billiger und er gestattet darüber hinaus Konzeptionen zu verwirklichen, die dem Verwendungszweck besser angepaßt sind als vergleichbare industrielle Erzeugnisse.

Das hier beschriebene Hf-Wattmeter ist durch die Möglichkeit, neben der weitgehend frequenzunabhängigen Leistungsmessung, der gleichzeitigen Erfassung von Vorlauf- und Rücklaufleistung, auch Stehwellenverhältnisse auf Hf-Speisekabeln direkt abzulesen, den bekannten Wattmetern überlegen, es kostet aber nur einen Bruchteil.

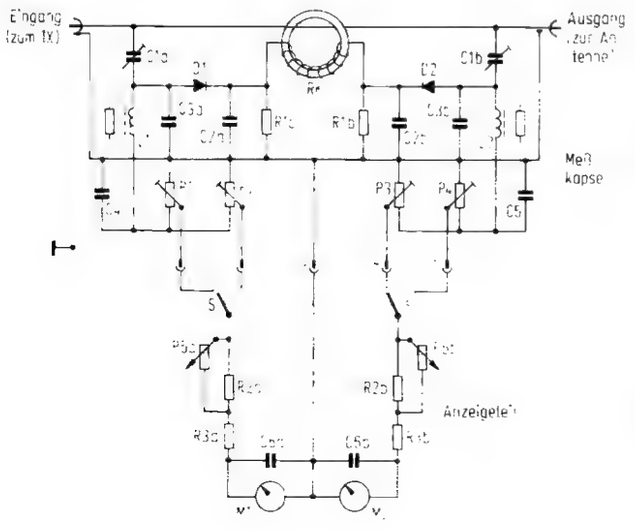
Schaltungstechnik direkt anzeigender Wattmeter

In ihrer Konzeption ähneln sich Hf-Wattmeter moderner Bauart stark. Da sie alle für die Messung von Vorlauf- und Rücklaufleistungen ausgelegt sind, bestehen sie durchweg aus zwei symmetrisch zusammengeschalteten Wattmetern, die in einem gemeinsamen Gehäuse untergebracht sind. Als Meßkopf wird ein Hf-Ringkern verwendet. Er wirkt als Stromwandler, dessen einzige Primärwindung durch ein Stück Coaxialkabel bekannten Wellenwiderstandes gebildet wird. Das Kabelstück ist durch die Bohrung des Kernes geführt, während die Sekundärwicklung auf dem Ringkernkörper liegt.

Eine Forderung muß bei allen Ringkern-Wattmetern erfüllt sein: Die kapazitive Kopplung zwischen Primär- und Sekundärwicklung soll so gering wie nur irgend erreichbar gehalten werden; andernfalls ist wirklich frequenzunabhängige Leistungsmessung über einen größeren Frequenzbereich hinweg unmöglich. Dieser Forderung kann durch Abschirmung zwischen den Wicklungen, exakt symmetrischen Aufbau und durch Kompensation der noch verbleibenden Streukapazitäten weitgehend entsprochen werden [1, 2].

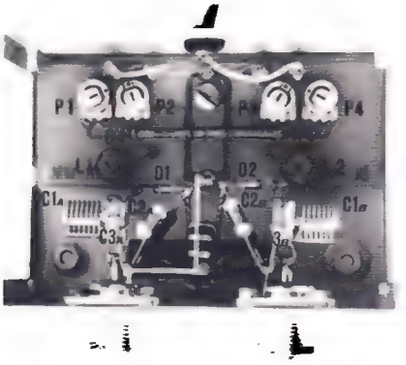
Die Schaltung

Bild 1 zeigt die Schaltung des Wattmeters SWR-WM. Es besteht aus zwei räumlich getrennten Einheiten. Die Meßkapsel *(Bild 2)* beinhaltet außer den Anschlußbuchsen alle hochfrequenzführenden Bauteile, Gleichrichter, Siebelemente, Meßbereich-Einsteller und natürlich das Wandlerelement. Die Meßgleichspannung gelangt über ein abgeschirmtes Kabel zum Anzeigeteil.



◀ **Bild 1. Schaltung des Wattmeters SWR-WM**

Bild 2. ▶ Blick in die Meßkapsel des SWR-WM



Meßkapsel

Das Wandlerelement verwendet einen Ringkern von Valvo (nähere Angaben vgl. Liste der speziellen Bauteile). Durch seine Bohrung wird das erwähnte Kabelstück geführt *(Bild 3)*, dessen Mantel zur Vermeidung der Ausbildung einer Kurzschlußwindung nur einseitig mit Massepotential verbunden werden darf! An den Enden der Sekundärwicklung liegen die Bürdenwiderstände R1a und R1b, an denen die Meßspannung

Stückliste zu Bild 1

RK	Ringkern (vgl. Text)
D1/D2	AA 118 (Paar)
C1a/C1b	2...13 pF
C2a/C2b	35 pF
C3a/C3b	220 pF
C4/C5	10 nF
C6a/C6b	10 nF
L1/L2	2,5 mH (Topfkerndrosseln) dafür auch Widerstände 510 Ω, 1/2 Watt
R1a/R1b	12 Ω, 1 %
R2a/R2b	33 kΩ, 2 %
R3a/R3b	2,4 kΩ, 2 %
P1/P2/P3/P4	10 kΩ lin., 1/2 Watt
P5a/P5b	Stereo-Potentiometer 2 x 100 kΩ lin., 1/2 Watt besser: Stereo-Potentiometer 2 x 25 kΩ lin., 1/2 Watt dann entfallen R2a und R2b
S	3 x 3 (Umschalter)
M1/M2	50 µA Vollausschlag

abfällt. C 1 und C 3 bilden in jedem Meßzweig einen kapazitiven Spannungsteiler. Die Spannung an der Katode der Dioden ist damit durch das Kapazitätsverhältnis des Teilers festgelegt (vgl. Bild 1).

Die Siebung der Richtspannung übernehmen die Drosseln L 1 und L 2 in Verbindung mit den Abblockkondensatoren C 4 und C 5. Anstelle der Drosseln lassen sich ebenso gut Widerstände (vgl. Stückliste) einsetzen.

Die Gleichspannung gelangt dann zu den Einstellern P 1 bis P 4, mit deren Hilfe die Vollausschläge in den Meßbereichen I und II festgelegt werden können. C 1 a und C 1 b dienen zur Kompensation von unvermeidbaren Streukapazitäten und der kapazitiven Symmetrierung.

Anzeigeteil

Abweichend von den gebräuchlichen Schaltungen werden im SWR-WM zwei Anzeige-Instrumente verwendet. Eine Umschaltung von Vor- auf Rücklauf entfällt dadurch; man kann beide Werte gleichzeitig beobachten.

Technische Daten

Frequenzbereich:	2...30 MHz bis 50 MHz mit Korrekturfaktor zur Skaleneichung verwendbar.
Wellenwiderstand:	52 Ω alternativ auch auf 60 oder 75 Ω abgleichbar.
Eigen-VSWR:	1,05 : 1 oder besser im angegebenen Frequenzbereich.
Meßbereiche:	*Leistungsmessungen:* 150 W Meßbereich I und 1500 W Meßbereich II; direkt geeicht. 15 W Meßbereich III und 130 W Meßbereich IV; mit Eichkurve. *Stehwellenmessungen:* 1,1 : 1 bis 10 : 1 im 150-W-Bereich. Bei geringfügig verminderter Genauigkeit auch im 1500-W-Bereich. VSWR direkt ablesbar.
Meßgenauigkeit:	± 5% in den Bereichen I und II, zwischen 4 und 20 MHz. ± 10% zwischen 2 und 30 MHz. ± 15% bei VSWR-Messungen im Bereich I zwischen 2–30 MHz.

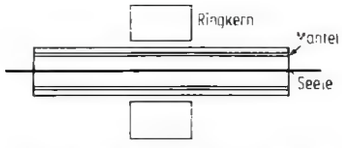


Bild 3. Wandlerelement des Wattmeters (vgl. Text)

P 5 ist für die Einstellung auf Vollausschlag des vorwärts messenden Wattmeterzweiges zum Zwecke der Stehwellenmessung (SWR-ADJ.) verantwortlich. R 3 a und R 3 b sind Schutzwiderstände für M 1 und M 2. Sie legen gleichzeitig die Vollausschläge in den Meßbereichen III und IV fest.

Der Aufbau

Den mechanischen Aufbau der Meßkapsel und die Anordnung der Bauteile zeigte bereits Bild 2. Als Gehäuse eignet sich eine Teko-Box. Zwischen die eng beieinanderliegenden Coaxbuchsen ist ein Stück RG 8-U-Kabel (neue Bezeichnung RG 213-U) gelötet, das nach Bild 3 hergerichtet worden ist. Die auf dem Ringkern liegende Sekundärwicklung besteht aus 20 gleichabständigen Windungen 0,3 mm CuL.

Alle Hf-führenden Bauteile lassen sich in unmittelbarer Nähe der Coaxbuchsen und des Ringkernes freitragend verschalten. Dabei ist auf kürzeste Leitungsführung und exakte mechanische Symmetrie zu achten. Die Anschlußdrähte der Dioden werden bis auf 5 mm gekürzt. Spitzendioden sind gegenüber thermischen Belastungen besonders empfindlich; beim Einlöten sollte man daher die Wärme über eine Kreuzpinzette ableiten.

Für die Gleichspannung führenden Teile der Meßkapsel wurde eine Printplatte hergestellt. Auf ihr finden die Siebelemente L 1 und L 2, C 4 und C 5 und die vier Bereich-Einstellregler P 1 bis P 4 Platz. Der mechanische Aufbau des Anzeigeteiles ist völlig unkritisch. Er richtet sich nach den Gehäuseabmessungen und den verwendeten Bauteilen (insbesondere M 1 und M 2).

Für P 5 muß ein Stereo-Potentiometer guter Qualität Verwendung finden, wenn die Meßgenauigkeit die angegebenen Werte erreichen soll. Normale Tandempotentiometer sind über den Drehbereich hinweg nicht hinreichend synchron!

Das SWR-WM enthält zwei japanische Meßwerke mit 50 µA Vollausschlag und ca. 6 cm Zeigerweg *(Bild 4)*. Für die Anzeige wäre ein Kreuzzeiger-Instrument natürlich besonders elegant; der hohe Preis verbietet wohl aber in den meisten Fällen dessen Einsatz.

Zum Erreichen hoher Meßgenauigkeit sollte man ausschließlich engtolerierte Bauteile verwenden. Bei der Auswahl der Gleichrichter ist zu beachten, daß

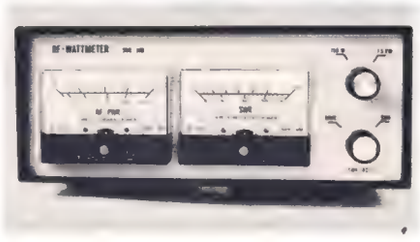


Bild 4. Frontansicht des SWR-WM

prinzipiell jedes andere Diodenpaar brauchbar wäre. Um jedoch auch den unteren Teil der Meßbereiche zu erfassen – er ist insbesondere bei Stehwellenmessungen von Interesse – verbietet sich der Einsatz von Typen mit hoher Schwellenspannung. Bei Germanium-Spitzendioden liegt sie indessen mit 100 bis 300 mV für unsere Zwecke recht günstig.

Abgleich und Eichung

Für Abgleich und Eichung sind folgende Geräte erforderlich:

- Ein induktionsfreier Hf-Lastwiderstand, 52 Ω (je nach gewünschtem Abgleichwert aber auch 60 oder 75 Ω), mindestens 20 W Dauerbelastbarkeit.
- Ein geeichtes Wattmeter (z. B. Drake W-4).

Liste der speziellen Bauteile

Gehäuse Nr. 77a	Leistner
Meßkapsel-Gehäuse Teko-Box Nr. 3b	Teko
Dioden AA 118	Telefunken
keramische Drehkondensatortrimmer 2–13 pF	Stettner
keramische Einstellregler 10 kΩ lin., 1/2 W	Ruwido/Dralowid
Stereo-Potentiometer 2 x 25 kΩ lin., 1/2 W	Ruwido
Kohleschichtwiderstände 2 % Toleranz	Rosenthal
Coax-Anschlußbuchsen SO 239 (50 Ω)	Amphenol
Coaxialkabel RG 8-U oder RG 213-U, 52 Ω, 11 mm ∅	Amphenol
Umschalter 3 x 3	Preh
Meßinstrumente Typ SD 640, 50 µA[1])	Shinohara
Ringkern Typ 4322 020/91020 FXC 4C6 Kennfarbe violett[2])	Valvo

Bezugsquellennachweis

[1]) Fa Atzert Radio, 1 Berlin-61
[2]) Valvo-Distributor-Netz

Ersatzweise kann ein Hf-Voltmeter Verwendung finden. Dann benötigt man jedoch einen Lastwiderstand, der die volle „Eichleistung" aufzunehmen vermag (für das SWR-WM also 1500 W).

– Ein Kurzwellensender mit 1000 bis 1500 W Ausgangsleistung.

Werden exakt die angegebenen Bauteile (insbesondere die Meßwerke) verwendet, so entfällt die Eichung ganz.

Die Kompensation von Streukapazitäten erfolgt in folgender Reihenfolge:

– Kurzwellensender, abgestimmt auf 3,5 MHz mit Eingangsbuchse, Lastwiderstand mit Ausgangsbuchse des SWR-WM verbinden.
– Kompensationstrimmer C 1 a und C 1 b voll herausdrehen (gerinste Kapazität).
– P 5 liegt am oberen Anschlag (größter Widerstand).
– Sender einschalten. M 1 und M 2 zeigen unterschiedliche Ausschläge. Das mehr anzeigende Instrument mit P 5 auf Vollausschlag bringen (evtl. auch durch Erhöhen der Senderausgangsleistung!).
– Mit C 1 a (oder C 1 b, ausprobieren) Ausschlag des weniger anzeigenden Instrumentes auf Null abgleichen.
– Sender- und Lastwiderstandsstecker am SWR-WM miteinander vertauschen und die letzten drei Schritte sinngemäß wiederholen (Kompensation des zweiten Wattmeterzweiges).
– Zur Kontrolle der Kompensation Anschlüsse nochmals umschrauben und Nulleinstellungen überprüfen. Die Abgleichvorgänge in beiden Kreisen beeinflussen sich gegenseitig etwas. Die Kompensationsminima sind sehr scharf!

Damit ist der Abgleich abgeschlossen, und die Einstellungen dürfen nicht mehr verändert werden. Auch das Verbiegen irgendwelcher Leitungsführungen oder Anschlußdrähte ist sorgsam zu vermeiden, da von der Exaktheit der Kompensation die Meßgenauigkeit des Wattmeters entscheidend abhängt.

Festlegen der Meßbereiche und Feinteilung der Skalen lassen sich am einfachsten mit Hilfe eines zuverlässigen Hf-Wattmeters realisieren. Es wird zwischen Sender und SWR-WM-Eingangsbuchse eingeschleift. Der Lastwiderstand liegt an der Ausgangsbuchse.

– Sender einschalten und auf 14 MHz abstimmen.
– P 5 an oberen Anschlag stellen (größter Widerstand).
– Schalter S in Stellung 150 W.
– Senderausgangsleistung auf 150 Watt einregeln (am geeichten Wattmeter ablesen!).
– Das die Vorwärtsleistung (Vorlauf) anzeigende Instrument mit P 2 (oder P 3, ausprobieren!) auf Vollausschlag abgleichen.
– Anschlüsse von Sender und Lastwiderstand am SWR-WM vertauschen. Das den Rücklauf anzeigende Instrument mit P 3 (oder P 2) auf Vollausschlag bringen.

Für die Feinunterteilung der Skalen muß zunächst eine Eichkurve aufgenommen werden (Eichpunkte z. B. alle 10 W). Erfahrungsgemäß ist bei hochwertigen Meßinstrumenten die Exemplarstreuung so gering, daß die Eichpunkte nur einmal bestimmt zu werden brauchen. Bei linearer Skalenteilung und 50 Teilstrichen läßt sich die Feinteilung für alle Meßbereiche aus der *Eichtabelle* ablesen. Für den Fall, daß die angegebenen Meßwerke SD 640 verwendet werden, könnte damit die Eichung mit Hilfe eines Wattmeters, das nicht immer greifbar sein wird, vollständig entfallen.

Im 1500-W-Bereich sind das Festlegen der Vollausschläge und das Feinunterteilen der Skala sinngemäß in gleicher Weise vorzunehmen. Schalter S liegt dabei in Stellung 1500 W, P 1 und P 4 legen die Vollausschläge fest. Im oberen Skalenbereich ist die Eichung exakt linear, so daß zwischen 1000 und 1500 W durch graphische Extrapolation geteilt werden kann.

Zum Schluß stellt man die Vollausschläge der Meßbereiche III und IV fest. Dazu wird P 5 an den unteren Anschlag gebracht (Vorwiderstand von M 1 und M 2 nur noch durch R 3 a und R 3 b gegeben!). Mit dem Sender regelt man die Hf-Leistung auf Vollausschlag des vorwärts anzeigenden Instruments ein und liest am geeichten Wattmeter die vom Lastwiderstand aufgenommene Leistung ab. Dies erfolgt in beiden Schalterstellungen von S. Die Schwellenspannung der Dioden bedingt im Meßbereich III (15 W Vollausschlag) allerdings bereits Ungenauigkeiten im unteren Teil der Skala.

Es sei darauf hingewiesen, daß man den Vollausschlag eines der zuletzt genannten Bereiche in gewissem Umfang beeinflussen kann (Einstellen auf „glatte" Werte), wenn man für R 3 a und R 3 b Einsteller vorsieht. Zu beachten ist auch, daß die Eichung im 1500-W-Bereich nicht dadurch umgangen werden kann, daß man die Teilungen des 150-W-Bereiches einfach mit dem Faktor 10 multipliziert. Sie stimmen nicht exakt überein! Genügt im oberen Bereich allerdings eine Meßgenauigkeit von 10 %, so ist die Anwendung dieser Methode durchaus zulässig.

Sollte ein geeichtes Wattmeter nicht zur Verfügung stehen, kann die Leistung auch ermittelt werden, indem man mit einem präzisen Hf-Voltmeter die am Lastwiderstand abfallende Spannung mißt. U und R sind dann bekannt, so daß nach

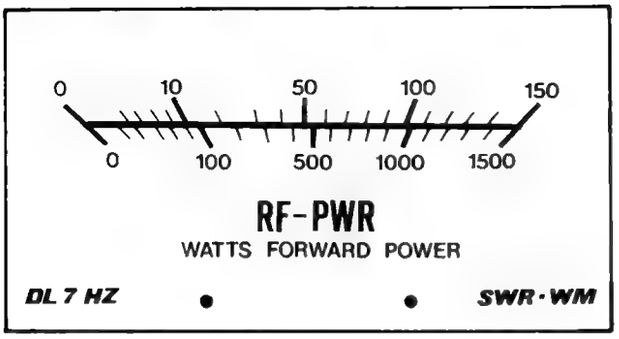
$$N = \frac{U^2}{R}$$

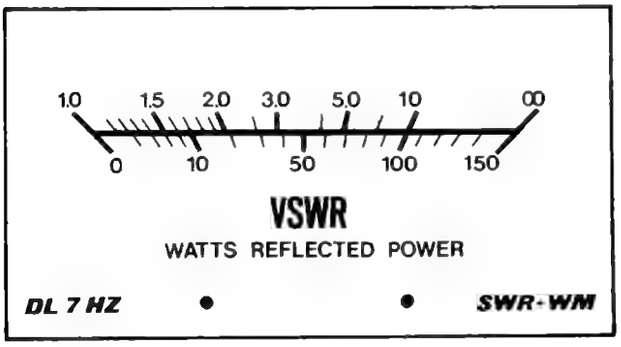
die jeweils eingestellte Leistung berechnet werden kann.

Eichtabelle. Alle Angaben sind auf ein 50-µA-Meßwerk mit exakt linearer Skalenteilung bezogen (z. B. Shinohara SD 640).

Bereich I (150 W)		Bereich II (1500 W)		Stehwellenverhältnis (VSWR)		
Leistung (W)	Skalenteile	Leistung (W)	Skalenteile	SWR	refl. power (W)	Skalenteile
2	3.5	10	2.5	1.2	1.2	2.0
4	5.0	20	4.0	1.3	2.0	3.5
6	6,5	40	6.0	1.4	4.0	5.0
8	8.0	60	7.8	1.5	6.0	6.5
10	9.5	80	9.0	1.6	8.0	8.0
20	14.5	100	10.5	1.7	10.0	9.5
30	18.5	200	15.5	1.8	12.0	10.0
40	22.0	300	19.5	1.9	14.0	12.2
50	25.0	400	23.5	2.0	16.0	13.7
60	28.5	500	26.5	2.5	28.0	18.0
70	31.5	600	29.5	3.0	37.0	21.2
80	34.0	700	32.0	4.0	55.0	27.2
90	36.5	800	34.5	5.0	67.0	30.5
100	39.0	900	37.0	7.5	85.0	35.2
110	41.0	1000	39.5	10.0	100.0	39.0
120	43.2	1100	42.0	∞	150.0	50.0
130	45.5	1200	44.0			
140	47.2	1300	46.0			
150	50.0	1400	48.0			
		1500	50.0			

Vollausschlag im Bereich III: 15 Watt
Vollausschlag im Bereich IV: 130 Watt





◀ Bild 5. Skalenblätter im Maßstab 1:1

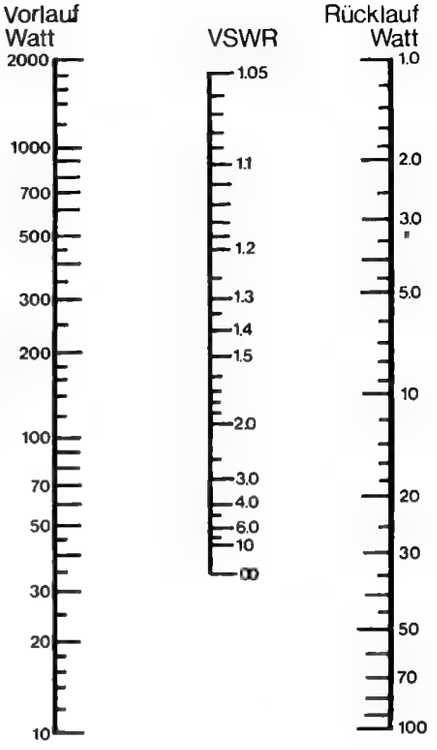


Bild 6. ▶ Verbindet man die abgelesenen Werte für Vor- und Rücklaufleistung durch eine Gerade, so gibt ihr Schnittpunkt mit der mittleren Skala das VSWR auf der Speiseleitung (Koaxkabel) an

Herstellen der Skalenblätter

Will man das umständliche Arbeiten mit Eichkurven umgehen, so müssen die Skalen der Meßinstrumente umgezeichnet werden. *Bild 5* zeigt, daß die hierfür vom Verfasser gewählte Methode saubere, übersichtliche und dekorative Skalenblätter ergibt (vgl. auch Bild 4).

Für Beschriftungen bieten verschiedene Firmen (Decadry, Letraset, Alfac) abreibbare Buchstaben und Zahlen unterschiedlichster Größe und Schriftform an. Ein feiner Leitungszug (Alfac E 941) wird als Mittellinie auf gutes Zeichenpapier übertragen. Ihre exakte Lage erhält man, indem man von der Originalskala zunächst eine Fotokopie anfertigt, diese auf einen Lichtkasten bringt und das Zeichenpapier darüberlegt. Die Kopie scheint dann durch. Bereitet die Beschaffung eines Lichtkastens Schwierigkeiten, so leistet eine Fensterscheibe gute Dienste, gegen die man Fotokopie samt Zeichenpapier klebt (Tesafilm).

Buchstaben und Zahlen sind beim SWR-WM mit Edding R 41, G6-2 (4,3 mm), RB2-80 (2,1 mm) und RB2-2 (2,1 mm) ausgeführt worden. Der Buchstabe I (G6-2) eignet sich sehr gut zum Eintragen der „fetten" Skalenstriche. Die feineren Teilungen bestehen aus Orientierungsstrichen, die sich am Rande eines jeden Abreibblattes in großer Zahl finden.

Es empfiehlt sich, vor der endgültigen Beschriftung die vorgesehenen Schriftzüge probeweise auf ein gesondertes Blatt zu bringen, damit man die richtigen Schriftbreiten und Abstände einschätzen kann. Hat man versehentlich einen Buchstaben an falscher Stelle abgerieben, so läßt er sich mit einem Rasiermesser durch vorsichtiges Abkratzen, oder mit Hilfe eines Glashaar-Radierers wieder entfernen. Sind die Schriftzüge noch nicht fest angedrückt, hilft hier auch der Schreibmaschinen-Radierstift z. B. Faber, Perfection 7058).

Schließlich klebt man die ausgeschnittenen Skalen mit Papierkleber (nicht UHU-Alleskleber verwenden!) auf die Rückseite des Original-Skalenblattes; die ursprüngliche Eichung bleibt so erhalten. Bild 5 gibt die Skalen des Nachbaugerätes im Maßstab 1:1 wieder. Man spart viel Arbeit, wenn man sie einfach ausschneidet, vorausgesetzt, die angegebenen Meßwerke und Dioden werden verwendet.

Messungen mit dem Wattmeter

Zur Leistungsmessung mit dem Wattmeter erübrigen sich weitere Angaben. Bei der Bestimmung von Stehwellenverhältnissen (VSWR) geht man so vor, daß mit P 5, das für Leistungsmessungen normalerweise (d. h. in den Meßbereichen I und II) am oberen Anschlag (WMR) liegt, Vollausschlag am „Vorlauf-Instrument" eingestellt wird. Das den Rücklauf messende Instrument zeigt dann direkt die jeweilige Welligkeit auf dem Speisekabel, und damit das Maß der Fehlanpassung zwischen Generator und Last an.

Für die Eichung in Stehwellenverhältnisse wird *Bild 6* benötigt. Es erlaubt aber auch die Feststellung der Welligkeit bei jedem beliebigen Verhältnis von Vorlauf- zu Rücklaufleistung.

Literatur

[1] RCA-Transistor Manual. Radio Corporation of America, Electronic Components and Devices. Harrison, N. J., Jan. (1967) edition.
[2] *Fisk, J.* (W1DTY): The Drake W-4 Directional RF-Wattmeter, Ham Radio 3 (1968).
[3] *Moog, P.* (DL 6 QI): Billiges Hf-Wattmeter. DAS DL-QTC 2 (1965).
[4] *Jones, L. M.* (W6DOB): Integrated SWR-Bridge and Power Meter Ham-Radio 5 (1970).
[5] *Drake:* W-4 Instruction Manual, R. L. Drake Company, 540 Richard St., Miamisburg, Ohio USA.

Das Beste aus unserer Rubrik für **Praxis und Hobby** ist in dem Band

Elektronik-Baubuch für Praxis und Hobby

zusammengefaßt.

Das Buch enthält auf 219 Seiten 32 Bauanleitungen, hat 181 Abbildungen und 21 Tabellen. Zum Preis von 24.80 DM kann es bei jeder Buchhandlung oder direkt vom Franzis-Verlag bezogen werden.

Reinhard Gößler

Die praktische Arbeit mit dem Tonkoppler

Der in Heft 8, Seite 275, beschriebene Tonkoppler läßt Film und Tonband synchron laufen. Dieser Beitrag beschreibt, wie zu vorhandenen Filmszenen nachträglich die Vertonung hergestellt werden kann. Kernstück dieses Vorgangs ist die Schaltung eines Markengebers, der zu bestimmten Stellen des Films die entsprechende Stelle auf dem Begleittonband markiert.

Bevor man mit dem Vertonen beginnen kann, muß der Film fertig geschnitten und zusammengestellt sein; dann folgt die Einteilung in Szenen: Inhaltlich zusammenhängende Einstellungen werden zusammengefaßt, um größere Abschnitte zu erhalten, die dann schrittweise vertont werden. Zu jeder Szene wird nun in einem Ton-Drehbuch genau festgelegt, wie der Begleitton aussehen soll. Dabei ist es möglich, von der bloßen Musikuntermalung bis zur hörspielhaften Aufmachung zu gehen, was zusammen mit dem stereofonen Klangeffekt einen reichhaltigen Spielraum bietet.

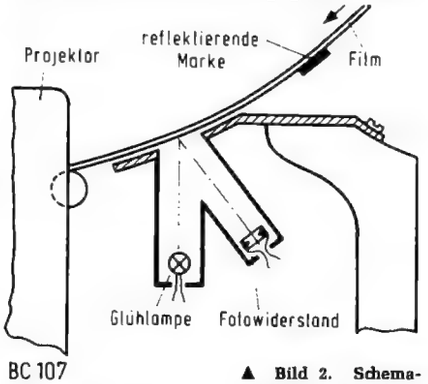
Beim Zweibandverfahren besteht die hauptsächliche Schwierigkeit des Vertonens darin, zu bestimmten Filmstellen die entsprechende Stelle auf dem Band zu finden. Das Leittextverfahren, bei dem man bei synchron laufendem Projektor und Bandgerät versucht, durch Zählen oder Klopfen einen bestimmten Einsatz zu markieren, strapaziert nicht nur die Nerven, sondern ist auch recht ungenau. Eine sehr elegante Lösung dieses Problems bietet der nachfolgend beschriebene Markengeber, der sich beim Verfasser bereits seit längerer Zeit bestens bewährt hat.

Markengeber

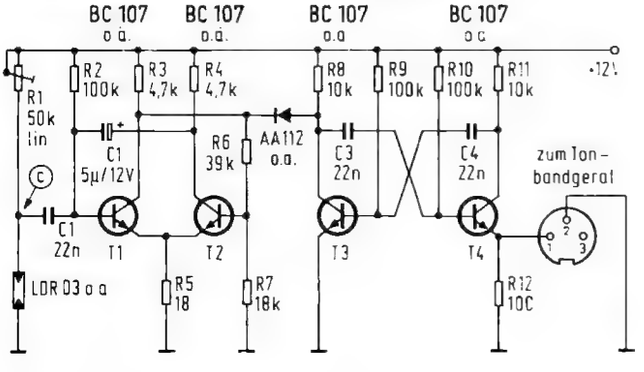
Das angewandte Prinzip ist sehr einfach: Auf dem Film werden an bestimmten Stellen, wie z. B. Szenenwechseln oder gewünschten Geräuscheinblendungen, reflektierende Marken aufgeklebt, die bei fotoelektrischer Abtastung ein Signal auf Band geben; anschließend werden diese akustischen Markierungen auf der Rückseite des Bandes optisch fixiert, so daß die damit gefundenen Einsätze synchron zur entsprechenden Filmszene liegen.

Die Schaltung des Markengebers *(Bild 1)* ist einfach: Normalerweise fällt auf den Fotowiderstand kein Licht, so daß dieser hochohmig ist, und der Punkt C auf hohem Potential liegt. Bei Lichteinfall wird der Fotowiderstand niederohmig, ein negativer Spannungssprung gelangt über C 1 an den monostabilen Multivibrator, bestehend aus T 1 und T 2, und kippt diesen um. Für die Dauer von etwa 0,5 s (Zeitkonstante des Monoflops) ist die am Kollektor von T 1 liegende Diode gesperrt, der astabile Multivibrator (T 3 und T 4) schwingt, und von R 12 wird der so entstandene Ton dem Band zur Aufnahme zugeleitet. Nach dem Zurückkippen des monostabilen Multivibrators schließen die Diode und der durchgeschaltete Transistor T 1 T 3 kurz, so daß der Multivibrator aufhört zu schwingen.

Der Auslöse-Impuls für den Monoflop wird immer dann gegeben, wenn eine metallisierte Klebemarke auf dem Film Licht auf den Fotowiderstand reflektiert. Das geschieht, wie in *Bild 2* schematisch dargestellt: Glühlampe und Fotowiderstand sind so vor dem durchlaufenden Film angeordnet, daß auf den Fotowiderstand kein Licht einfällt. Erst wenn die metallisierte Marke in den Strahlengang der Lampe kommt, wird soviel Licht zum Fotowiderstand reflektiert, daß dieser niederohmig wird und den oben beschriebenen Vorgang auslöst.



▲ **Bild 2. Schemazeichnung der fotoelektrischen Abtastung**



◀ **Bild 1. Schaltung des Markengebers**

Die Abtasteinrichtung *(Bild 3)* soll möglichst nahe am Filmeinlauf des Projektors aufgestellt werden, damit der Film immer in derselben Lage vorbeigeführt wird, unabhängig davon, wie voll die Abwickelspule noch ist.

Die Stromversorgung des Markengebers und der Glühlampe kann direkt aus dem Tonkoppler erfolgen. Die reflektierenden Marken lassen sich aus selbstklebenden Zierstreifen zurechtschneiden (etwa 6 mm x 6 mm groß), die in Bastlerläden erhältlich sind. Dabei behindern auch relativ dicke Marken (≈ 0,6 mm) den Filmdurchlauf nicht, so daß von daher keine Störungen zu erwarten sind. – Beim Durchlauf durch den Filmbetrachter kann man in aller Ruhe festlegen, an welchen Stellen die Marken aufzukleben sind.

Das Vertonen

Sobald diese Arbeit des Markenaufklebens beendet ist, beginnt die Vorbereitung für das Vertonen. Der Film wird in den Projektor eingelegt und bis zu einer Startmarke transportiert, von der aus er immer starten muß. Der Projektor ist an den Tonkoppler anzuschließen und dieser mit dem Pilotkopf des Tonbandgerätes zu verbinden. Dann legt man ein Tonband genügend langer Spieldauer auf, schaltet den Netzschalter des Tonkopplers ein, bringt den Hauptschalter des Projektors in Stellung „Vorlauf mit Lampe" und startet das Tonbandgerät in Stellung „Aufnahme". Sobald man nun die Aufnahmetaste am Tonkoppler betätigt, werden die erforderlichen Synchronimpulse erzeugt und auf der Impulsspur des Bandes aufgenommen; außerdem startet beim Eintreffen des ersten Impulses der Projektor. Sobald die erste aufgeklebte Marke die

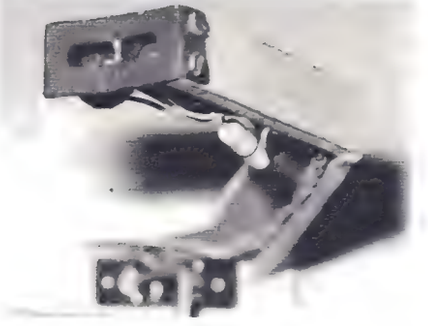


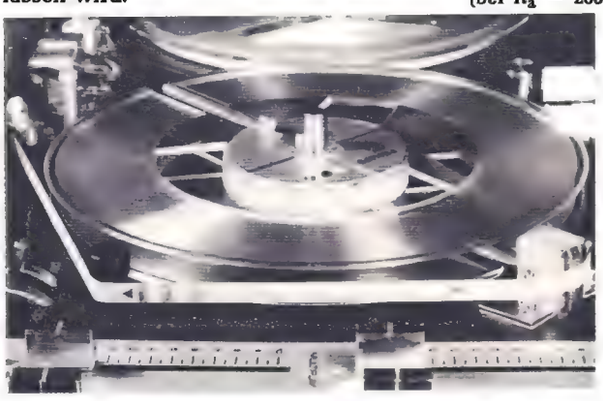
Bild 3. ▶ Fotoelektrische Abtasteinrichtung mit Fotowiderstand (links) und Glühlampe (rechts)

fotoelektrische Abtasteinrichtung passiert, zeichnet eine Spur des Bandes einen kurzen Pfeifton auf; auf die andere Spur spricht man den dazu erforderlichen Kommentar. Für das weitere Vertonen ist der Film nun überflüssig; die Klebemarken sind wieder abzulösen, eventuelle Rückstände lassen sich mit Filmreiniger entfernen.

Der nächste Schritt fixiert den Leittext des Tonbandes optisch auf der Bandrückseite, um die Spuren für den eigentlichen Begleitton freizumachen. Dazu ist am besten ein Tonband geeignet, dessen Rückseite beschriftet werden kann, z. B. BASF Studioband PES 40. Dieses Band ist in 1000-m-Wikkeln erhältlich und kann direkt aus der Pappschachtel auf die gewünschte Spule umgespult werden, sofern kein Gerät vorhanden ist, das 26-cm-Spulen faßt.

Die Bandrückseite kann leicht beschriftet werden, vorteilhaft mit Bleistift, um Korrekturen zu ermöglichen. Beim Abhören des vorher aufgenommenen Leittextes stoppt man das Band immer dann, wenn ein Pfeifton, ausgelöst von der reflektierenden Filmmarke, zu hören ist. In „Pause"-Stellung des Bandgerätes bringt man die Stelle mit dem Pfeifton genau an den Spalt des Wiedergabekopfes und markiert an einem gut zugänglichen Bezugspunkt des Bandgerätes die Bandrückseite mit einem entsprechenden Zeichen; läuft beim nachfolgenden Vertonen die Marke am Bezugspunkt des Bandgerätes vorbei, hat man den genauen Einsatz für das gewünschte Geräusch *(Bild 4)*; hier ist die Band-Umlenkrolle der oben erwähnte Bezugspunkt; rechts im Bild ist der nachträglich eingebaute Pilotkopf zu erkennen.

Anhand des Tondrehbuches werden nun die Szenen einzeln vertont, nachdem die genauen Einsatzpunkte festliegen. Nach einiger Übung ist es möglich, auch so schwierige Passagen wie Türenzuschlagen absolut synchron zu vertonen. – Das Ergebnis der ersten stereofon vertonten Filmvorführung wird so überwältigend sein, daß man in Zukunft keinen Streifen mehr ohne Begleitton lassen wird.



◄ **Bild 4. Markierungen auf der Bandrückseite kennzeichnen bestimmte Einsätze**

Obering. Ernst Hannausch

Sinus-Eichoszillatoren für 0,1 kHz, 1 kHz und 10 kHz

Für viele Meßzwecke, wie Frequenzgang von Nf-Verstärkern, Übersprechen auf Leitungen, L- und C-Bestimmung, Zeitmarkengeber, Dämpfungsmessungen usw., werden Generatoren mit genügend genauen Festfrequenzen benötigt. Solche Generatoren müssen zur direkten Ansteuerung von Nf-Endstufen und für Leitungsmessungen Ausgangspegel $\geqq 1$ V abgeben. Ein kompaktes Gerät, das die wahlweise oder gleichzeitige Entnahme von drei Festfrequenzen gestattet, ist nachstehend beschrieben.

Das Schaltungsprinzip des Gerätes zeigt *Bild 1*. Das Netzteil transformiert die Netzspannung auf 13 V herunter. Diese Spannung speist einerseits das stabilisierte 12-V-Gleichspannungsteil zur Versorgung des 1-kHz- und des 10-kHz-Generators und andererseits das Frequenz-Verdoppelungsteil zur Erzeugung der 0,1-kHz-Spannung. Die Ausgänge der drei Generatoren führen zu massefreien Buchsenpaaren und über den Wahlschalter S 1 zu dem 2,5-kΩ-Potentiometer, an dem die jeweils angeschaltete Generatorspannung zwischen Null und ihrem Höchstwert abgegriffen werden kann *(Tabelle)*.

Der 0,1-kHz-Generator

Infolge der weitgehenden Vermaschung der Starkstromnetze ist die 50-Hz-Frequenz der Netzspannung genügend genau, um aus ihr durch Verdoppelung die gewünschte 100-Hz-Frequenz zu erzeugen. Wie aus *Bild 2* ersichtlich, wird die vom Netzteil gelieferte 13-V-Wechselspannung im Brückengleichrichter Gl 1 gleichgerichtet. Die Gleichspannung pulsiert mit 100-Hz-Halbwellen. Die Regenerierung dieser Halbwellen zu einem sinusförmigen Wechselstrom erfolgt im Parallel-Resonanzkreis Tr 1/C 2. Der Kondensator C 1 dient nicht nur zum Abriegeln der Gleichspannungskomponente, sondern auch in Reihe mit C 2 zur Bildung eines Serien-Resonanzkreises mit der Selbstinduktion L 1. Deren Wert beträgt 5 H, während die

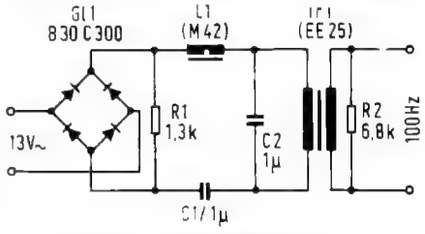


Bild 2. Schaltung des 100-Hz-Generators

Selbstinduktion der Primärwicklung von Tr 1 2,5 H aufweist. Das Übersetzungsverhältnis von Tr 1 beträgt 3:1. Sowohl L 1 als auch Tr 1 stammen aus ausgeschlachteten alten Rundfunkempfängern, so daß sich für den 100-Hz-Generator keine detaillierte Bauanleitung aufstellen läßt. Jedoch hat die Hartpapier-Aufbauplatte die gleichen Abmessungen wie die Leiterplatten der 1-kHz- und 10-kHz-Oszillatoren. Zum Einlöten der Kleinbauteile sind Lötösen aufzunieten. Drossel und Übertrager werden auf der Platte festgeschraubt.

Es empfiehlt sich nicht, für C 1 und C 2 wesentlich geringere Kapazitätswerte und damit entsprechend größere Induktivitätswerte zu wählen, da dadurch zwar die Ausgangsspannung erhöht, zugleich aber der Innenwiderstand und somit die Lastabhängigkeit der Ausgangsspannung vergrößert werden. In jedem Falle muß mit Hilfe eines Oszillografen überprüft werden, ob die

Technische Daten

Leistungsaufnahme	$\leqq$ 5 VA
Stromaufnahme der 1- und 10-kHz-Generatoren je	$\leqq$ 25 mA
Frequenzkonstanz des 100-Hz-Generators	$\approx 4 \times 10^{-3}$
Klirrfaktor	$\leqq$ 0,3 %
(bei R_a = 600 Ω)	1,2 V
Frequenzkonstanz des 1- und 10-kHz-Generators	$\leqq 2 \times 10^{-4}$
Klirrfaktor	$\leqq$ 0,1 %
Ausgangsspannung (bei R_a = 200 Ω)	$\geqq$ 1,5 V

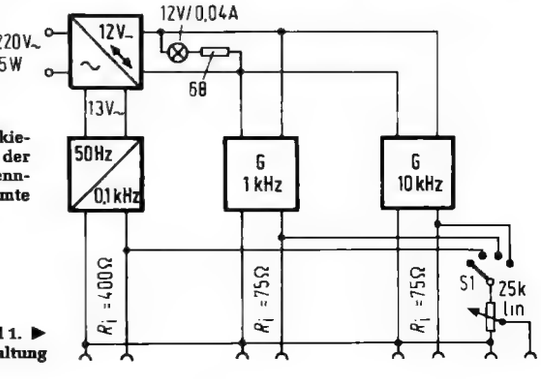
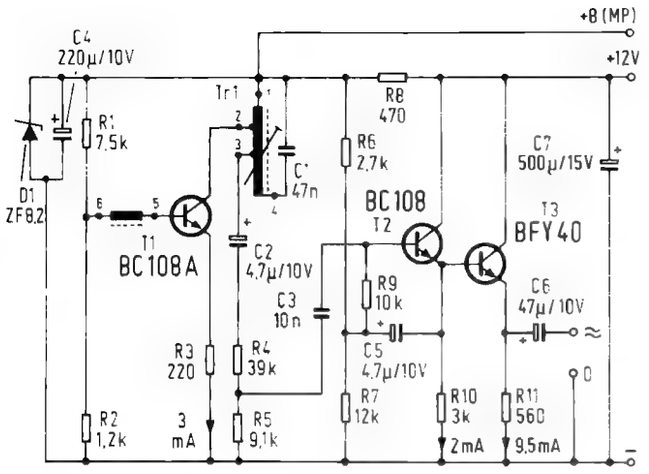


Bild 1. ► Prinzipschaltung



◄ **Bild 3. Schaltung des 1-kHz-Generators**

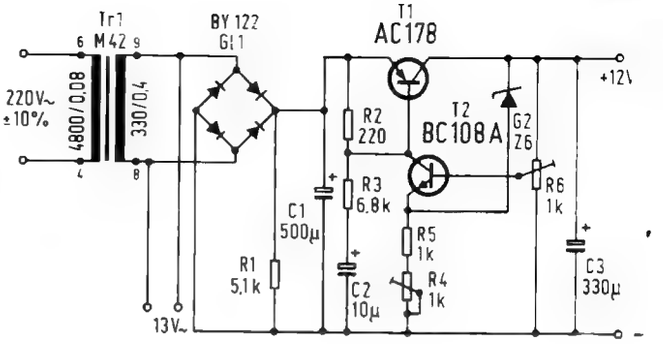
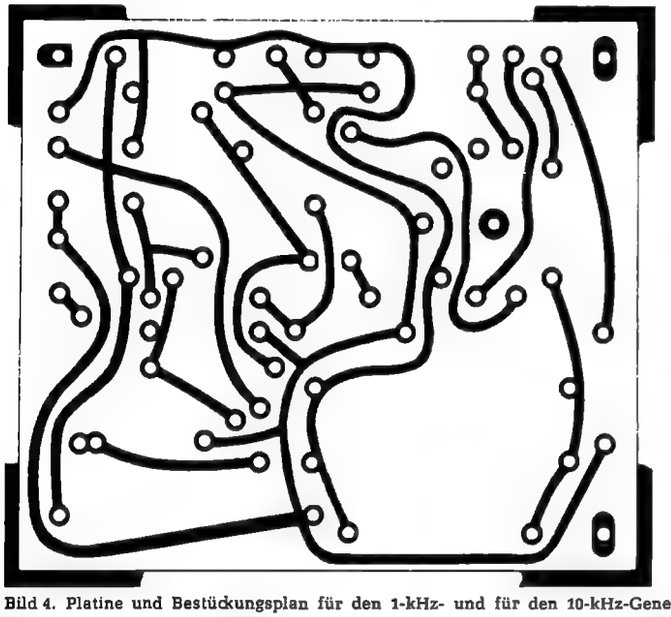


Bild 5. Schaltung des Netzgerätes



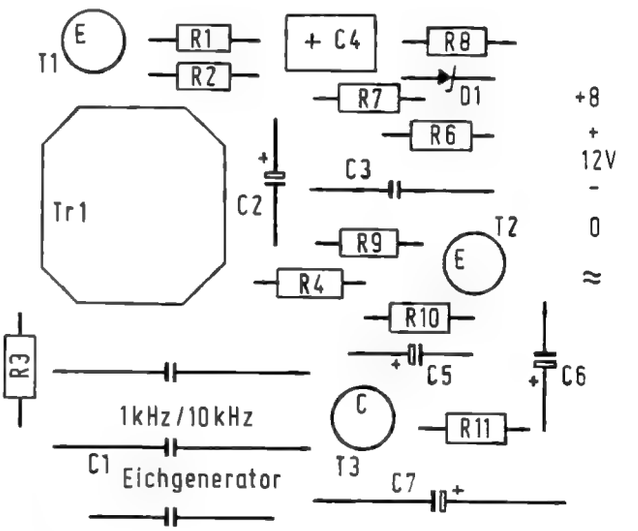
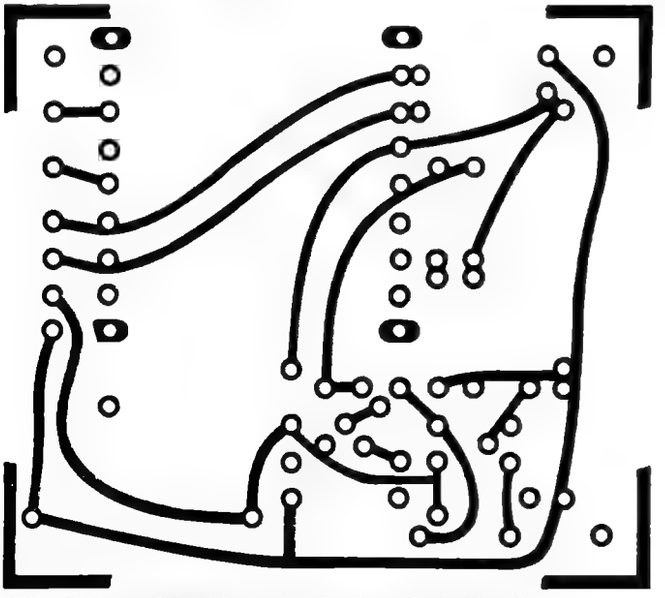


Bild 4. Platine und Bestückungsplan für den 1-kHz- und für den 10-kHz-Generator



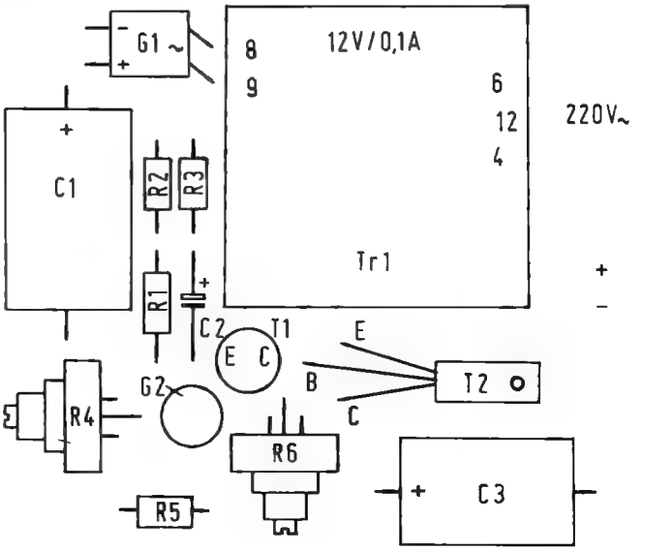


Bild 6. Platine und Bestückungsplan des Netzteils (12 V/0,1 A)

100-Hz-Spannung bei Leerlauf und Vollast (= halbe Leerlaufspannung) einwandfreie Sinusform aufweist.

Der 1-kHz-Generator

Die Schaltung für diesen Generator ist in *Bild 3* wiedergegeben. Die an Tr 1 abgegriffene Spannung des LC-Oszillators speist den Spannungsteiler R 4/R 5. Der an R 5 auftretende Spannungsabfall wird über C 3 der zweifachen Emitterfolger-Stufe T 2 und T 3 zugeführt. Hierdurch erreicht man, daß selbst ein Kurzschluß der an R 11 abgenommenen Ausgangsspannung keinerlei Rückwirkung auf die Frequenzkonstanz der Oszillatorstufe zeitigt. Zur Erhöhung der Frequenzkonstanz wird außerdem die stabilisierte 12-V-Versorgungsspannung über R 8 durch die Z-Diode D 1 auf 8 V zur Speisung des Generators T 1 herabgesetzt. Hierdurch wird dieser von den Kollektorstufen T 2 und T 3 entkoppelt. Durch entsprechende Wahl des Widerstandswertes von R 5 kann die Ausgangsspannung auf gleiche Größe mit der des 10-kHz-Generators abgeglichen werden. Ein Drehwiderstand für R 5 ist wegen seines schwankenden Übergangswiderstandes am Schleifer und seiner größeren Temperaturabhängigkeit nicht zu empfehlen. Für C 1 und C 3 sind Styroflex-Kondensatoren und für C 2 ein Tantal-Kondensator zu verwenden.

Der Schwingkreisübertrager Tr 1 besteht aus folgenden Teilen:

1 Schalenkernsatz 26 Ø x 16	B 65671-L0630-A022
1 Spulenkörper (1 Kammer)	B 65672-A0000-M001
1 Gewindehülse	B 65579-J0001-X000
1 Abgleichkern	B 65579-A0003-X023 Siemens

Der Körper ist mit 0,18 CuL wie folgt zu bewickeln: 1–2 = 100 Wdg.; 2–3 = 100 Wdg.; 3–4 = 680 Wdg.; 5–6 = 25 Wdg. Die Leiterplatte aus 1,5 mm starkem Glasfaser-Hartgewebe und die Anordnung der Bauteile auf derselben zeigt *Bild 4*. Die Schwingkreiskapazität C 1 kann aus maximal drei Einzelwerten zusammengesetzt werden, so daß keine engtolerierten Werte erforderlich sind. C 4 ist ein Tantalkondensator in einem rechteckigen Kunststoffgehäuse. Für Tr 1 ist ein Mittelloch mit 6 mm Ø in die Leiterplatte zu bohren, damit ggf. auch im fertig montierten Gerät von der Leiterseite her ein L-Abgleich vorgenommen werden kann. In drei Ecken der Platte sind die Befestigungslöcher zu bohren. Nach dem Einlöten der Bauteile ist die Leiterplatte sorgfältig von Lötmittelresten zu reinigen und mit einem Schutzlack zu überziehen.

Bild 7. Außenansicht des Mustergerätes

Zuvor ist unter Zuhilfenahme der 0,1-kHz-Generatorplatte und eines Oszillografen der Vorabgleich des 1-kHz-Generators durch entsprechende Auswahl der Kondensatoren C 1 so vorzunehmen, daß mit ½- bis ⅔-eingedrehtem Abgleichkern von Tr 1 ein stillstehendes Bild von zehn in sich geschlossenen Lissajous-Schlaufen auf dem Oszillografenschirm erzeugt werden kann (siehe hierzu Funktechnische Arbeitsblätter Mv 02).

Nach dem Schutzlackieren muß die Platte 24 Stunden in einem auf 50 °C einregulierten Wärmeschrank gealtert werden. Nach dem Altern wird der Feinabgleich zweckmäßig mit einem Frequenzzähler überwacht. Da der Abgleichkern des Schwingkreises selbsthemmend ist, erübrigt sich das Aufbringen eines Wachstropfens.

Der 10-kHz-Generator

Schaltung und Aufbau dieses Generators sind die gleichen wie für den 1-kHz-Generator. Hinsichtlich der Dimensionierung ändert sich C 1 in 8,2 nF und der Schwingkreisübertrager Tr 1 in:

1 Schalenkernsatz 26 Ø x 16	B 65671-L0250-A022
1 Abgleichkern	B 65579-A0001-X023 Siemens

Spulenkörper und Gewindehülse sind dieselben wie beim 1-kHz-Generator. Auf den Spulenkörper sind folgende Wicklungen mit gleichem Wickelsinn aufzubringen: 1–2 = 40 Wdg. 0,2 CuL; 2–3 = 40 Wdg. 0,2 CuL; 3–4 = 264 Wdg. 0,25 CuL; 5–6 = 8 Wdg. 0,25 CuL.

Der Vorabgleich erfolgt mit Hilfe des 1-kHz-Generators, so daß auf dem Oszillografenschirm wiederum ein stehendes Bild von zehn Lissajous-Schlaufen sichtbar ist. Nach dem Altern wird der Feinabgleich mit einem Frequenzzähler überwacht.

Der Netzteil

Die Schaltung des Netzgerätes zeigt *Bild 5*. Die vom Silizium-Gleichrichter Gl 1 gelieferte Speisespannung wird der eigensicheren Stabilisierungsschaltung mit dem Längstransistor T 1 zugeführt. Vor der ersten Inbetriebnahme ist das Potentiometer R 6 etwa in Mittelstellung zu drehen und nach dem Anlegen der Netzspannung so zu verstellen, daß am Gleichspannungsausgang 12 V liegen. R 4 soll hierbei kurzgeschlossen sein. Nunmehr wird der Ausgang mit 100 Ω belastet und R 4 soweit eingedreht, daß die Ausgangsspannung auf 0 V zusammenbricht. Reicht der Regelbereich von R 4 wegen zu großer Stromverstärkung von T 1 nicht aus, so muß der Widerstand R 5 durch einen größeren Wert ersetzt werden. Nach dem Abschalten der Gleichspannung ist der 100-Ω-Lastwiderstand abzuklemmen und durch einen 120-Ω-Widerstand zu ersetzen. Nach dem Abschalten und Wiederanlegen der Netzspannung müssen am Lastwiderstand wieder 12 V liegen. Die Wickeldaten des Netztransformators sind in das Schaltbild eingetragen. Sekundärseitig wird die 13-V-Wechselspannung für den 100-Hz-Generator abgezweigt.

In *Bild 6* ist das Bestückungsschema der Leiterplatte wiedergegeben. Der M-42-Transformator ist mit zwei siebenpoligen Stiftleisten versehen, die in die Leiterplatte eingelötet werden. Steht diese Ausführung nicht zur Verfügung, so ist ein M-42-Spulenkörper ohne Lötösenplatte zu verwenden und der Transformator nach dem Stopfen flach auf der Leiterplatte mit 2 M-3-Stehbolzen zu befestigen. Die losen Wicklungsenden sind in die entsprechenden Leiterbohrungen der Platte einzulöten. Der Drehwiderstand R 4 sollte nach erfolgtem Abgleich lackgesichert werden.

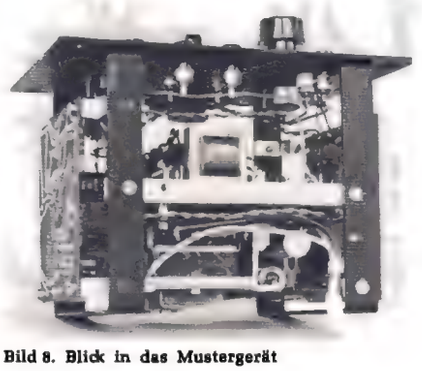


Bild 8. Blick in das Mustergerät

Gesamtaufbau

Die vier Bausteine sind in ein Stahlblech-Gehäuse mit den Außenmaßen 180 mm (B) x 135 mm (H) x 120 mm (T) eingebaut. Die Gesamtansicht des Gerätes gibt *Bild 7* wieder. Vor der Montage wurde die matt schwarz gespritzte Frontplatte unter Zuhilfenahme einer Schriftschablone mit weißer Tusche beschriftet und farblos überlackiert.

An der Frontplatte sind zwei U-förmige Bügel befestigt, an denen die drei Generatorplatten und das Netzteil montiert sind. Wie aus *Bild 8* ersichtlich, führt das an einem Bügel angeschellte Netzkabel zu dem hinten liegenden Netzteil, das Rücken an Rücken mit dem 100-Hz-Generator an zwei Aluminiumwinkeln befestigt ist, die oben und unten mittig an die Bügel angeschraubt sind. Vorn links ist der 1-kHz-Generator und hinten rechts der 10-kHz-Generator montiert.

Dr. Götz Corinth

Ein vielseitiges Mischpult mit integrierten Schaltungen

1. Teil

In dem folgenden Beitrag wird ein Mischpultverstärker beschrieben, welcher am Physiologischen Institut der Universität Mainz entwickelt wurde. Die vorgesehene ursprüngliche Anwendung war die Lehrfilmvertonung gewesen, es zeigte sich aber, daß das Grundkonzept sich ohne allzu großen Aufwand erweitern ließ, um ein universell verwendbares Gerät zu erhalten. In seinen technischen Daten erfüllt es bei sorgfältigem Aufbau sehr hohe Ansprüche an Übertragungsqualität, Betriebssicherheit und Bedienungskomfort.

Die stereofone Aufnahmetechnik hat an die Konzeption und Ausführung von Mischpulten ganz neue Anforderungen gestellt. Früher reichte es beispielsweise oft aus, wenn man vier Eingangskanäle zur Verfügung hatte, und man war meist zufrieden, wenn eine Entzerrungsmöglichkeit im Summenverstärker bestand.

Heute ist bei der hochentwickelten stereofonen Aufnahmetechnik eine wesentlich größere Zahl von Eingängen notwendig geworden. Neue Kondensatormikrofontypen mit zentraler Stromversorgung kamen zu den dynamischen und den einzeln gespeisten Kondensatormikrofonen hinzu. Die Notwendigkeit der Einstellung der stereofonen Kriterien Einfallsrichtung und Basisbreite bedingt neue Einstellorgane, und mit dem einen Entzerrer im Summenverstärker ist heute kein Toningenieur mehr zufrieden.

Die moderne Halbleitertechnologie ermöglicht eine früher nie für möglich gehaltene Miniaturisierung der elektrischen Bauteile. Die „mechanische" Miniaturisierung ist leider längst nicht im gleichen Maße zu realisieren, weil die geometrischen Abmessungen unserer Finger, die ja die Bedienungsorgane betätigen sollen, eine Grenze setzen.

Das Mustergerät wurde für acht Eingänge ausgelegt (*Bild 1*). Jeder Eingang (Impedanz $> 1600\ \Omega$ für $f = 40...15\,000$ Hz) besitzt eine Empfindlichkeit von 200 µV, die durch einen umschaltbaren Abschwächer in 15-dB-Stufen bis auf 1,55 V verringert werden kann. Zusätzlich ist noch eine stufenlose Feineinstellung um weitere 15 dB möglich.

Jeder Eingang ist durch einen Schiebeschalter auf eine große studioübliche Tucheldose (T 3082) oder eine dreipolige Diodendose mit Renkarretierung aufschaltbar. Er hat ferner einen Hoch-Tief-Entzerrer (± 12 dB für 60 Hz bzw. 12 kHz) sowie ein auf die Schwerpunktfrequenzen 700 Hz, 1000 Hz, 1500 Hz, 2400 Hz und 3000 Hz umschaltbares Präsenzfilter, dessen Anhebungsgrad bis + 12 dB stufenlos einstellbar ist.

Jeder Eingangskanal hat einen Solistenausgang, der über Trennverstärker rückwirkungsfrei auskoppelt (Pegel 770 mV, Innenwiderstand 300 Ω asymm.) und ein Panoramapotentiometer, mit dem die Einfallsrichtung im stereofonen Klangbild einstellbar ist.

Die an den Ausgängen der Eingangsverstärker liegenden Kanalregler sind als Tandempotentiometer ausgelegt; durch Zuordnungsschalter können entweder zwei benachbarte Kanäle durch einen Regler gemeinsam oder zwei getrennte Regler unabhängig voneinander im Pegel beeinflußt werden. Auf diese Weise entfällt die mechanische Kupplung zweier getrennter Potentiometereinheiten.

Die den Leitungsausgangsverstärkern zugeführten Signale können in der den Einzelreglern analoger Weise durch einen Zuordnungsschalter entweder auf einen gemeinsamen Tandem-Summenregler oder zwei getrennte Einzel-Summenregler für den Rechts- und Linksausgang geschaltet werden.

Für jeden Seitenkanal sind jeweils zwei getrennte Ausgänge (erdfrei und symmetrisch) vorhanden:

Ausgang 1: Nennpegel 1,55 V; $R_i \approx 50\ \Omega$ auf dreipolige Diodenbuchse

Ausgang 2: Nennpegel 4,4 V; $R_i \approx 600\ \Omega$ auf Polklemmen

Für das im Pult durch einen eingebauten Monosummenverstärker gebildete Monosignal sind ebenfalls zwei Ausgänge mit den gleichen Kennwerten vorhanden.

Zur Abhörkontrolle dienen zwei eingebaute Abhörverstärker (Verstärkungsgrad mit Doppelpotentiometer einstellbar) mit einer Ausgangsleistung von etwa 0,8 W an 8 Ω bei $k = 1\,\%$. Diesen sind zwei angenähert logarithmisch anzeigende Spitzenspannungsmesser mit Doppelmeßwerk zur Aussteuerungskontrolle parallelgeschaltet.

Ein Pegeltongeber ($f = 1000$ Hz) mit geringem Klirrfaktor und verschiedenen Ausgangspegeln ist ebenfalls eingebaut, desgleichen eine Durchsageschaltung mit Mikrofon.

Beim Mustergerät wurde eine Übersteuerungssicherheit ($k = 1\,\%$) von 15 dB erreicht. Die auf den Eingang bezogene effektive Fremdspannung betrug $< 0{,}8$ mV (ohne Ohrfilter).

Die Schaltungsbaugruppen

Eingangsabschwächer

Das Eingangssignal gelangt nach dem Buchsenumschalter in den symmetrisch ausgelegten vierstufigen Vorteiler, der eine Abschwächung in 15-dB-Stufen (Spannungsverhältnis 1:15,6) zuläßt (*Bild 2*). Dieser Abschwächer ist zusammen mit dem als stufenlosen Pegel-Voreinsteller dienenden Potentiometer im Gegenkopplungskreis der ersten Verstärkerstufe auf einer kleinen geätzten Platine untergebracht. Ein Abschirmtopf aus Messingblech umgibt den Stufenschalter mit den direkt angelöteten Wi-

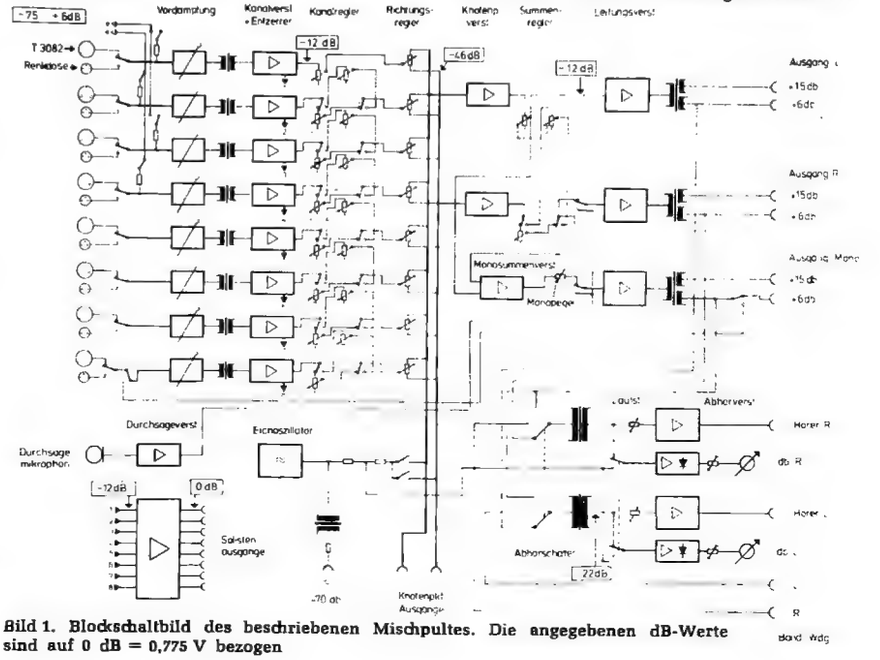


Bild 1. Blockschaltbild des beschriebenen Mischpultes. Die angegebenen dB-Werte sind auf 0 dB = 0,775 V bezogen

derständen, die Verbindung mit der übrigen Schaltung erfolgt durch auf der Platine angebrachte Lötstifte. Im Pult sitzen die Eingangsabschwächer auf den Plätzen 1 bis 8 über den zugehörigen Kanalverstärkereinheiten (siehe Bild 23).

Vorverstärker

Jeder der acht Vorverstärker ist ebenfalls in geätzter Schaltungstechnik aufgebaut. Sein Eingang ist erdfrei und symmetrisch ausgelegt, der Ausgang ist asymmetrisch und führt einen Nennpegel von 200 mV mit einem Innenwiderstand von ca. 1 kΩ.

Das Eingangssignal durchläuft den Eingangsübertrager T 132 d (Haufe) mit einem Übersetzungsverhältnis von 1:2,5 und den integrierten Verstärker TAA 310 a (Valvo). Die Gegenkopplung der ersten Stufe ist einstellbar gemacht und dient als stufenloser Pegel-Voreinsteller (Pot. P 3). Ein weiterer Gegenkopplungspfad im Emitterkreis der zweiten Stufe enthält einen Schwingkreis als Präsenzfilter, da der niedrige Resonanzwiderstand die Stromgegenkopplung vermindert. Durch das in Serie geschaltete Potentiometer (P 4) läßt sich der Grad der Anhebung einstellen, während der Stufenschalter (S 2) die Schwerpunktfrequenz durch Änderung der Schwingkreiskapazität umzuschalten gestattet.

Ein dritter Gegenkopplungsweg verbindet den Kollektor der fünften Stufe mit der Basis des vierten integrierten Transistors. In diesem Weg liegen die Einsteller für Höhen- und Tiefenanhebung (P 1 und P 2), die für bestimmte Frequenzbereiche den Grad der Gegenkopplung nach Art eines aktiven Filters beeinflussen. Die Speisespannung des Vorverstärkers beträgt 7 V bei einem Stromverbrauch von etwa 4,5 mA.

Die Platine ist zusammen mit dem Kanal-Einzelregler auf einem Winkel aus Al-Blech aufgebaut *(Bild 4)*. Die Frontplattenabmessungen haben das in der Studiotechnik für Regler übliche Maß von 40 mm x 190 mm. In dieser Einheit befinden sich noch die Potentiometer für die Höhen- und Tiefeneinstellung, das Panoramapotentiometer und ein Schiebeschalter für die Zuordnung der Kanalregler zu den Vorverstärkern. Der Eingangsübertrager ist am vorderen Ende mit einer Schelle an der Platine befestigt, die hierzu nötigen Schrauben halten gleichzeitig die Platine auf dem Chassiswinkel.

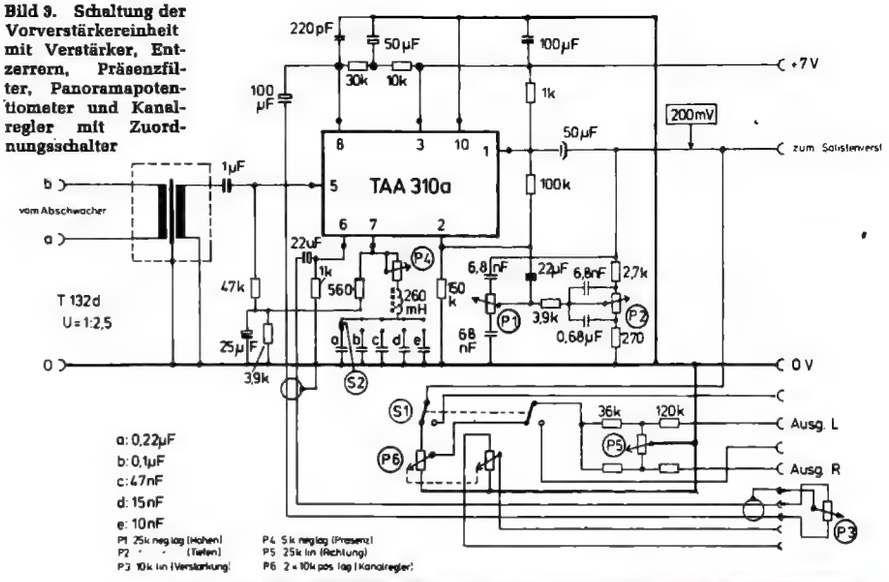


Bild 3. Schaltung der Vorverstärkereinheit mit Verstärker, Entzerrern, Präsenzfilter, Panoramapotentiometer und Kanalregler mit Zuordnungsschalter

Bild 4. ▶ Aufbau der Vorverstärkereinheit. Man erkennt die geätzte Platine mit den Bauelementen. Rechts vorne der Eingangsübertrager im Mu-Metallbecher, daneben der Tandem-Flachbahnregler sowie der zugehörige Zuordnungsschalter. Links im Bild sind die Anschlußsteckleiste und darüber die Potentiometerplatte für Entzerrer und Richtungsregler zu sehen

Am hinteren Ende des Winkels sitzt eine 14polige Harting-Steckleiste zur Verbindung mit der Gestellverkabelung. Die Befestigung des ganzen Kanalverstärkers auf dem Mischpultgestell erfolgt durch zwei Schrauben M 2,6, deren Senkköpfe unter der Frontplattenoberfläche verschwinden. Zur leichteren Montage sind die Muttern als Schlitzmuttern ausgeführt, die sich von hinten mit einem Schraubenzieher leicht lösen und festziehen lassen.

Vom Ausgang des integrierten Verstärkers *(Bild 5)* geht der erste Signalweg zum Solistenverstärker-Eingang und der zweite zu dem ersten Schaltarm des Schiebeschalters S 1. Dieser Schalter ist der bereits erwähnte Zuordnungsschalter für die Kanal-Einzelregler zu den Vorverstärkern und ermöglicht es, zwei benachbarte Vorverstärkerausgänge entweder auf zwei getrennte Regler oder aber – bei Stereoaufnahmen – auf die beiden Widerstandsbahnen *eines* Reglers zu schalten. Im gleichen Sinne wird das zweite System des Schalters S 1 verwendet, um den Schleifer des Kanal-Einzelreglers zuzuordnen.

Vom Einzelregler geht der Signalweg in ein Netzwerk aus vier Festwiderständen und einem Potentiometer (P 5). Dieses dient als Panoramapotentiometer und ermöglicht durch entsprechende Anteile der in den linken und rechten Kanal gehenden Modulation eine Einstellung der stereofonen „Einfallsrichtung" eines Monosignales.

Bei der Dimensionierung der Einzelteile dieses Netzwerkes ist zu beachten, daß die Summe der Quadrate der Spannungswerte in den beiden Kanälen bei allen Stellungen des Panoramareglers gleich bleibt, da nur dann kein Pegelverlust bei Mitteneinstellung empfunden wird. Die Durchlaßdämpfung be-

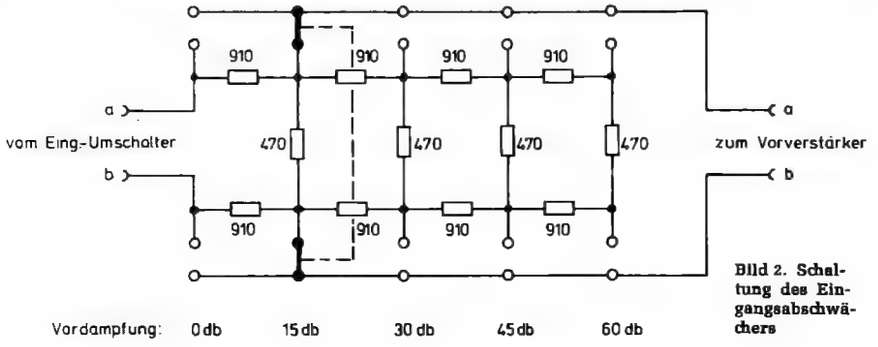


Bild 2. Schaltung des Eingangsabschwächers

trägt zusammen mit der Knotenpunktdämpfung der anschließenden beiden Sammelschienen etwa 1:50 (34 dB).

Knotenpunktverstärker

Zum Ausgleich der Panoramaregler- und Knotenpunktsdämpfung gelangt das Signal von der jeweiligen Sammelschiene in einen Verstärker, welcher den Signalpegel wieder auf den Wert von 200 mV anhebt *(Bild 6)*. Dieser Verstärker entspricht im wesentlichen dem Vorverstärker, nur enthält er keinen Eingangsübertrager und keine Möglichkeiten zur Beeinflussung des Frequenzganges. Die Verstärkungseinstellung geschieht ebenfalls durch Veränderung des Gegenkopplungsgrades der ersten Verstärkerstufe, das Potentiometer hierfür ist auf der Platine montiert (Pot. P 7). Die Speisespannung beträgt wie beim Vorverstärker 7 V, der Stromverbrauch etwa 4,5 mA.

Der Ausgang der Knotenpunktverstärker kann wieder über einen Zuordnungsschalter (S 3) analog den Kanalverstärkern entweder auf einen Tandem-Flachbahnregler oder auf zwei getrennte Regler geschaltet werden (Potentiometer P 8). Die Schleifer dieser Summenregler sind mit den Eingängen je eines Leitungsverstärkers verbunden.

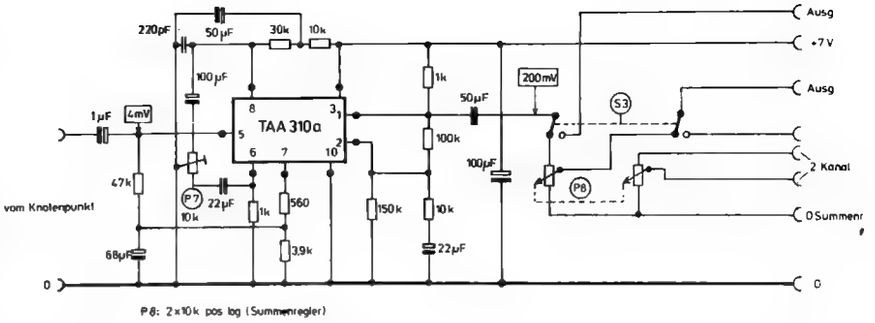


Bild 6. Schaltung des Knotenpunktverstärkers

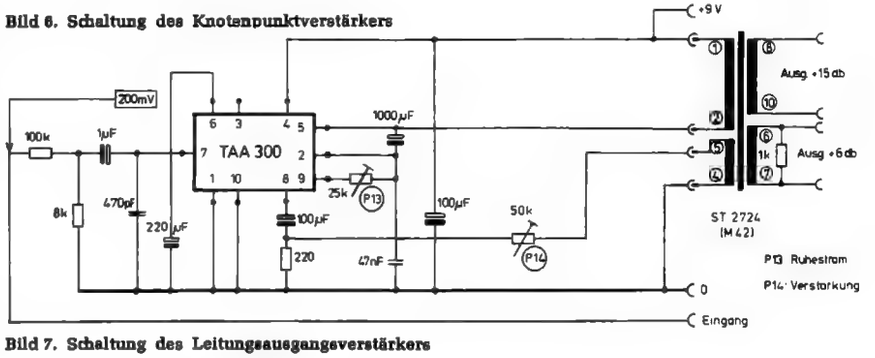


Bild 7. Schaltung des Leitungsausgangsverstärkers

Leitungsverstärker

Das Eingangssignal gelangt über den ohmschen Spannungsteiler und einen Tiefpaß *(Bild 7)* in den Eingang des integrierten Verstärkers TAA 300 (Valvo). Seine als Differenzverstärker geschaltete erste Stufe *(Bild 8)* ist vom Ausgang her gegengekoppelt, der Gegenkopplungsgrad wird durch den 220-Ω-Widerstand bestimmt, der einen Teil der rückgeführten Wechselspannung nach Null ableitet. Die Ausgangsstufe ist als quasikomplementäre Endstufe ausgelegt, sie arbeitet auf den Leitungsausgangsübertrager (Haufe ST 2724). Dieser hat drei Sekundärwicklungen. Eine gibt eine weitere Gegenkopplungsspannung zur Linearisierung des Frequenzganges und zur Klirrfaktorverminderung ab, die zweite liefert die Ausgangsspannung mit einem Pegel von 1,55 V (+6 dBm), und die dritte gibt eine Spannung von 4,4 V (+15 dBm) ab. Mit P 13 stellt man den Ruhestrom des Verstärkers (nicht nur der Endstufe) auf 8...10 mA ein, mit dem Pot. P 14 kann die Verstärkung auf den Sollwert gebracht werden. Die Versorgungsspannung beträgt 9 V.

Abhörverstärker

Er ist sehr ähnlich dem zuvor beschriebenen Leitungsverstärker ausgelegt *(Bild 9)*. Die Eingänge kommen von den Schleifern der Abhörlautstärke-Einsteller P 11 und P 12, die Ausgänge sind ohne Zwischenschaltung von Symmetrieübertragern direkt mit den Ausgangsbuchsen verbunden. Die Gegenkopplung von der Ausgangsstufe zur ersten Stufe ist einstellbar gemacht (Pot. P 9), für die Ruhestromeinstellung (Pot. P 10) gilt das oben gesagte.

Sammelschienenverstärker, Leitungsverstärker und Abhörverstärker sowie Summenregler sind für je einen Ausgangskanal auf einem Chassis und einer gemeinsamen Platine zusammengefaßt *(Bild 10)*. Eine dieser Einheiten enthält auch den Zuordnungsschalter für die Summenregler und den als Doppelpotentiometer ausgeführten Abhörlautstärke-Einsteller. Als Abmessung wurde wieder das Normmaß von 190 mm x 40 mm gewählt. Die Platine enthält sämtliche Bauelemente der drei Verstärker, mit Ausnahme der Leitungsausgangsübertrager und der Koppelkondensatoren nebst Ladewiderständen der Abhörendstufen. Die elektrischen Verbindungen zwischen der Gestellverkabelung und den Summenplatinen werden durch 20polige Harting-Steckerleisten hergestellt.

Monosummenverstärker

Von den Eingängen der beiden Leitungsausgangsverstärker für die Kanäle „links" und „rechts" wird das Signal abgezweigt und den beiden Eingängen des Monosummenverstärkers zugeführt *(Bild 11)*. Dieser hat die Aufgabe, die Summe der beiden Seitensignale zu bilden, um so ein vollständiges einwandfreies Monosignal bei Aufnahmen nach dem Verfahren der Intensitätsstereofonie zu erhalten. Er ist mit einem integrierten Doppel-Operationsverstärker von Type MC 1458 (Motorola) bestückt und wird in der gewählten Schaltung nur mit einer Gesamtspeisespannung

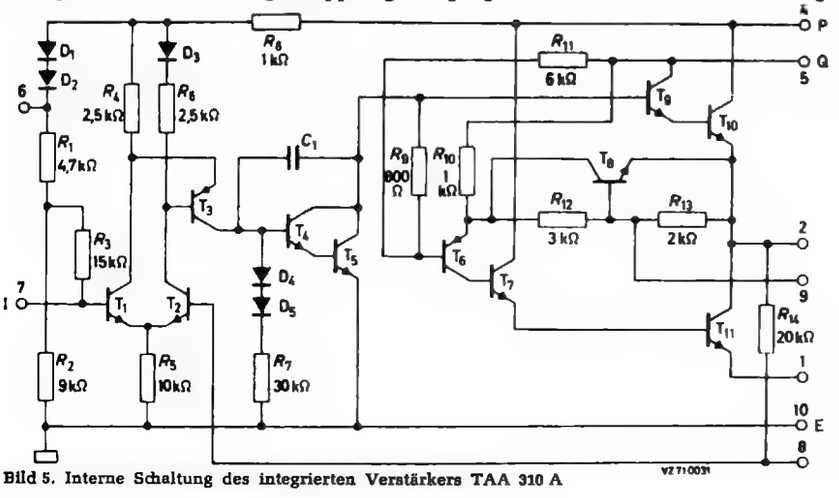


Bild 5. Interne Schaltung des integrierten Verstärkers TAA 310 A

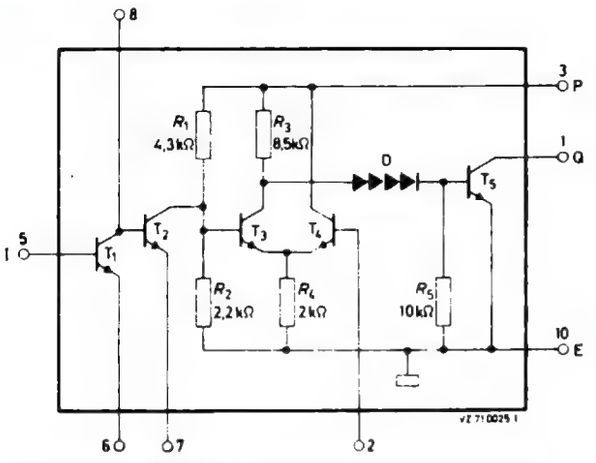


Bild 8. Interne Schaltung des integrierten Verstärkers TAA 300

Bild 10. Aufbau der Summeneinheit. Eine geätzte Platine trägt die Bauelemente für Knotenpunkt-, Leitungsausgangs- und Abhörverstärker. Daneben sind der Summenregler (Tandem-Flachbahnpotentiometer) mit Zuordnungsschalter und der Abhörlautstärkeregler zu sehen

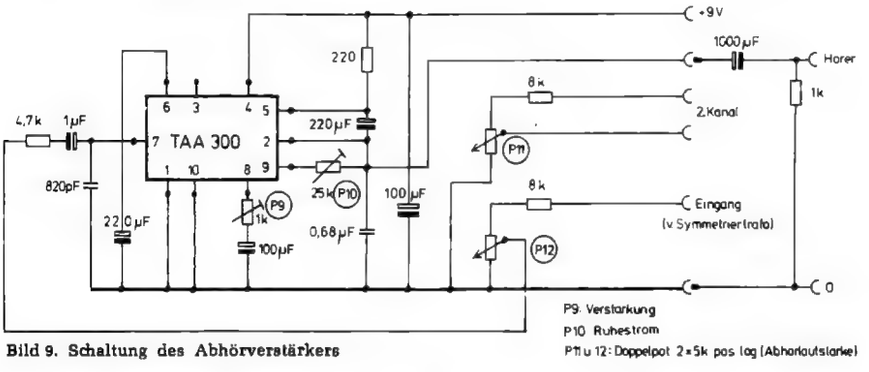


Bild 9. Schaltung des Abhörverstärkers

von 9 V betrieben. Trotzdem ist die Aussteuerbarkeit erstaunlich hoch; bei einer effektiven Ausgangsspannung von 1,4 V und einer Frequenz von 1000 Hz liegt der Klirrfaktor unter 0,2 %. An den nicht invertierenden Eingängen der Operationsverstärker werden die beiden Signale eingespeist, die Ausgänge sind über zwei Entkopplungswiderstände miteinander verbunden. An dem Knotenpunkt kann das Monosummensignal abgenommen werden.

Mono-Ausgangsverstärker

Das Ausgangssignal des Monosummenverstärkers (Pegel 200 mV) gelangt zu dem Eingang eines dritten Leitungsverstärkers, der analog zu den beiden anderen aufgebaut ist. An seinen beiden Ausgängen kann das Monosignal abgenommen werden *(Bild 12)*.

Monosummenverstärker und -leitungsverstärker sind auf geätzten Platinen aufgebaut und erhalten eine Speisespannung von 9 V. Die Platinen sitzen auf einem Blechchassis der Einheitsabmessung 40 mm x 190 mm zusammen mit der Platine des noch zu besprechenden Durchsageverstärkers.

Durchsageschaltung

Bei vielen Übertragungen und Tonaufnahmen ist es außerordentlich praktisch und zeitsparend, wenn eine Möglichkeit besteht, in die abgehenden und eventuell sogar in die ankommenden Leitungen vom Mischpult aus „hineinsprechen" zu können. Bei dem ausgeführten Mischpult ist es möglich, ein Durchsagemikrofon mit dahinterliegendem Vorverstärker entweder auf den Leitungsverstärker für den rechten Kanal oder den Monokanal zu schalten. Zusätzlich kann seine Modulation auch auf die Buchse des Eingangs Nr. 8 gelegt werden und ermöglicht so bei Verwendung eines Tauchspulmikrofons einen „Rücksprechbetrieb", der beispielsweise bei Reportagen die Zusammenarbeit mit dem Reporter sehr erleichtert. Als Verstärker dient in diesem Falle der Mono-Leitungsausgangsverstärker. Sein Ein- und Ausgang wird dann durch Relais und Tastenschalterkontakte entsprechend umgeschaltet.

Als Mikrofon dient ein magnetisches Kleinmikrofon (MM 21) von Sennheiser. Es ist hinter einer Öffnung der Abdeckplatte Platz 11 angeordnet.

Sein Ausgangssignal verstärkt der Durchsageverstärker, bestückt mit der integrierten Schaltung MC 1741 CG (Motorola). Dieser ist mit frequenzbandbeschneidenden Gliedern versehen, damit nur das Sprachfrequenzband optimal übertragen wird. Zwei Z-Dioden am Ausgang verhindern Übersteuerungen nachfolgender Verstärker und eventuelle Beschädigungen des im Rücksprechbetrieb verwendeten Tauchspulmikrofones. Die Betriebsspannung von 9 V liegt immer an, während der Ausgang bei Nichtgebrauch über einen Schutzwiderstand zur Verhinderung von Nebensprechstörungen an Null gelegt wird.

(Fortsetzung folgt)

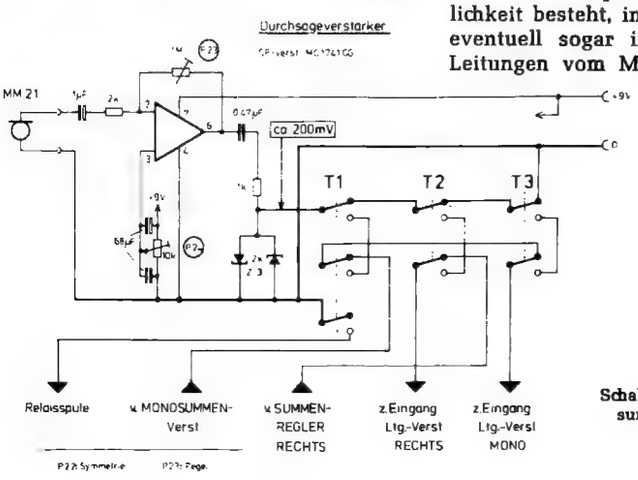
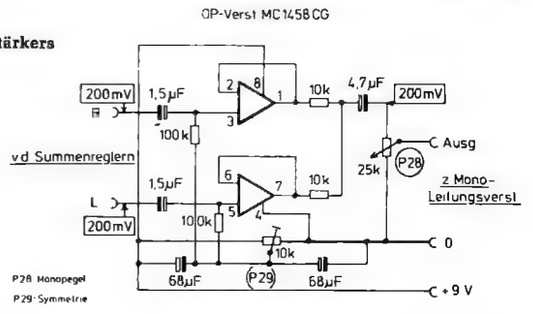


Bild 11. Schaltung des Monosummenverstärkers

◀ Bild 12. Schaltung des Durchsageverstärkers



Neue Transfertechnik zur Platinenherstellung

Das neue Transferverfahren Color-Key von 3M kommt ohne Dunkelkammer und fotografische Bäder aus. Mit Hilfe einer UV-lichtempfindlichen maßhaltigen Polyesterfolie lassen sich auch die schwierigsten Schaltpläne exakt und sauber auf die Platine übertragen. Zur Übertragung einer Platine aus einer Fachzeitschrift genügt es, eine gute Fotokopie herzustellen, welche dann noch mit Klarsichtlack eingesprüht wird. Die UV-lichtempfindliche Folie kann bei normaler Raumbeleuchtung verarbeitet werden. Es wird ein der Vorlage entsprechendes Stück Color-Key-Folie zurechtgeschnitten und zusammen mit der nunmehr transparenten Vorlage zwischen zwei Glasplatten unter eine UV-Lichtquelle gelegt. Zur Not reicht auch eine einfache Höhensonne. Belichtet wird je nach Vorlage 1 bis 3 Minuten bei einem Abstand der Lichtquelle zur Vorlage von etwa 30 bis 50 cm. Sofort nach der Belichtung kann die Folie entwickelt werden, wozu ein in Entwickler getränkter Wattebausch über die Folie gerieben wird. Schon nach wenigen Sekunden erscheint dann die negative Zeichnung der Originalvorlage auf der Folie. Für eine positiv arbeitende Platine muß die Folie noch einmal umkopiert werden, für negativ arbeitende Platinen kann nun die Folie sofort verwendet werden und in der üblichen Weise auf die fotobeschichtete Platine kopiert werden. Nach Gebrauch ist die Color-Key-Folie natürlich in die lichtdichte Tüte zurückzulegen. Eine beiliegende Belichtungstabelle erleichtert die Arbeit. DC 5 CC

Christian Rockrohr

Fotoelektronischer Drehzahlmesser

Unter der Bausatzbezeichnung UK 832 wird von Amtron ein fotoelektronischer Drehzahlmesser angeboten, der eine recht genaue Messung bewegter Vorgänge sowie auch nach Umrechnung die Ermittlung von Winkelgeschwindigkeiten ermöglicht. In erster Linie dürften sich Flugmodellbauer für diesen Drehzahlmesser interessieren, da eine Messung der Drehzahl von Modellmotoren ohne mechanische Kopplung jederzeit mit hinreichender Genauigkeit vorgenommen werden kann. Hierzu wird eine kleine Sonde, welche einen Fototransistor enthält, vor die rotierende Luftschraube gehalten und die Drehzahl am Instrument abgelesen. In diesem Fall muß allerdings das Ergebnis durch zwei dividiert werden, da die Luftschraube (im Normalfall eine Zweiblattausführung) pro Umdrehung zwei Impulse erzeugt. Natürlich muß dann bei allen rotierenden Objekten, welche mehr als einen Impuls pro Umdrehung liefern, das am Instrument abgelesene Ergebnis durch die Anzahl der pro Umdrehung gelieferten Impulse dividiert werden. Wird der fotoelektronische Drehzahlmesser ständig nur für einen Zweck benützt, so kann diese Umrechnung durch eine andere als die nachfolgend angeführte Eichung umgangen werden.

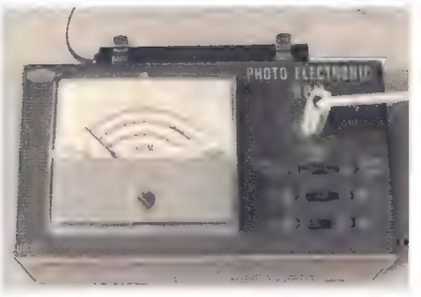


Bild 1. Außenansicht des fertigen Drehzahlmessers

Bild 1 zeigt die Außenansicht des fertigen Drehzahlmessers. Die beiden Klemmfedern oben am Gehäuse dienen zur Halterung und Aufbewahrung der Sonde. Die drei Schiebeschalter haben, von oben nach unten gesehen, folgende Funktionen: dreistufige Meßbereichsumschaltung 5000, 10 000, 20 000 U/min, in der Mitte der Umschalter Batterietest-Drehzahlmessung und unten der Schalter Ein-Aus. Die Skala des Milliamperemeters ist bereits entsprechend den Meßbereichen bedruckt, so daß nach Fertigstellung des Gerätes die drei Teilbereiche mit den zugehörigen Trimmern bei einer Frequenz geeicht werden können. Zweckmäßigerweise wird hierfür die Zimmerbeleuchtung (Wechsellicht 100 Hz) verwendet.

Bild 2 zeigt die Schaltung des Drehzahlmessers. Die von dem in der Sonde enthaltenen Fototransistor erzeugten Spannungssprünge werden in einem zweistufigen Verstärker verstärkt und einem Schmitt-Trigger, bestehend aus den Transistoren T 3 und T 4, zugeleitet. Der nachfolgende Monoflop, bestehend aus den Transistoren T 5 und T 6, erzeugt aus den vom Schmitt-Trigger gelieferten Rechtecken Impulse mit konstanter Breite. Da das Durchschal-

Bild 2. Schaltung des fotoelektronischen Drehzahlmessers

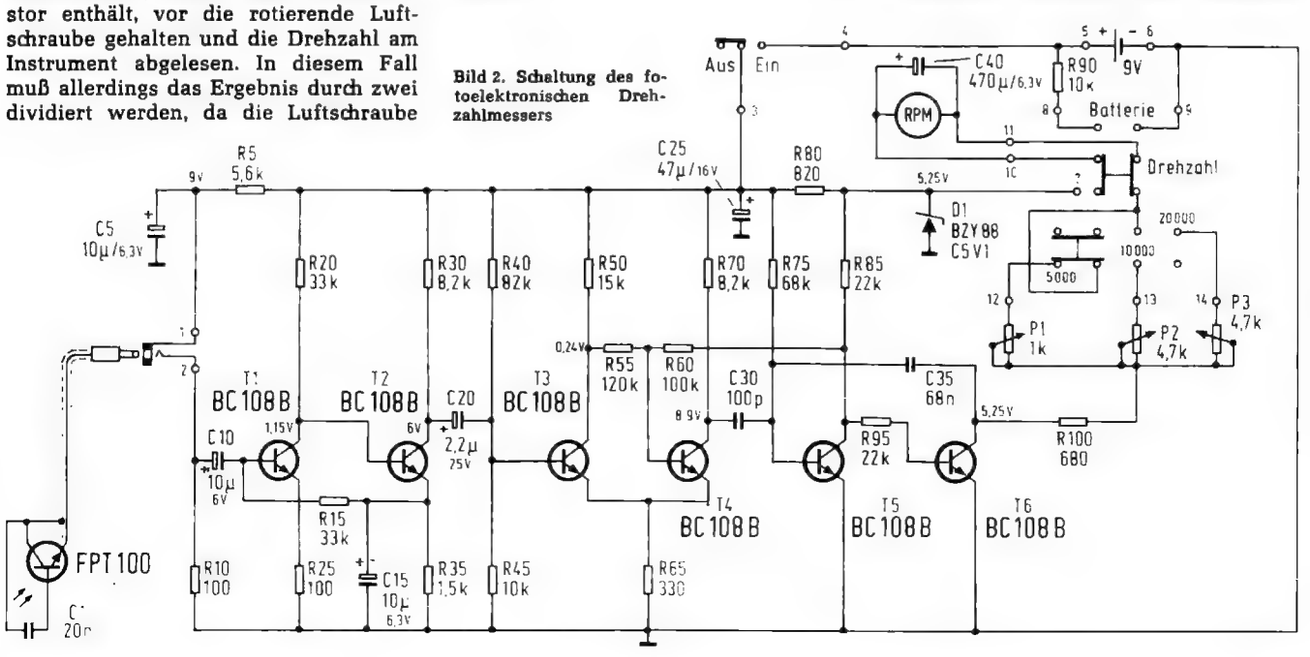


Bild 3. Die bestückte Platine (Aufnahmen: Kriebel)

ten des Monoflops in der Frequenz der Eingangsspannung vorgenommen wird, lädt sich der Kondensator C 40 in Abhängigkeit der auf ihn gelangenden Impulse auf. Bei höherer Frequenz kann sich dieser Kondensator, da in einer bestimmten Zeiteinheit mehr Impulse gleicher Breite anstehen, weiter aufladen, so daß das ihm parallel geschaltete Milliamperemeter bei höherer Eingangsfrequenz an der Schaltung auch einen größeren Ausschlag zeigt. Mit den drei zum Instrument in Serie liegenden Trimmpotentiometern P 1, P 2 und P 3 kann der Endausschlag für die drei Meßbereiche bestimmt werden.

Wie die fertig bestückte Platine aussieht, zeigt *Bild 3*. Da die Bezeichnungen der Bauelemente bereits auf der Platine aufgedruckt sind, geht die Bestückung rasch vor sich. Lediglich die Verkabelung der Schalter und der Platine mit den beigefügten Vierfachkabeln erfordert einige Konzentration, da der Lageplan dazu etwas unübersichtlich ist. Wenn man nicht ganz zurecht kommt, orientiert man sich am besten am eigentlichen Schaltplan.

Ist das Gerät fertig, wird es abgeglichen. Dazu verwendet man, wie eingangs erwähnt, am besten die Zimmerbeleuchtung. Das Wechsellicht hat eine Frequenz von 100 Hz, da die Lampe natürlich bei jeder Maximalamplitude, gleich welcher Polarität, leuchtet. Für den Abgleich bedeutet dies, daß diese 100 Hz 6000 U/min entsprechen. Es können also die beiden hohen Meßbereiche mit der Zimmerbeleuchtung geeicht werden, während für den 5000-U/min-Bereich eine andere Lösung gefunden werden muß. Ist ein Nf-Generator greifbar, so wird der untere Meßbereich mit 25 Hz entsprechend einer Drehzahl von 1500 U/min abgeglichen. Wenn kein Nf-Generator zur Verfügung steht, besteht folgende Möglichkeit zur Eichung des kleinen Meßbereichs: Mit einem Niederspannungstransformator wird ein kleines Glühlämpchen über eine Gleichrichterdiode (keinen Brückengleichrichter!) betrieben. Diese Lampe leuchtet nun im 50-Hz-Takt entsprechend einer Drehzahlanzeige von 3000 U/min.

Die Anwendungsbeispiele dieses fotoelektronischen Drehzahlmessers sind recht zahlreich. Drehzahlen von Wellen werden am besten dadurch gemessen, daß man eine Markierung wie ein Stück Klebestreifen oder einen Strich mit einem Filzschreiber an der Welle bringt und die Sonde nun an diese Stelle gehalten wird. Der verwendete Fototransistor ist sehr empfindlich, daher muß auf Streulicht geachtet werden. Daher ist auch bei Messungen an Wellen darauf zu achten, daß das Ergebnis nicht durch Wechsellicht verfälscht wird.

Jürgen Wolf

Elektronische Pumpenabschaltung

Die Schaltung wurde gebaut, um das Trockenlaufen einer Pumpe zu verhindern. Wenn der Fühler, der sich auf gleichem Niveau wie der Pumpstutzen befindet aus dem Wasser auftauchte, sollte die Pumpe abschalten, höchstens jedoch 30 s später. Man kann das Gerät auch allgemein als Wasserstandsfühler verwenden.

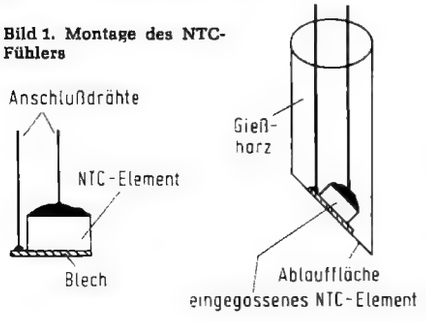
Das Prinzip der Schaltung ist: Ein Fühler mit NTC-Kennlinie wird von Strom durchflossen, der ihn erwärmt. In Wasser wird die Wärme besser abgeleitet, und der Widerstand des NTC-Elementes wird größer sein als in Luft. Zwei Fühler sind möglich. Unkomplizierter in der Anfertigung ist ein Transistor AC 175, der aus seinem Kühlklotz genommen wird. Anschließend umgießt man die Anschlußdrähte mit einem Zweikomponentenkleber, oder man klebt ihn so in ein Kunststoffrohr ein, daß möglichst viel Kühlfläche frei bleibt. Der Transistor weist eine NTC-Charakteristik auf, denn mit steigender Gehäusetemperatur fällt seine Kollektor-Emitterspannung. Allerdings ist ein Transistor als Fühler nur bei Wassertemperaturen <25 °C brauchbar.

Bei höheren Wassertemperaturen kommt ein NTC-Widerstand-Fühler in Betracht. Auf der Schleifmaschine schleift man einen 10-Ω-Scheiben-NTC-Widerstand mit 7 mm Durchmesser vorsichtig auf 3 mm x 3 mm ab. Nun soll der NTC-Widerstand etwa 70 Ω haben. Man entfernt ein Anschlußdrähtchen und lötet diese Seite des NTC-Widerstandes auf ein 3 mm x 4,5 mm x 1 mm starkes Kupfer- oder Messingblech *(Bild 1)* (möglichst wenig Zinn verwenden). Das Blech wird kontaktiert und dann der NTC-Widerstand mit Gießharz umgossen, so daß nur die beiden Anschlußdrähte herauskommen. Nach dem Aushärten wird das Harz parallel zum Blech abgesägt und sauber gefeilt. Das Wärmeleitblech des NTC-Widerstands ist schrägt einzugießen, damit sich beim Austauchen keine Tropfen bilden, sie würden die Abschaltzeit vergrößern.

Die integrierte Schaltung TAA 861 bildet mit den Widerständen R 3, R 6, R 7, R 8, R 9 und R 10 einen Schmitt-Trigger, dessen Schaltpunkt sich mit R 8 einstellen läßt *(Bild 2)*. T 2, R 4 und R 5 arbeiten als Schutzschaltung, die ein Laufen der Pumpe verhindert, wenn die Leitung zum Fühler unterbrochen ist. T 3 dient zum Umkehren der Schaltfunktion.

Wenn das Relais anstelle des Widerstandes R 10 eingesetzt würde – was möglich wäre –, zöge das Relais, wenn der Fühler aus dem Wasser austaucht. Das Relais müßte also abgefallen sein, damit die Pumpe läuft. Bei einem Defekt in der Stromversorgung bliebe das Relais abgefallen, und die Pumpe würde ohne Kontrolle dauernd laufen. Zum Betrieb ist eine stabilisierte Spannung von 18...20 V erforderlich.

Bild 1. Montage des NTC-Fühlers



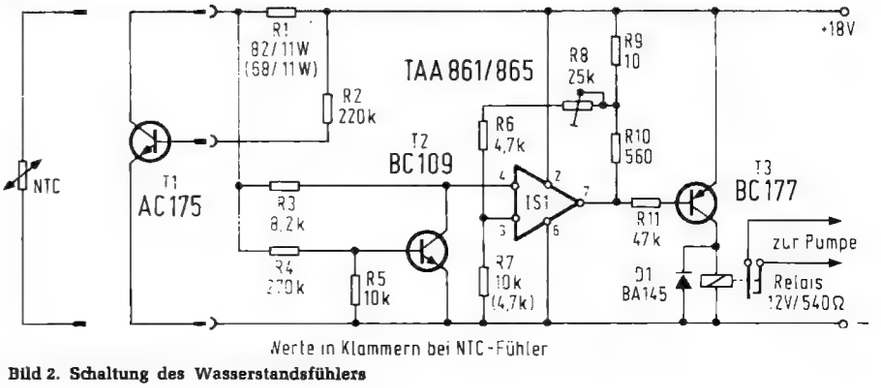


Bild 2. Schaltung des Wasserstandsfühlers

Hartmut Grabinski

Elektronischer Lichtschalter

Der im folgenden beschriebene elektronische Lichtschalter ermöglicht das vollautomatische Ein- und Ausschalten der Lichtquelle eines Raumes, sobald dieser von einer oder mehreren Personen betreten oder verlassen wird.

Der elektronische Lichtschalter wurde zunächst für einen fensterlosen Raum entwickelt, läßt sich aber mit Hilfe kleiner Variationen für jeden beliebigen Raum verwenden.

Zur Inbetriebnahme des Schalters werden in jede Tür des entsprechenden Raumes jeweils zwei Lichtschranken in geringem Abstand (etwa 10 cm) und in gleicher Höhe installiert. Betritt jemand den Raum, so wird die Beleuchtung durch die Lichtschranken eingeschaltet. Gleichzeitig wird ein Impuls auf einen Zähler gegeben. Wird der Raum wieder verlassen, zählt der Zähler rückwärts und löscht das Licht, wenn die letzte Person den Raum verläßt.

Die Schaltung selbst läßt sich in zwei grundsätzliche Teile aufgliedern:

in die Zähler I/II mit NAND-Gatter und Relais,
in die Vor-Rück-Erkennung mit Zählimpulsbereitung.

Der Gesamtzähler setzt sich aus zwei binären Dezimalzählern zusammen. Sind beide Dezimalzähler auf die binär-codierte Null gestellt, so herrscht zwischen den jeweils parallelen Ausgängen von Zähler I zu Zähler II Gleichheit: Die Relaiswicklung ist stromlos. Erreicht ein Zählimpuls Zähler II, schaltet dieser auf die binär-codierte Eins, also L000. Damit besteht keine Gleichheit mehr zwischen allen parallelen Ausgängen, und das Relais schaltet. Jeder weitere Zählimpuls vergrößert die Differenz zwischen Zähler I und II.

Erreicht ein Impuls Zähler I, so verringert sich die Differenz wieder, was schließlich zur Gleichheit aller parallelen Ausgänge führt: Das Relais fällt ab.

Zur Erkennung der Gleichheit jeweils paralleler Ausgänge bedarf es der Beschaltung durch die Widerstände R 2 bis R 9, der Inverter IV 1 bis IV 4 der Dioden D 1 bis D 8. Zur Funktionsbeschreibung seien die parallelen Ausgänge 12 betrachtet: Sind die Potentiale am Ausgang 12 Zähler I und II gleich Null, wird über die Dioden D 1 und D 2 das Eingangspotential des Inverters IV 4 „nach Masse gezogen". Damit schaltet IV 4 an Punkt A *(Bild 1)* auf L. Da aber an R 2/4 keine Spannung anliegt ($U_{00} <$ 0,4 V), kann trotz des hochgeschalteten Inverters auch an Punkt A keine Spannung liegen!

Liegen im zweiten Fall die Ausgänge 12 der Zähler beide auf L, nimmt der Inverterausgang Massepotential an: Die Spannung an A ist auch in diesem Fall praktisch 0 V.

Herrscht nun Ungleichheit an den Ausgängen 12 der Zähler, so wird der Eingang von IV 4 über D 1 oder D 2 nach Masse geschaltet; der Inverterausgang wird gleich L. Da R 2 gleich R 4 ist, stellt sich an Punkt A eine Spannung von $^1/_2 U_{0L}$ ($> 1{,}2$ V) ein.

Bei Differenz der Zähler I/II erscheint also an mindestens einem der Punkte A bis D eine Spannung von $> 1{,}2$ V, die über die Dioden D 9 bis D 12 einen Strom $+I_B$ in T 1 fließen läßt (NAND-Gatter, Bild 1). T 1 schaltet, und RL 1 zieht an.

Für die Dioden D 1 bis D 8 müssen Ge-Dioden verwendet werden, da durch den großen Spannungsabfall an Si-Dioden ($\geqq 0{,}6$ V) kein sicheres Schalten der Inverter gewährleistet ist. Auch für D 9 bis D 12 müssen Ge-Dioden eingesetzt werden, da die zur Verfügung stehende Spannung $^1/_2 U_{0L}$ relativ gering ist.

Das Kernstück der Vor-Rück-Erkennung (Bild 1) mit Zählimpulsbereitung ist die IS CA 3086 *(Bild 2)*. Sie besteht aus voneinander unabhängigen, integrierten Transistoren. T_A bildet mit T_B einen Schmitt-Trigger. Ein Verdunkeln

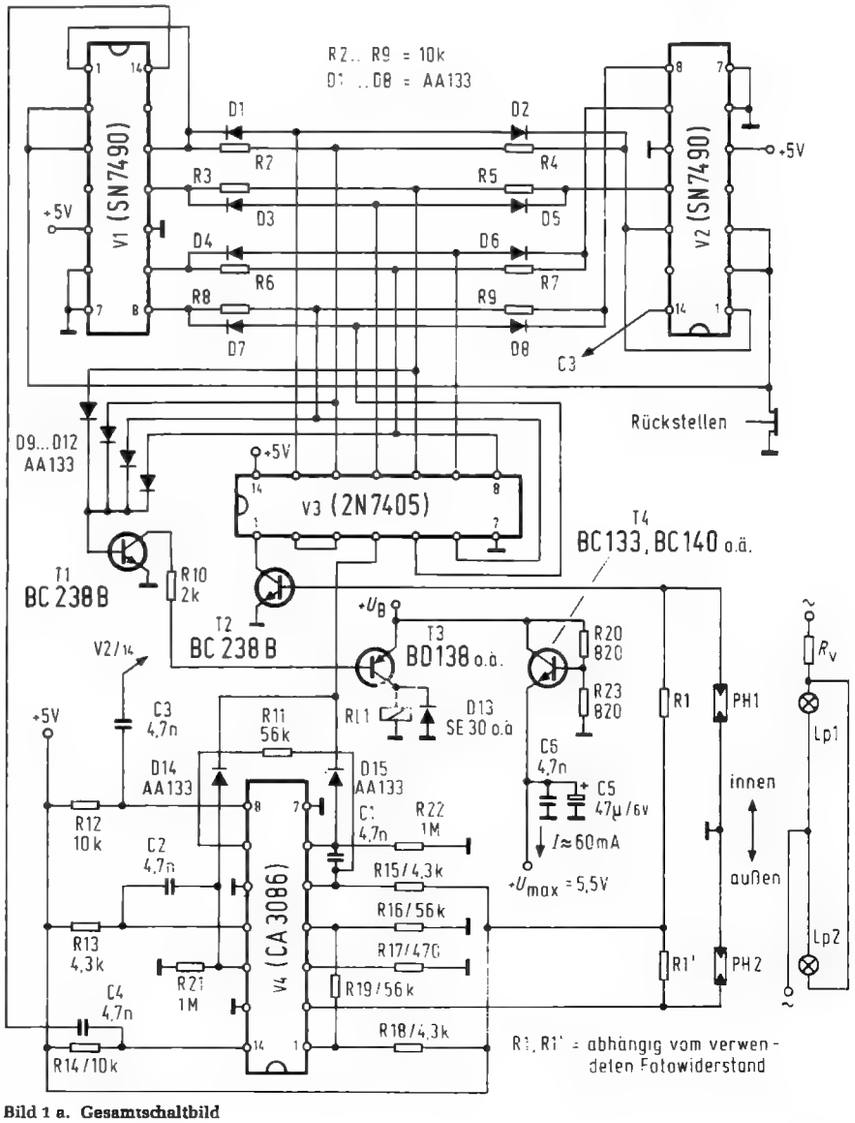


Bild 1 a. Gesamtschaltbild

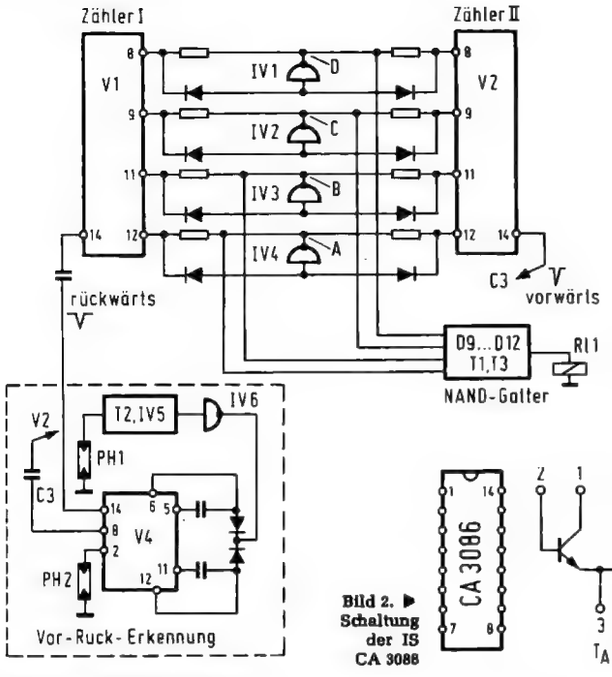


Bild 1 b. Funktionsschaltbild

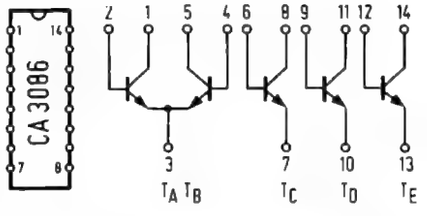


Bild 2. ▶ Schaltung der IS CA 3088

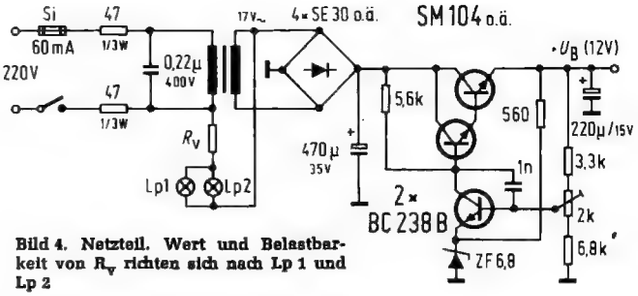
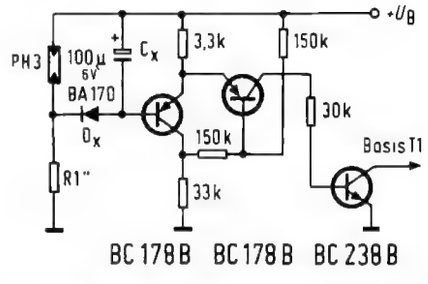


Bild 4. Netzteil. Wert und Belastbarkeit von R_V richten sich nach Lp 1 und Lp 2



R1'' = abhängig vom verwendeten Fotowiderstand

Bild 5. Zusatzschaltung für Räume mit Tageslicht

von PH 2 führt zu einem positiven Spannungssprung am Kollektor von T_B, welcher über C 1 der Basis von T_C mitgeteilt wird. Damit entsteht an dessen Kollektor ein negativer Impuls, der über C 3 den Vorwärts-Zählimpuls darstellt.

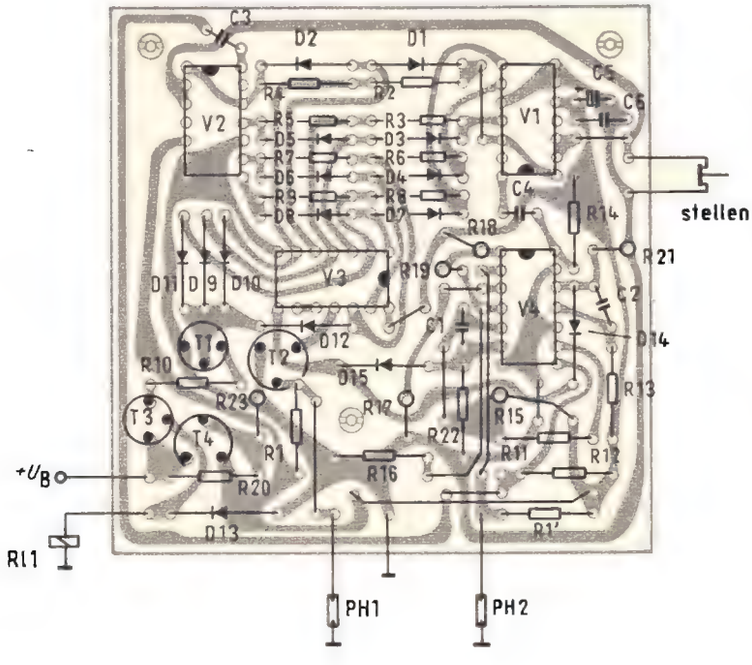
Ein Belichten von PH 2 führt über den dem Schmitt-Trigger nachgeschalteten Transistor T_D auf die gleiche Weise schließlich hinter C 4 zu einem Rückwärts-Zählimpuls. R 21/22 dienen dabei zum Entladen von C 1/2, so daß eine relativ hohe Impulsfolge erreicht werden kann.

Ein Verdunkeln von PH 1 bewirkt ein „Nach Masse schalten" der Katoden der Dioden D 14/15 durch IV 6. Damit werden hinter C 1 oder C 2 stehende Schaltimpulse nach Masse kurzgeschlossen. Der Zähler zählt nicht.

Auch hier werden Ge-Diode verwendet, um ein Schalten von TC/E über die Diodendurchlaßspannungen mit Sicherheit zu vermeiden.

Zum Aufbau braucht lediglich die gedruckte Schaltung *(Bild 3)* wie angegeben erstellt und bestückt werden. Da die Schaltung mit einer Spannung von 5 V arbeitet, Niedervoltrelais aber preisgünstig erst ab etwa 12 V angeboten werden, wurde in die Leiterplatte ein elektronischer Spannungsteiler integriert. Er ermöglicht, die gesamte Schaltung mit einer stabilisierten Spannung von 12 V zu betreiben. Das stabilisierte Netzteil *(Bild 4)* ist dazu auf eine Spannung von exakt 12 V einzustellen. Das RC-Glied primärseitig des Netztrafos dient zur Unterdrückung von Netzstörimpulsen.

In jedem Falle sollte aber vor Einsetzen der IS überprüft werden, ob am Emitter von T 4 eine Spannung von 5,5 V nicht überschritten wird.



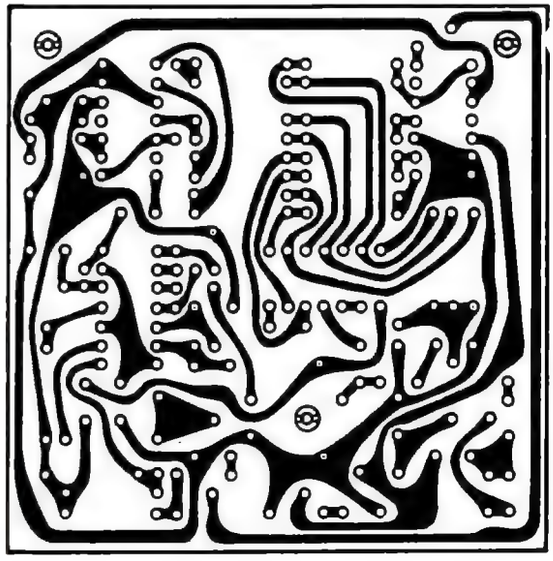


Bild 3. Platine mit Bestückungsplan

Besonders zu beachten ist außerdem, daß bei der Installation der Photowiderstände durch geeignete Maßnahmen (Bündelung der Lichtstrahlen, Abschirmung vor Fremdlicht) gewährleistet ist, und daß bei Unterbrechen der Lichtschranken ein sicheres Schalten erfolgt.

Soll der elektronische Lichtschalter für einen tagsüber hellen Raum benutzt werden, ist es nötig, eine Schaltung nach *Bild 5* anzufügen. Sie hat die Aufgabe, den Lichtschalter tagsüber außer Betrieb zu setzen, ohne die Funktion des Zählers zu beeinflussen. Der Fotowiderstand PH 3 ist dabei so am bzw. außerhalb des Fensters anzubringen, daß er sowohl von der Raum- wie auch von eventueller Straßenbeleuchtung nicht beeinflußt werden kann. Ein Schalten durch kurzzeitige Lichtreflexe (etwa vorbeifahrende Autos) wird durch ein Zeitkonstantenglied, bestehend aus C_x und dem Eingangswiderstand der folgenden Transistorstufe, vermieden. Durch das Aufladen von C_x über D_x und R 1" ist die Ladezeitkonstante wesentlich kleiner, als die Entladezeitkonstante. Das hat zur Folge, daß auch bei hoher Frequentierung des Fotowiderstandes durch Lichtreflexe keine Fehlschaltung vorgenommen wird. Die Entladezeitkonstante beträgt etwa 14 s.

Es besteht auch die Möglichkeit, den Lichtschalter in Räumen mit mehreren Türen zu betreiben. Zu diesem Zweck wird die Vor-/Rück-Erkennung mit Zählimpulsbereitung so oft eingebaut, wie Türen im Raum sind. Sämtliche Vorwärts- bzw. Rückwärts-Impulse werden dann auf den gleichen Zähler geschaltet.

Eine Kapazitätserweiterung auf eine höhere Personenzahl kann durch Zuschalten weiterer Zähler erfolgen.

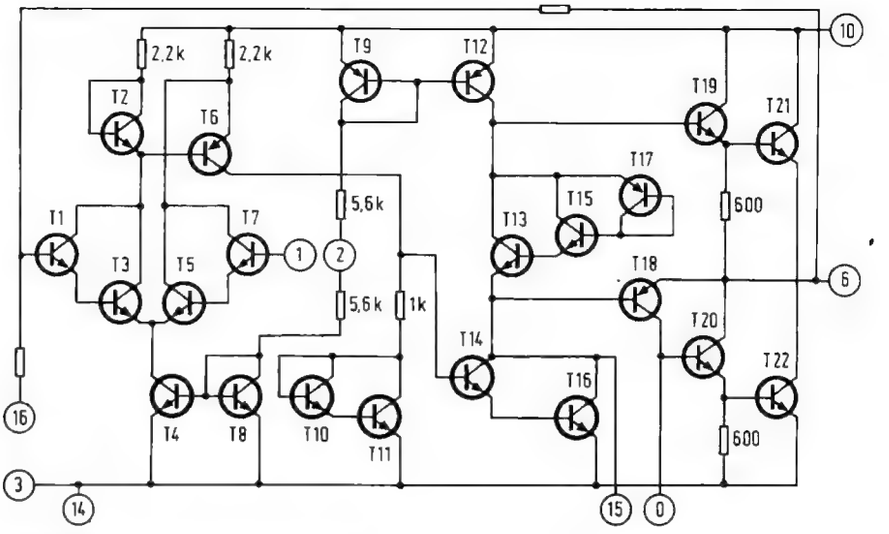


Bild 1. Innenschaltung der Leistungs-IS

Christian Rockrohr

Leistungs-IS für viele Anwendungen

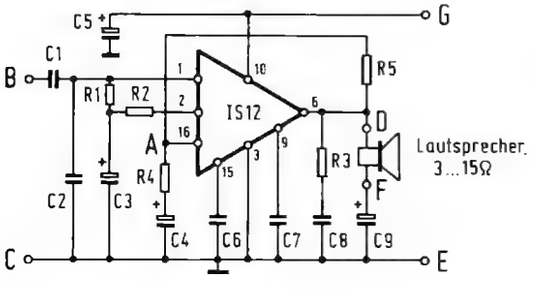
Unter der Bezeichnung „Super IC-12" hat die Firma Sinclair eine integrierte Schaltung herausgebracht, die eine Kombination von konventionellem Operationsverstärker mit einem quasikomplementären Klasse-AB-Verstärker enthält. *Bild 1* zeigt die Innenschaltung. Die Anschlüsse entsprechen dem Dual-in-line Gehäuse mit 16 Anschlüssen, und zur Wärmeableitung ist ein Kühlfächer aufgesetzt. Diese IS läßt sich universell einsetzen, unter anderem auch als 6-W-Nf-Verstärker, Wien-Brücken-Generator mit einer konstanten Ausgangsspannung von 1 dB über den ganzen Frequenzbereich, Gleichstromverstärker, Dynamik-Kompressor mit einem Regelbereich von 500:1 und in Verbindung mit einer zweiten IS als Brückenverstärker. Die Versorgungsspannung kann zwischen 8 V und 28 V variieren, der Frequenzbereich beträgt 15 Hz bis 500 kHz, der Signal/Rausch-Abstand 70 dB. Die harmonischen Verzerrungen liegen im Mittel bei 0,1 %.

Für alle Anwendungen wird eine gedruckte Schaltung geliefert, die die für den Aufbau als 6-W-Nf-Verstärker nötige Außenbeschaltung aufnimmt. Mit der fertigen Platine lassen sich dann die übrigen aufgezeigten Beispiele durch weitere Außenbeschaltung bzw. durch Änderungen an den Bauteilen auf der Platine herstellen. Als Beispiel zeigt *Bild 2* die Schaltung als 6-W-Nf-Verstärker. Bei einer Betriebsspannung von 28 V und 8 Ω Lautsprecherimpedanz wird die Maximalleistung bei 30 mV Eingangsspannung erreicht. Der Ruhestrom beträgt 10 mA.

Die Dimensionierung von C 5 hängt von der verwendeten Stromversorgung ab. Wird der Verstärker aus Batterien gespeist, sollte C 5 einen Wert von mindestens 500 µF haben, besser sind natürlich 1000 µF oder 5000 µF. Bei Betrieb an einer gut gesiebten, stabilen Stromquelle kann C 5 bis auf 100 nF verringert werden. Die Werte der übrigen Bauelemente sind aus der *Tabelle* ersichtlich und unkritisch. Die kompletten Bauteile sind unter der Bezeichnung „Kit A" erhältlich. Dazu gibt es weitere Bausätze für diverse aktive oder passive Klangregelnetzwerke sowie Entzerrer-Vorverstärker.

Einzelteile bei Verwendung als Nf-Verstärker

C 1 = 100 nF	C 8 = 10 nF
C 2 = 100 pF	C 9 = 500 µF
C 3 = 10 µF/15 V	R 1 = 270 kΩ
C 4 = 100 µF/15 V	R 2 = 150 kΩ
C 5 = 100 µF/30 V (siehe Text)	R 3 = 18 Ω
	R 4 = 100 Ω
C 6 = 1 nF	R 5 = 27 kΩ
C 7 = 500 pF	IS = Super IC-12



◀ **Bild 2. Schaltung als 6-W-Nf-Verstärker**

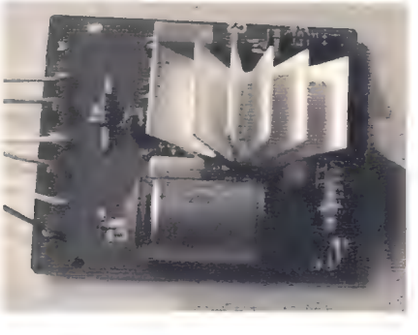


Bild 3. ▶ Ansicht des Musteraufbaus (Aufnahme: Kriebel)

Dr. Götz Corinth

Ein vielseitiges Mischpult mit integrierten Schaltungen

2. Teil

Im ersten Teil dieses Beitrags in Heft 9, Seite 379, beschrieben wir den Gesamtaufwand und erläuterten dann die Einzelbaugruppen vom Eingangsabschwächer bis zur Durchsageschaltung.

Durch drei Drucktasten erfolgt die Aufschaltung des Durchsageverstärkers auf die entsprechenden Wege. Taste Nr. 3 verbindet seinen Ausgang mit dem Eingang des Monoleitungsverstärkers und Taste Nr. 2 mit dem Eingang des Leitungsverstärkers für den rechten Kanalausgang. Taste 1 wirkt zunächst wie Taste 3, schaltet aber über zusätzliche Kontaktsätze den Ausgang des Monoleitungsverstärkers auf die Arbeitskontakte des Relais Rel 1 und ein weiterer Kontakt legt ein Ende der Treibspule dieses Relais an Null, so daß es anzieht. Dabei trennt dieses die Eingangsleitungen des Kanals 8 von dem Eingang des Vorteilers und legt sie über die erwähnten Arbeitskontakte an den Ausgang des Monoleitungsverstärkers. Damit ist also der Rücksprechweg in den Eingang 8 durchgeschaltet.

Jede Drucktaste öffnet außerdem beim Betätigen den Kurzschluß am Ausgang des Durchsagevorverstärkers.

Aussteuerungsmesser

Zur korrekten Dynamiküberwachung ist es notwendig, einen Aussteuerungsmesser zu verwenden, der es ermöglicht, auch kurze Pegelspitzen sicher erkennen und berücksichtigen zu können und der andererseits auch geringe Pegel noch anzeigt. Der Zeigerausschlag sollte in etwa der Lautstärkeempfindung entsprechen.

Diesen Forderungen entspricht am besten ein Spitzenspannungsmesser der beide Halbwellen der Modulation berücksichtigt und eine logarithmische Anzeigecharakteristik hat. Die verwendete Schaltung schließt sich an die von Cruel u. Lammers in der FUNKSCHAU 10/1955 und 11/1955 beschriebene an. Eine ähnliche Meßschaltung wurde auch in dem Transistor-Reportagemischpult V 79 (Siemens) benutzt (vgl. auch FUNKSCHAU 15/1973). Das Anzeigeinstrument im Mustergerät ist ein leicht erhältliches Doppelmeßwerk japanischer Herstellung, dessen Skala neu angefertigt wurde. Die dynamischen Eigenschaften des Meßwerkes sind nicht optimal, die Einschwingzeit ist relativ lang und nur durch das Schlitzen des Drehspulenrähmchens zu verbessern.

Die effektive Eingangsspannung des Aussteuerungsmeßverstärkers *(Bild 13)* beträgt für eine Anzeige von 0 dB 60 mV. Das Eingangssignal wird zunächst durch das erste System eines Doppel-Operationsverstärkers MC 1458 auf einen effektiven Wert von 3,1 V gebracht. Es schließt sich die Spitzenwertgleichrichtung in zwei Siliziumdioden an. Die dabei entstehende Gleichspannung wird der eigentlichen Logarithmierschaltung, bestückt mit einer Diode und einem Germaniumtransistor, zugeführt. Ihre Funktion beruht auf der Änderung der Basisvorspannung des Transistors durch den spannungsabhängigen Teiler aus der Diode und dem Widerstand P 21. Dadurch wird bei steigender Eingangsspannung der Arbeitspunkt des Transistors verschoben. Der Innenwiderstand der Emitter-Kollektorstrecke wächst exponentiell, daraus ergibt sich ein logarithmischer Stromanstieg durch den Kollektor-Widerstand. Die an ihm abfallende Spannung verstärkt das als Gleichstromverstärker wirkende zweite System des Doppel-Operationsverstärkers, dessen Ausgang mit dem Meßwerk über einen Abgleichwiderstand verbunden ist.

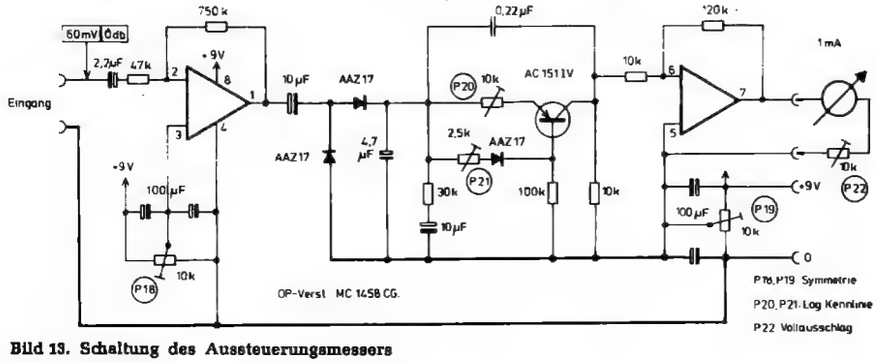


Bild 13. Schaltung des Aussteuerungsmessers

Eine kurze Ansprechzeit wird durch den niedrigen Ausgangswiderstand des ersten Verstärkersystems erreicht, damit lädt sich der 4,7-µF-Kondensator sehr rasch auf. Zusätzlich können rasche Änderungen des Eingangspegels die Logarithmierungsstufe durch den 0,22-µF-Kondensator umgehen und direkt auf den Gleichspannungsverstärker einwirken. Für die Länge der Rücklaufzeit ist der 4,7-µF-Kondensator und das ihm parallel liegende Glied aus 30 kΩ und 10 µF bestimmend.

Die Kennlinie der Logarithmierungsstufe kann an den beiden Pot. P 20 und P 21 eingestellt werden, während P 18 und P 19 die Arbeitspunkte der beiden Operationsverstärker festlegen. Die Versorgungsspannung des Aussteuerungsmessers beträgt 9 V.

Beide Meßverstärker sind auf je einer geätzten Platine aufgebaut *(Bild 14)*. Die Platinen werden von Distanzsäulen

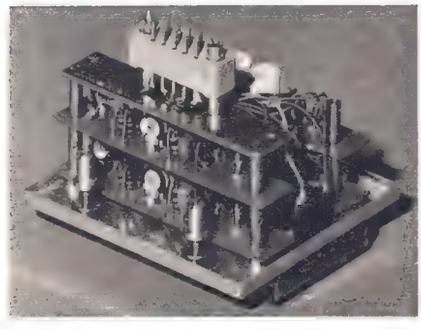


Bild 14. Aufbau des Aussteuerungsmessers. Die Frontplatte trägt auf Distanzsäulen die beiden geätzten Platinen mit den Bauelementen und auf ihrer Vorderseite das Doppelmeßwerk

gehalten, die mit der Frontplatte des Aussteuerungsmessereinsatzes verschraubt sind. Die Vorderseite der 70 mm x 80 mm großen Al-Platte trägt das Doppelmeßwerk, während auf der Rückseite eine 14polige Harting-Steckerleiste die elektrischen Verbindungen herstellt. Aus Gründen der Einstreusicherheit ist die ganze Einheit mit einer Abschirmung aus Messingblech umgeben.

Im fertigen Mischpult ist die Aussteuerungsmeßeinheit über den beiden Summenverstärkereinheiten (Platz 9 und 10, siehe Bild 23) montiert.

Eichoszillator

Zur Überprüfung und Einpegelung der Geräte und Leitungen bei einer Schallaufnahme oder Übertragung ist ein in das Mischpult eingebauter Sinusgenerator sehr günstig, dessen Frequenz und Pegel genau bekannt sind. Im Mustergerät ist ein Generator eingebaut, der verschiedene Ausgänge mit unterschiedlichen Pegeln und Innenwiderständen hat. Die Schwingfrequenz beträgt 1000 Hz bei einem Klirrfaktor von weniger als 0,3 % *(Bild 15)*.

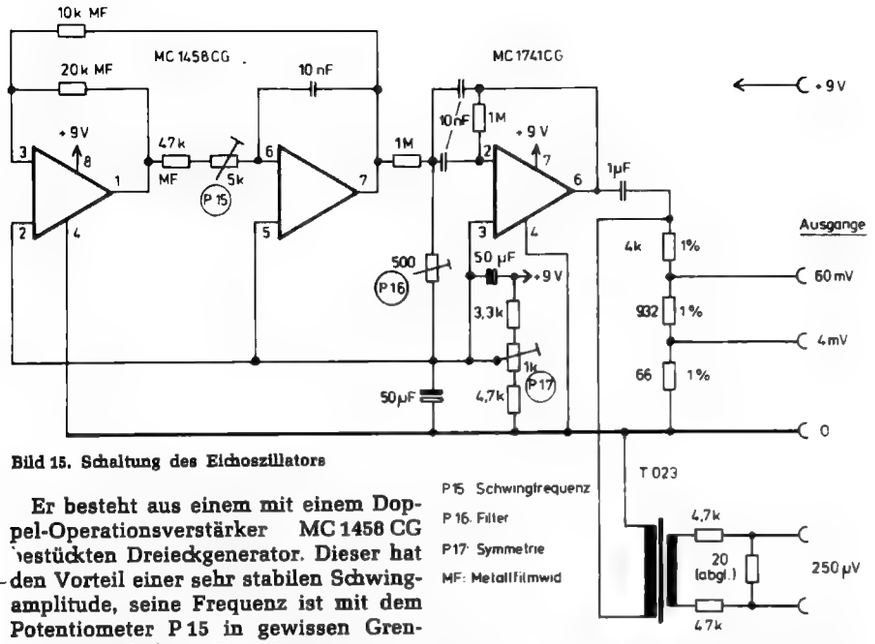


Bild 15. Schaltung des Eichoszillators

Er besteht aus einem mit einem Doppel-Operationsverstärker MC 1458 CG bestückten Dreieckgenerator. Dieser hat den Vorteil einer sehr stabilen Schwingamplitude, seine Frequenz ist mit dem Potentiometer P 15 in gewissen Grenzen veränderbar. Die Ausgangsspannung gelangt zu einer Filterstufe, diese enthält einen als aktives RC-Filter geschalteten Operationsverstärker MC 1741 CG, der eine sehr frequenzselektive Übertragungskennlinie hat und aus der angelieferten Dreiecksschwingung eine Sinusschwingung herausfiltert. Die Resonanzfrequenz ist mit dem Potentiometer P 16 einstellbar, während die Arbeitspunkteinstellung beider Operationsverstärker mit P 17 erfolgt.

Die Ausgangsspannung hat einen effektiven Wert von 300 mV und wird in einem Spannungsteiler auf 60 mV und 4 mV bei asymmetrischen Ausgängen heruntergeteilt. Ein dritter Ausgang (für die Einpegelung von Mikrofoneingängen) ist durch einen Übertrager (Haufe T 023) erdfrei und symmetrisch gemacht, die abgegebene Spannung beträgt hier 0,25 mV, entsprechend − 70 dB_m mit einem Innenwiderstand von etwa 20 Ω.

Alle die Frequenz und Amplitude des Ausgangssignales wesentlich beeinflussenden Teile sind unter dem Gesichtspunkt der Konstanz ausgewählt. Als Widerstände dienen Metallfilmwiderstände und als Kondensatoren Styroflexausführungen, die kritischen Potentiometer P 15 und P 16 sind kleine drahtgewikkelte Spindeltriebmodelle. Die Platine des Generators befindet sich in einem Abschirmgehäuse, die Speisespannung von 9 V wird nur bei Bedarf angeschaltet, damit kein Störton in das Mischpult gelangt. Die Baugruppe ist im Innern des Gerätes untergebracht, auf Steckkontakte wurde verzichtet und die Verbindung mit Lötstiften auf der Platine durchgeführt.

Möglichkeiten zur Einpegelung

Durch den linken Kippschalter auf der Platte auf Platz 11 oben kann der Pegeleichgenerator auf die Eingänge der beiden Aussteuerungsmeßverstärker geschaltet werden, um die 0-dB-Anzeige in beiden Kanälen zu überprüfen und gegebenenfalls mit den Einstellpotentiometern P 22 zu berichtigen (Bild 13). Diese Überprüfung ist auch während einer laufenden Übertragung durchführbar.

Der rechte Kippschalter auf der gleichen Platte verbindet den Eichgenerator mit den beiden Sammelschienen im Mischpult (diese werden dabei parallelgeschaltet). Damit kann der Pegelton durch die Summenkanäle auch auf die Ausgänge des Pultes gegeben werden.

Der Ausgang für die Einpegelung von Mikrofonkanälen liegt auf der Rückseite des Mischpultes; der danebenliegende Kippschalter schaltet den Eichgenerator ein.

Solistenverstärker

Für manche Aufnahmen ist es notwendig, einen oder mehrere Mikrofonverstärkerausgänge noch vor dem betreffenden Kanalregler zusätzlich rückwirkungsfrei nach außen zu führen, um beispielsweise Hallanteile zu gewinnen oder mit einer Vielspur-Bandmaschine die Eingangssignale ungemischt aufzuzeichnen und die eigentliche Mischung erst später durchzuführen. Aus diesem Grunde ist bei dem beschriebenen Mischpult für jeden Eingang ein *Solistenausgang* vorgesehen *(Bild 16)*.

Die Verstärkung und rückwirkungsfreie Abtrennung der Signale für die acht Solistenausgänge bewirken vier Doppel-Operationsverstärker vom Typ MC 1458 CG (Motorola). Sie sind mit den zugehörigen Bauelementen auf einer geätzten Platine untergebracht, welche auf der Innenseite der Anschlußplatte im Mischpult befestigt ist. Die Ausgänge sind auf eine 14polige Har-

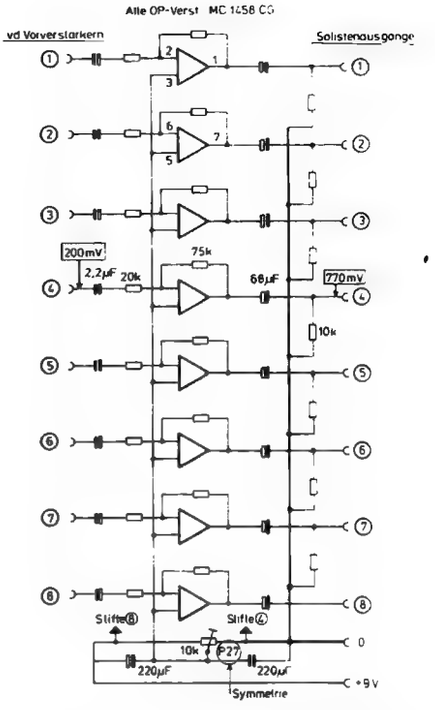


Bild 16. Schaltung des Solistenverstärkersatzes

ting-Buchsenleiste geführt. Der nominelle Ausgangspegel beträgt 0,77 V (0 dB_m), alle Ausgänge sind asymmetrisch und haben einen Innenwiderstand von etwa 100 Ω. Die Versorgungsspannung der ganzen Einheit beträgt 9 V, die Arbeitspunkteinstellung ist gemeinsam für alle Kanäle an P 27 durchzuführen.

Stromversorgung

Im Interesse einer guten Stabilität und eines hohen Nebensprech- und Geräuschabstandes ist es notwendig, die einzelnen Baugruppen des Mischpultes mit sorgfältig voneinander entkoppelten Speisespannungen zu versorgen. Beim Mustergerät erfolgt das durch mehrere elektronisch stabilisierte Stromversorgungsteile, die nur mit ihren Eingängen miteinander verbunden sind. Diese sind in zwei Ausführungen vorhanden: eine für eine Ausgangsspannung von 7 V und eine max. Stromentnahme von 50 mA *(Bild 17)* und eine zweite für 9 V und eine max. Entnahme von 150 mA *(Bild 18)*. Beide haben eingebaute Strombegrenzungsschaltungen, damit im Störungs- oder Überlastungsfall möglichst keine weiteren Schäden auftreten.

Beim Mustergerät ist die Aufteilung so vorgenommen worden, daß zunächst einmal jeder Verstärker mit höherem Verbrauch – das sind die Leitungsausgangs- und Abhörverstärker – aus einem separaten Stabilisierungsteil gespeist wird. Die acht Kanalvorverstärker sind zusammen mit den Sammelschienenverstärkern zu zwei Gruppen zusammengefaßt worden, die aus je ei-

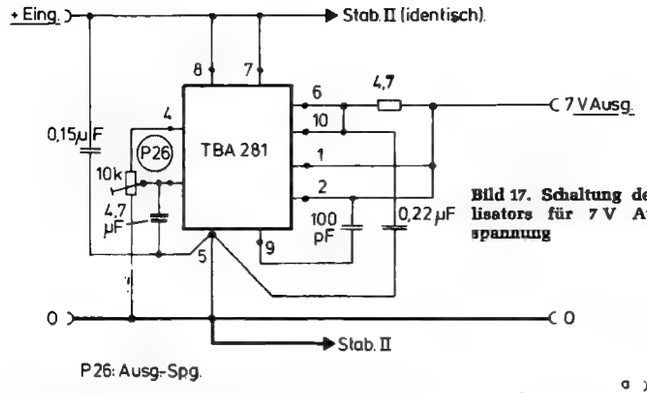


Bild 17. Schaltung des Stabilisators für 7 V Ausgangsspannung

P26: Ausg.-Spg.

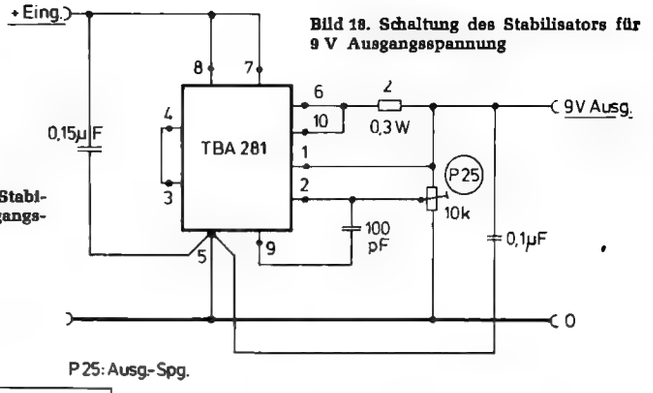


Bild 18. Schaltung des Stabilisators für 9 V Ausgangsspannung

P25: Ausg.-Spg.

nem Stabilisierungsteil versorgt werden *(Bild 19)*. Eine letzte (sechste) Einheit gibt die Betriebsspannung für die mit 9 V arbeitenden Hilfsschaltungen, wie Aussteuerungsmesser, Pegeleichoszillator, Kondensatormikrofonfernspeisung und Durchsageverstärker ab.

Alle Stabilisierungsteile sind einheitlich mit der integrierten Schaltung TBA 281 (Valvo) bestückt und als geätzte Platinen ausgeführt. Sie sitzen im Innern des Mischpultes und werden mit Lötstiften angeschlossen. Je zwei Stück der Endverstärker-Ausführung haben eine gemeinsame Platine, die zwei Stabilisiereinheiten für die Vorstufen (7 V) haben getrennte Platinen.

Die notwendige Versorgungsspannung für das gesamte Mischpult beträgt nominell 12 V, jedoch ist ein sicherer Betrieb innerhalb eines Bereiches von 10... 15 V ohne Umschaltung durchführbar. Sie wird über eine Tuchel-Stiftdose von außen zugeführt und geht über eine Sicherung von 1 A zum Hauptschalter und von da zu den Stabilisiereinheiten. Gegen Schäden durch Falschpolung und Überspannung schützt eine Z-Diode, die dann leitend wird und die Sicherung zum Ansprechen bringt.

Die Kontrolle der vom Netzteil oder von der Batterie gelieferten Spannung erfolgt durch das rechte Aussteuerungs-

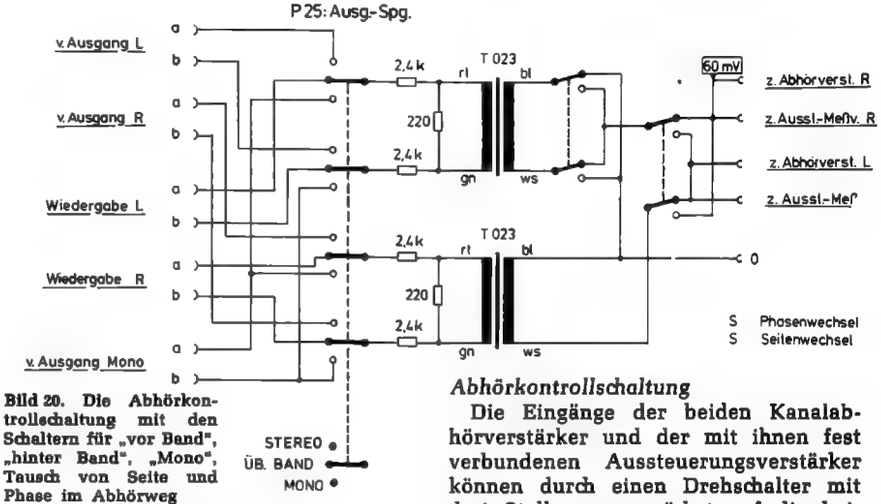


Bild 20. Die Abhörkontrollschaltung mit den Schaltern für „vor Band", „hinter Band", „Mono", Tausch von Seite und Phase im Abhörweg

instrument, das durch Drücken der Taste T 4 (auf dem Chassis der linken Summenverstärkereinheit) umgeschaltet wird. Bei der Stromquelle ist zu beachten, daß deren Minuspol im Mischpult zwangsläufig an Null gelegt wird.

Zur Stromversorgung von eventuell nachgeschalteten Zusatzgeräten wird an die dafür vorgesehene Anschlußdose die durch den Hauptschalter geschaltete Betriebsspannung an den Stift 2 gelegt, um in den Geräten Schalter einzusparen.

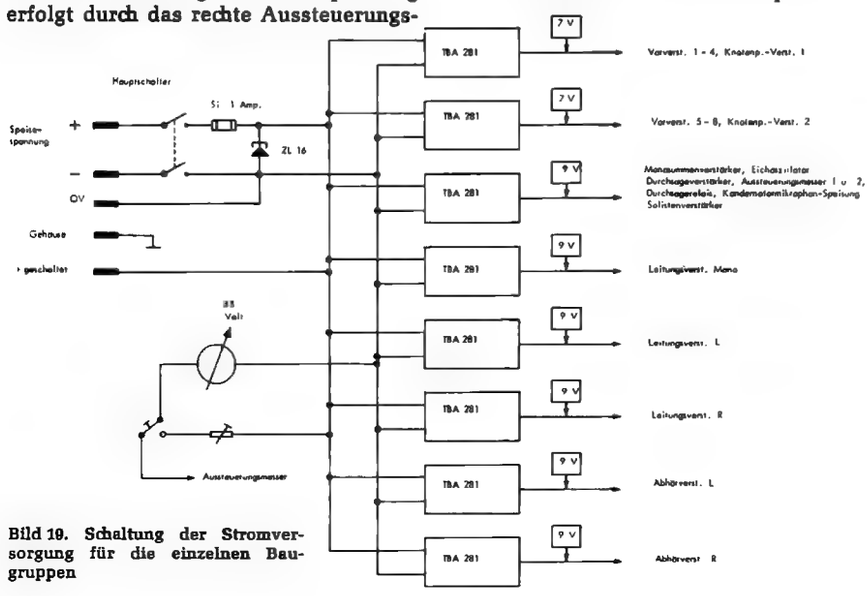


Bild 19. Schaltung der Stromversorgung für die einzelnen Baugruppen

Abhörkontrollschaltung

Die Eingänge der beiden Kanalabhörverstärker und der mit ihnen fest verbundenen Aussteuerungsverstärker können durch einen Drehschalter mit drei Stellungen zunächst auf die beiden 1,55-V-Ausgänge der beiden Kanal-Leitungsausgangsverstärker geschaltet werden *(Bild 20)*. In einer weiteren Schaltstellung sind sie mit zwei Diodendosen auf der Anschlußtafel verbunden, die bei der Schallaufnahme mit den Wiedergabeverstärker-Ausgängen des Tonbandgerätes verbunden werden; damit ist ein unmittelbarer Vergleich der Modulation vor Band / hinter Band möglich. In der dritten Stellung des Schalters sind die Eingänge der Abhör- und Aussteuerungsmeßverstärker miteinander verbunden und liegen an dem +6-dB_m-Ausgang des Mono-Ausgangsverstärkers.

Um die Erdfreiheit und Symmetrie zu wahren, sind die Eingänge der Abhörverstärker und der Aussteuerungsmesser durch zwei Übertrager T 023 (Haufe) symmetriert.

Die effektive Sekundär-Nominalspannung beträgt 60 mV. Widerstände und Übertrager sind in der Durchsage- und Abhörverstärkereinheit untergebracht. Die ganze Einheit hat durch eine 30polige Harting-Steckleiste eine trennbare Verbindung zur übrigen Mischpultschaltung. In der gleichen Einheit sitzen auch zwei im Sekundärkreis der Symmetrieübertrager liegende Kippschalter, mit denen die Abhörkanäle gegeneinander vertauscht werden können („Seitenwechsel") und in einem Kanal die Phase gewendet werden kann („Phasen-Tausch"). *(Schluß folgt)*

Thomas Vollering

Schiffsmodellfernsteuerung mit minimalem Aufwand

Bei der nachstehend beschriebenen Schiffsmodellfernsteuerung ist besondere Rücksicht auf niedrige Anschaffungskosten bei optimaler Naturtreue genommen worden. Aus diesem Grund wurden alle Schaltungen selbst angefertigt, ebenso die Details am Schiff, da Baukästen leider sehr spartanisch ausgerüstet sind.

Grundlage für den Fischdampfer vom Typ „Auckland" waren ein Baukasten dänischen Fabrikats und die Originalbauplätze und Risse der Werft in Faaborg *(Tabelle 1)*, die das große Vorbild im Jahre 1956 baute *(Bild 1)*.

Mit Rücksicht auf die Länge der Beschreibung der einzelnen Baugruppen wurden die Grundfunktionen der nachstehend aufgeführten Schaltungen als bekannt vorausgesetzt und daher nicht näher beschrieben. Bei der Konzeption des Schiffsmodells galt es, alle möglichen Fahrfunktionen mit wenigen Fernsteuerkanälen steuern zu können und weitere naturgetreue Effekte, soweit automatisch steuerbar, mit einzubauen *(Tabelle 2)*.

Die Empfangsantenne

Bei der Konstruktion der Empfangsantenne mußten zwei wesentliche Faktoren berücksichtigt werden: 1. Optimaler Wirkungsgrad, 2. Absolute Vorbildtreue. Die Antenne hätte selbstverständlich auch in Form eines sonst üblichen, senkrechten Stabes gebaut werden können, nur ist sie dann weder naturgetreu noch zweckmäßig, was das Fahr- und Schwimmverhalten des Schiffes angeht. Aus diesem Grund wurde eine – dem großen Vorbild entsprechende – sogenannte Funk-Rahantenne konstruiert, die beide Bedingungen erfüllt. Zwischen den beiden Masten des Schiffes sind zwei Stahldrähte, von je einer Stahl-Schraubenfeder gespannt, aufgehängt *(Bild 2)*. Diese Schraubenfedern sind aus 0,3 mm starkem Stahldraht gewickelt, wobei Wicklungsdurchmesser und Windungsanzahl berechnet sind, so daß beide Federn als Verlängerungsspulen fungieren. Die Antenne hat eine reale Länge von 99,6 cm, ist jedoch auf $\lambda/4$ abgestimmt.

Der Empfänger

Der Empfänger ist ein dreikreisiger Superhet mit einer Bandbreite von 500... 3100 Hz und einer Zf von 455 kHz. Der Nf-Verstärker besteht aus zwei in Darlingtonschaltung betriebenen BC 148. Die Nf-Ausgangsspannung wird am Punkt B abgenommen und ist durch die beiden in Antiparallelschaltung betriebenen BA 100 auf etwa 400 mV begrenzt *(Bild 3, Tabelle 3)*.

Die Schaltstufen

Die sechs Schaltstufen, von denen immer je zwei zu einer Einheit zusammengefaßt sind, arbeiten mit dem Frequenzselektionsprinzip. Gelangt das Nf-Signal aus dem Empfänger an den Punkt B' der Schaltstufe, so wird ihr LC-Kreis erregt. Seine Siebwirkung kommt dadurch zustande, daß der Parallelkreis bei der Resonanzfrequenz seinen höchsten Widerstand, den Resonanzwiderstand, annimmt.

Tabelle 1: Technische Daten des Schiffes

	Maßstab 1:50	Original
LüA	0,82 m	41,00 m
LWL	0,72 m	36,00 m
BüA	0,218 m	10,90 m
FB	0,076 m	3,80 m
Tiefgang	0,080 m	4,00 m
Gewicht	5,128 kg	268,74 BRT
Geschwindigkeit	max. 2,66 km/h	12,00 kn
Motor	6 V 12 W 1:2,75	430 PSi/316,5 KW
Aktionsradius	max. ca. 10 km	ca. 580 sm

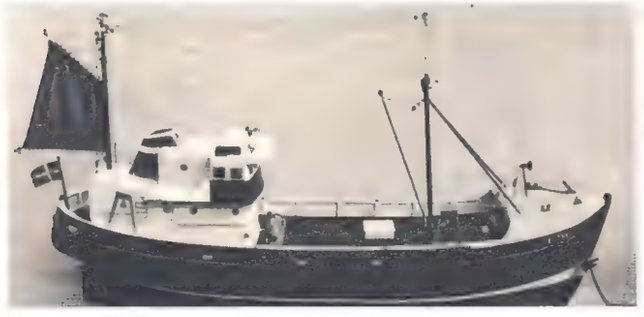


Bild 1. Der Fischkutter Aukland als Modell

Bild 2. Die Antennen des Schiffes

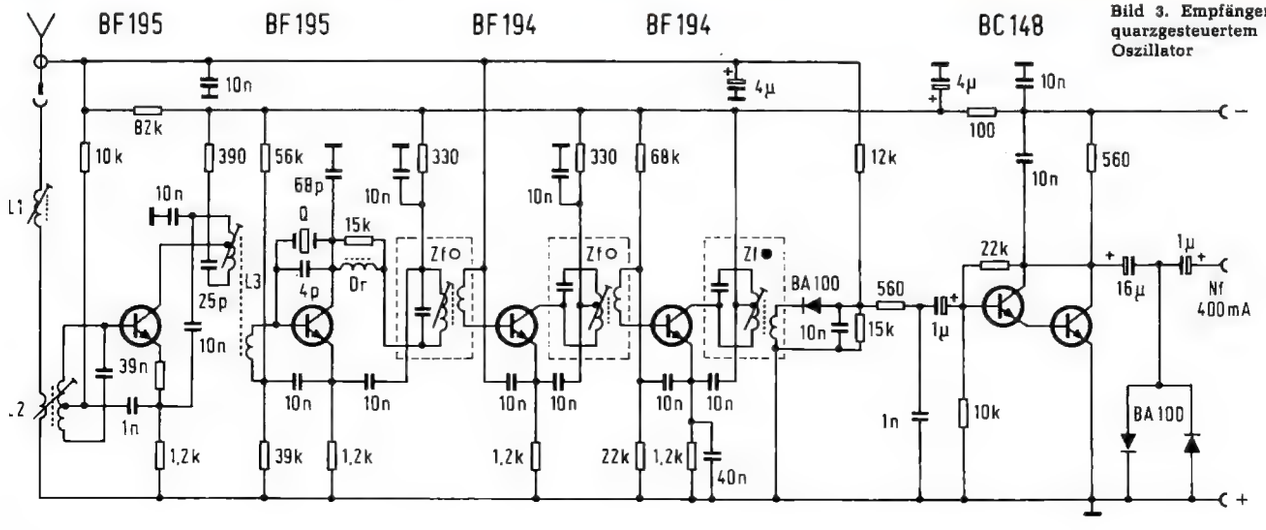


Bild 3. Empfänger mit quarzgesteuertem Oszillator

Tabelle 2. Nf-Steuerkanäle

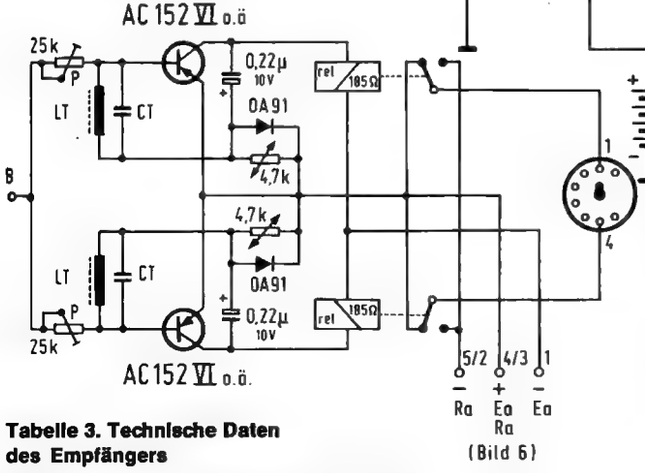
Kanäle	Nf-Frequenz	Funktion (steuerbar)
1/2	1080/1320 Hz	Ruder links / rechts stufenlos
3/4	1610/1970 Hz	Antriebsmotor aus/ein, Fahrtregelung stufenlos (P_1)
5/6	2400/2940 Hz	Scheinwerfer/Hupe; Rückwärtstastung Antriebsmotor, Ankerlaterne „aus" bei abgeschaltetem Antriebsmotor (Kanal 3)

Der Stellwiderstand P = 25 kΩ *(Bild 4)* und der *LC*-Kreis bilden einen frequenzabhängigen Spannungsteiler. Bei Resonanz führt er der Basis des Transistors die höchste Nf-Spannung zu, die den Transistor am Kollektor verstärkt verläßt und durch die Diode bei positiver Halbwelle gegen Masse geführt wird. Bei negativer Halbwelle ist die Diode gesperrt, die Elektronen fließen über L zur Basis zurück. Wegen des nun höheren Basisstroms erreicht der Kollektorstrom so hohe Werte, daß das Relais anzieht. Die Kontakte der Tonkreisrelais liegen im Ruhezustand auf positivem, im Arbeitszustand auf negativem Potential der Rudermaschinenakkus Ra. *(Bild 5)*. Dadurch werden die Rudermaschinen jeweils umgepolt, die Drehrichtung ändert sich und damit die gewünschte Funktion (Tabelle 3). Der eingangswiderstand der Schaltstufen beträgt 10 kΩ.

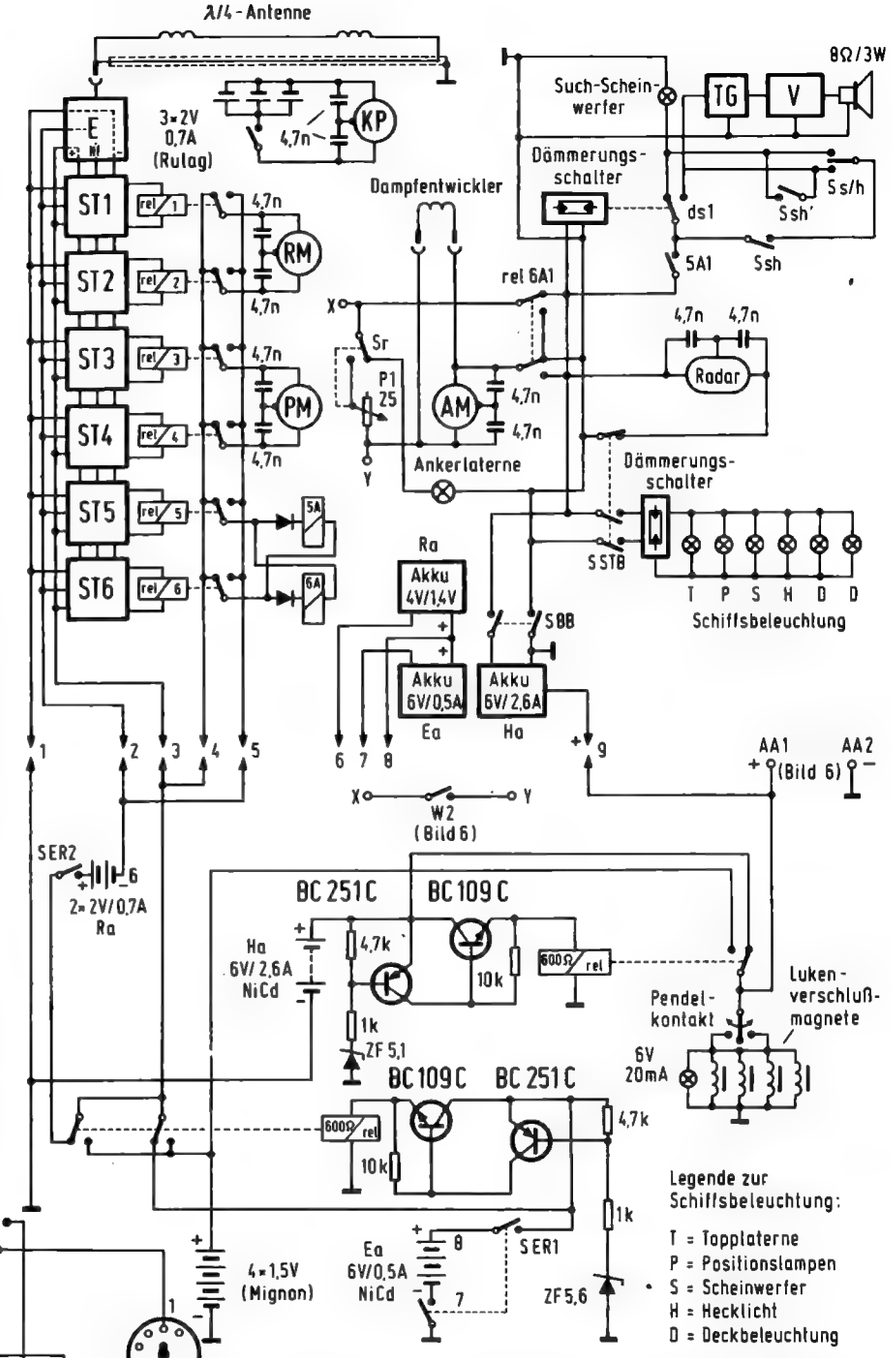
Automatische Funktionen

1. Umschalten des Empfängerakkus auf vier Mignon-Zellen bei nicht mehr ausreichender Spannungsreserve (Umschaltpunkt 5,6 V).
2. Einschalten der gesamten Schiffsbeleuchtung bei einem vorgewählten Helligkeitswert. Ausschalten entsprechend (Bild 5).
3. Bei Wassereinbruch Aussenden eines 1-kHz-Tones durch einen 10-mW-Sender. Sendefrequenz 27,100 MHz *(Bild 6)*.
4. Umschaltung des Notsenderakkus auf die obengenannten Mignon-Zellen bei U_b = 5,1 V (Bild 5).
5. Bei Wassereinbruch Überbrücken von P 1 durch Relaiskontakt w 2 (volle Fahrt).
6. Umschalten von Scheinwerfer auf Hupe (Kontakt ds 1) bei einem vorgewählten Helligkeitswert.
7. Elektromagnetisches Verriegeln der Ladeluke bei einer Schiffskrängung von mehr als 50° (Pendelkontakt).

Sämtliche Spannungsquellen sind mit ihrem Minuspol auf Masse gelegt und mit einer vergoldeten Kupferplatte, die als Erdung dient und unter dem Kiel befestigt ist, verbunden.



◀ Bild 4. Zwei der sechs Schaltstufen



▲ Bild 5. Gesamtschaltung des Empfangsteiles im Schiff

Tabelle 3. Technische Daten des Empfängers

Frequenz	27,120 ±0,6 % (±162,72 kHz)
Empfindlichkeit	1,2 µV (3 kHz Hub)
Modulation	AM ±3 kHz Hub
Hf-Bandbreite	6,8 kHz
Nf-Bandbreite	500...3100 Hz
Zwischenfrequenz	455 kHz
Betr.Spannung (Betr.Strom)	6 V = (ungetastet 5 mA, getastet 22 mA)

Der Sender

Der Oszillator *(Bild 7a)* arbeitet in induktiver Dreipunktschaltung (nach Hartley) mit dem Schwingquarz als Rückkopplungselement. Der Schwingkreis wird wegen der einfacheren Schwingeinsatzpunkteinstellung induktiv abgeglichen. Der Stromverbrauch des Oszillators liegt bei ca. 12,6 mA, die Hf-Leistung beträgt etwa 25 mW. Die Endstufe arbeitet in Basisschaltung und ist induktiv angekoppelt. Wird der Schwingkreis auf Maximum abgeglichen und L 1 auf geringste Verzerrung der Niederfrequenz eingeregelt, stehen an der Antenne (auf 50 Ω Last bezogen) 400 mW zur Verfügung.

Die Tonfrequenz wird vom Modulationstransistor T 3 am Endstufenschwingkreis eingespeist. Mit den Bauteilen der in der Schaltung angegebenen Werte liegt die Modulationstiefe bei 98 %. Die Spule Lo unterdrückt unerwünschte Oberwellen. Die Sendeantenne wird über eine BNC-Buchse angeschlossen. Diese Buchse war erforderlich, weil zwei verschiedene Antennen benutzt werden. Bei portablem Betrieb wird eine auf 137,5 cm ausziehbare Teleskopantenne angeschlossen, die mit einer Verlängerungsspule auf λ/4 (2,75 m) abgestimmt wurde. Für den stationären Betrieb wird eine echte, aus Messingrohren bestehende λ/4-Antenne verwendet, die einen noch etwas besseren Wirkungsgrad hat *(Tabelle 4)*.

Der Modulator arbeitet in Emitterfolger-Schaltung. An dem 100-kΩ-Trimmer wird der Arbeitspunkt von T 4 so eingestellt, daß am Emitter von T 3 ein Potential in der halben Höhe der Speisespannung auftritt. Da der Verstärker im A-Betrieb arbeitet, treten relativ hohe Verlustleistungen auf, die durch einen Kühlstern abgeführt werden müssen.

Um mindestens zwei Signale gleichzeitig übertragen zu können, bedarf es eines sogenannten Simultanschalters, der die beiden Tonfrequenzen mischt und an den Modulationsverstärker weitergibt. Die Umschaltung erfolgt durch einen bistabilen Multivibrator, der mit etwa 200 Hz schwingt *(Bild 8)*.

Die sechs Tongeneratoren arbeiten in Hartley-Schaltung. Die Amplitude des Nf-Signals wird an den 100-kΩ-Trimmern eingestellt. Die Schwingkreisdimensionierung richtet sich nach der jeweiligen Tonfrequenz.

Getastet werden die Tongeneratoren durch Mikroschalter, deren Knebel aus der Frontplatte ragen. Wie aus Bild 8 ersichtlich, werden von den gleichen Tastern je eine Lumineszenzdiode angesteuert, die zum einen eine Funktionskontrolle der leider immer sehr störanfälligen Mikrotaster bilden, zum anderen bei Nachtfahrten des Schiffes eine Überwachung der getasteten Kanäle ermöglichen, da die Kanäle 5 und 6 auch über Kippschalter betätigt werden können (siehe Funktionen Tabelle 2 und Bild 8).

Ein auf der Frontplatte angebrachtes Meßinstrument M gestattet die Spannungskontrolle. Mit dem Schalter S 2 *(Bild 9)* wird bei Nacht vom Meßgerät auf eine Lumineszenzdiode umgeschaltet, die als optische Betriebsanzeige dient. Falls die Betriebsspannung des Senders einmal unbemerkt unter 12 V sinken sollte, schaltet eine Spannungsüberwachung alle Verbraucher auf neun Mignon-Zellen um, die für etwa 7 h Dauerbetrieb ausreichen. Die Stromquelle des Senders besteht aus einem 14 V/0,8 A-Akkumulator, der selbst vom Verfasser konstruiert wurde. Obwohl es sich um einen Blei/Schwefelsäure/Akkumulator handelt, ist er vollkommen wartungsfrei.

In einem säurefesten Acrylglasgehäuse sind 14 Bleiplatten in den Abmessungen 50 mm x 30 mm x 3 mm aufgehängt, wobei je zwei Platten in einer eigenen Kammer befestigt sind. Alle sieben Kammern sind so miteinander verbunden, daß das entstehende Knallgas aus jeder Kammer entweichen kann. Damit das Gas, das ja immer Schwefelsäureteilchen mit sich reißt, nicht in das Sendergehäuse gelangt, wurde eine achte Kammer als Überdruckbehälter ausgebildet, in der sich das entstehende Gas aus den sieben Kammern sam-

Tabelle 4: Technische Daten des Senders

Frequenz	27,120 MHz ±0,6 % (±162,72 kHz)
Ausgangsleistung	0,4 W Hf an 50 Ω
Modulation	98 % AM
Nf-Tonfrequenzen	1080; 1320; 1610; 1970; 2400; 2940 Hz
Betr.Spannung (Betr.Strom)	14 V bzw. 13,5 V (ungetastet 60 mA, getastet 82 mA)
Reichweite (geprüft)	8 km über Wasser, 5 km im Stadtgebiet
Gesamtgewicht	1365 g

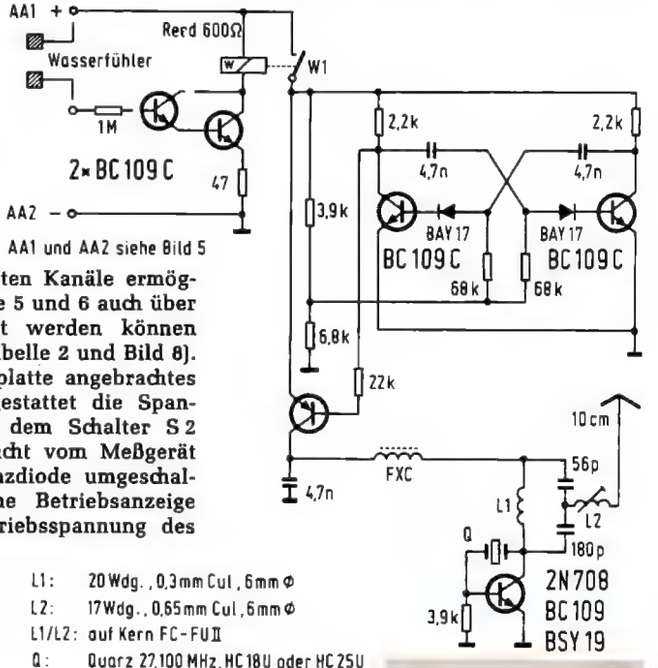


Bild 6. Dieser Kleinsender meldet Wassereinbruch im Schiff an die Sendestelle zurück

L1: 20 Wdg., 0,3 mm CuL, 6 mm Ø
L2: 17 Wdg., 0,65 mm CuL, 6 mm Ø
L1/L2: auf Kern FC-FUII
Q: Quarz 27,100 MHz, HC 18U oder HC 25U

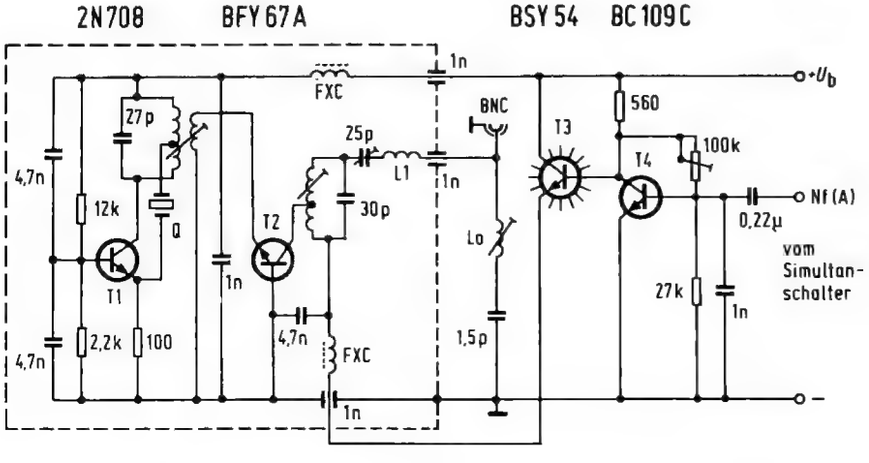


Bild 7a. Schaltung des Senders

Bild 7b. Gesamtansicht des Senders mit Teleskopantenne

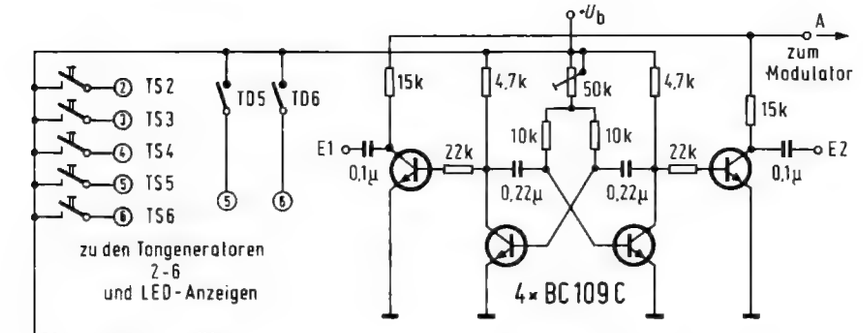


Bild 8. Simultanschalter zur gleichzeitigen Übertragung von zwei Tonsignalen

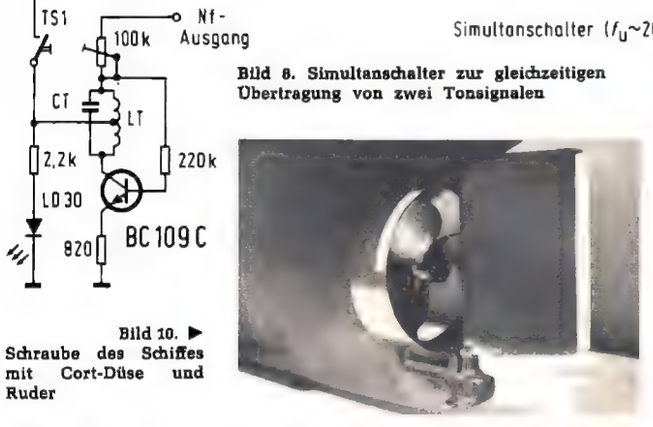


Bild 10. ▶ Schraube des Schiffes mit Cort-Düse und Ruder

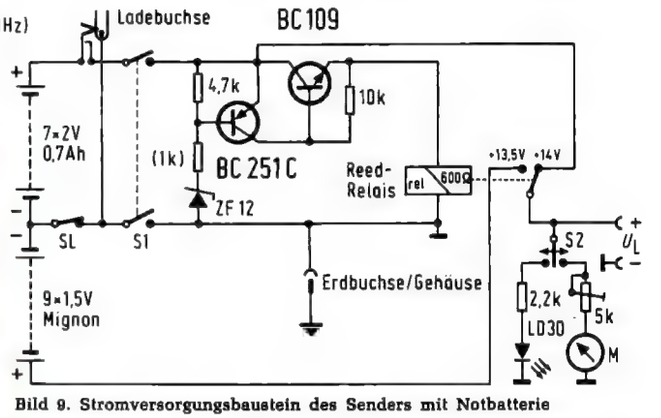


Bild 9. Stromversorgungsbaustein des Senders mit Notbatterie

meln kann und bei einem bestimmten Druck einen Schalter S_L (Bild 9) betätigt, der den Ladestrom unterbricht.

Somit ist der Akkumulator absolut wartungsfrei, da das Gas wieder von der Säure aufgenommen wird und daher kein destilliertes Wasser nachgefüllt zu werden braucht. Das Gewicht liegt mit 650 g noch in vertretbaren Grenzen. Es mag anfangs vielleicht wunderlich erscheinen, einen Akkumulator selbst zu bauen, wo es doch diverse Stromquellen zu kaufen gibt, jedoch wird es wohl verständlich, wenn man den Preis von etwa 16 DM dagegenhält. Die beliebten Rulag-Akkumulatoren hätten bei dieser Betriebsspannung nur max. 700 mA/h Kapazität besessen und 25,55 DM gekostet, von den wesentlich teureren NiCd-Akkumulatoren ganz zu schweigen.

Die Anlage im Fischdampfer

Zur Inbetriebnahme des Schiffes sind der von außen erreichbare Schalter S_{BB} und der unter Deck liegende Schalter $S_{ER1/2}$ zu drücken. Empfänger, Schaltstufen und Antriebsmotor, sowie die Radarantenne und der Dämmerungsschalter für die Umschaltung Hupe/Scheinwerfer sind nun angeschaltet. Wenn der Antriebsmotor durch den auf der Potentiometerachse sitzenden Nokkenschalter S_r abgeschaltet ist, leuchtet die Ankerlaterne auf. Durch Drücken des Tasters TS 6 oder des SchaltersTD 6 am Sender kann die Ankerlaterne auch ausgeschaltet werden. Tastet man nun Kanal 3, so dreht der Motor PM (Bild 5) den Stellwiderstand P 1 in Richtung $R \rightarrow 0$. Die Ankerlaterne verlöscht und der Antriebsmotor läuft an. Seine Drehzahl, und damit die Geschwindigkeit des Schiffes läßt sich nun durch wahlweise Betätigung der Kanäle 3 und 4 stufenlos regeln.

Das Ruder des Schiffes wird durch die Kanäle 1 und 2 ebenfalls stufenlos hin und her gesteuert. Man muß allerdings die Laufgeschwindigkeit des Stellmotors RM kennen, um mit dem Schiff einwandfrei manövrieren zu können, was aber nach einiger Übung nicht schwer fällt. Wie in *Bild 10* zu sehen ist, umgibt eine sogenannte Cort-Düse den Schiffspropeller. Diese Düse ist zwar nicht ganz naturgetreu, sie erhöht aber die Manövrierfähigkeit beträchtlich. Läßt man das Ruder nämlich bis an den Anschlag (Düse) laufen, so dreht sich das Schiff auf „dem Teller", was bei schmalen Gewässern sehr nützlich sein kann.

Tabelle der verwendeten Spezialteile

Antriebsmotor	Marx 6 V/12 W
Rudermaschinen	Kienzle Uhrwerksmotoren 4 V/20 mA
Motor (Kühlwasserpumpe)	Milliperm 2 V/250 mA
Dämmerungsschalter	Fertigfabrikat; 6 V/10 W
Ankerlaterne	Kleinstlampe 6 V/50 mA
Relais	Reed-Relais Siemens 4 x Um
Lukenverschlußmagnete	800 wd 0,1 CuL auf Eisenkern
Stellwiderstand	Multiohm 5 W 25 Ω
Schalenkerne (Schaltstufen)	Siferrit 1100 N 22; AL 250
Zf-Filter (Empfänger)	Ausbau aus Mittelwellen-Taschenempf.
Gehäuse (Sender, Empfänger, Schaltstufen)	Reuter

Um das Schiff rückwärts fahren zu lassen, wird Kanal 6 getastet. Relais 6 A zieht an und legt den Antriebsmotor umgepolt an seine Betriebsspannung. Auch in diesem Fall läßt sich die Geschwindigkeit mit P 1 (Kanäle 3/4) stufenlos regeln. Bei Nacht flammt die gesamte Schiffsbeleuchtung auf, wenn zuvor S_{StB} gedrückt wurde. Mit zunehmender Helligkeit wird der Dämmerungsschalter mehr und mehr die Tendenz haben, wieder in seinen stabilen Zustand zurückzukippen, das Licht wird verlöschen. Bei gedrücktem S_{StB} ist gleichzeitig die Radarantenne abgeschaltet, da man sie bei Nacht ohnehin nicht sieht und sie nur unnötigen Strom verbrauchen würde. Ebenfalls wird bei Nacht von Scheinwerfer auf Hupe und umgekehrt geschaltet, wenn nicht zuvor der Dämmerungsschalter mit S_{sh} überbrückt wurde. Mit den Schaltern S_{sh} und S_{sh}, wird gewählt, ob Scheinwerfer und/oder Hupe betätigt werden sollen. Der Scheinwerfer (Bild 1) befindet sich auf der Back des Schiffes und besteht aus einer 3,5-V-Lampe mit E-5,5-Sockel, die in einen kleinen Hohlspiegel aus poliertem Al-Blech geschraubt ist. Mit diesem Scheinwerfer kann ein Schilfgürtel am Ufer bei Nacht noch aus 25 m Entfernung deutlich angeleuchtet werden.

Die Hupe wurde aus einem 180-Hz-Generator mit nachgeschaltetem 4-W-Verstärker aufgebaut, dessen Lautsprecher unter dem wassergeschützten Vordeck befestigt ist. Diese Art von Hupe war die einzige Möglichkeit, einen echten und vorbildgetreuen Ton zu erzielen, denn im Handel erhältliche Fahrradhupen u. a. haben alles andere als einen richtigen Schiffstyphonklang.

Die mit den Relais 5 A und 6 A in Serie liegenden Dioden 1N4001 verhindern ein gleichzeitiges Erregen beider Relaisspulen bei Tastung einer der beiden Kanäle. Sämtliche Relais – mit Ausnahme der Schaltstufenrelais – sind hochohmige Reed-Relais mit 600 Ω Spulenwiderstand, damit der Stromverbrauch in vertretbaren Grenzen bleibt.

Sollte eine Windbö das Schiff einmal mehr als 50° krängen, was schon mehrmals der Fall war, so verschließen vier kleine Elektromagneten die Ladeluke, die gleichzeitig als Revisionsöffnung dient, und hindern sie am Aufschwimmen. Treibt ein harter Gegenstand im Wasser und das Schiff fährt dagegen, so daß ein Loch in die Bordwand geschlagen wird, so spricht ein Schaltverstärker mit hochohmigem Eingang an, der sofort den Antriebsmotor auf „volle Fahrt" (Überbrückung von P 1) und einen mit 1 kHz modulierten 10-mW-Sender anschaltet. Dieser Sender hat eigentlich eine etwas höhere Ausgangsleistung, die aber durch die schlechten Abstrahlungsbedingungen bis auf etwa 10 mW reduziert werden (Bild 6), da die Antenne unter Deck angebracht ist. Die Leistung reicht jedoch bei weitem aus, um eine Distanz von 50...60 m zu überbrücken. Da man das Schiff ohnehin selten außerhalb der Sichtweite fahren läßt, ist die zuverlässige Warnung bei Wassereinbruch gewährleistet.

Der Empfänger, die Schaltstufen und der „Notsender" sowie die elektromagnetischen Lukenverschlüsse werden von Spannungswächtern auf Ersatzbatterien (4 Mignonzellen) umgeschaltet, wenn die Kapazität der ihnen zugeordneten Stromquellen nicht mehr für einen einwandfreien Betrieb ausreicht. Die Rudermaschinen arbeiten in diesem Fall mit 6 V Betriebsspannung, was jedoch nicht schädlich ist, denn sie laufen nur kurzzeitig. Als weiterer rein optischer Gag ist eine kleine Kreiselpumpe gedacht, die das Wasser unterhalt der Wasserlinie ansaugt und in Höhe des Deckshauses als „Kühlwasser" wieder außenbords pumpt. Die Pumpe (KP) wird von drei parallelgeschalteten 2-V-Akkumulatoren von je 0,7 A/h angetrieben, die für einen vierstündigen Betrieb ausreichen.

Die Dimensionierung der Stromquellen ist so ausgelegt, daß mit reinem Fahrbetrieb (ohne zusätzliche Effekte) eine Fahrzeit von dreieinhalb Stunden erzielt werden kann. Bei eingeschalteter Schiffsbeleuchtung oder eingeschaltetem Dampfentwickler (Bild 5) reduziert sich die Fahrzeit jedoch auf zwei Stunden.

Ob bei Tage oder bei Nacht gefahren wird, das Aussehen und das Fahrverhalten des Schiffes wirken so echt, daß man glauben möchte, einen echten Fischdampfer vor sich zu haben.

Dr. Götz Corinth

Ein vielseitiges Mischpult mit integrierten Schaltungen

3. Teil

Die ersten beiden Teile dieses Beitrages erschienen in den Heften 10 und 11/1974. Beschrieben wurden dort die Gesamtschaltung und die Teilschaltungen der einzelnen Baugruppen.

Eingebaute Speiseschaltungen für Kondensatormikrofone

Moderne Kondensatormikrofone benötigen zum Betrieb keine schweren Batteriekoffer mit Akkumulatoren, Anodenbatterien und dicken vieladrigen Speisekabeln mehr, sondern beziehen ihre Speisespannung aus dem nachfolgenden Verstärker über die normale zweipolige Mikrofonleitung. Sehr gebräuchlich ist hierzu die Tonaderspeisung nach DIN 45 595, dabei wird eine Spannung von 12 V über zwei Widerstände von je 180 Ω an die beiden Tonadern gelegt *(Bild 21)*. Diese Gleichspannung hält ein Koppelkondensator vom nachfolgenden Verstärker fern.

Beim ausgeführten Mischpult sind die Eingänge 3 und 4 nach obiger Norm ausgelegt. Die Spannung von 12 V wird aus der Mischpultspeisespannung abgezweigt und nach Siebung in einem RC-Glied über einen Kippschalter dem betreffenden Eingang zugeführt.

Zusätzlich sollten beim Mustergerät auch zwei Mikrofone MKH 110 (Sennheiser) anschließbar sein. Diese haben ein anderes System. Hierbei ist der Nf-Ausgang asymmetrisch und zur Speisung müssen an dem Stift Nr. 3 + 8 V anliegen. Außerdem erscheint am Stift Nr. 1 (Modulationsausgang des Mikrofons) eine Gleichspannung von +3 V.

Die im Mischpult verwendete Schaltung *(Bild 22)* gestattet, an die Eingänge 1 und 2 diese Spezialmikrofone bei Bedarf anstelle von Tauchspulmikrofonen anzuschließen. Die Umschaltung erfolgt mit Kippschaltern. Die Bauelemente für die vier Speiseeinheiten sitzen auf einer geätzten Platine an der Innenseite der Anschlußplatte.

Allgemeines zum Aufbau

Es soll hier keine Bauanleitung im Sinne eines sklavisch zu befolgenden Kochrezeptes gegeben werden, welche auch für alle mechanischen Bauteile genaue Werkstattzeichnungen enthält. Die *Bilder 23* bis *25* sollen nur Vorschläge sein, wie man es machen könnte. Oft hängt – speziell bei gedrängtem Aufbau – die Konstruktion sehr von den zur Verfügung stehenden Einzelteilen ab.

Einige allgemeine Gesichtspunkte sollen hier aber noch erwähnt werden. Sehr wesentlich für das einwandfreie Funktionieren ist die richtige „Nullung" der einzelnen Baugruppen; also die Ausgestaltung der auf Nullpotential liegenden Verbindungen. Einige einfache Überlegungen können viele Schwierigkeiten mit Brummstörungen und Instabilitäten vermeiden.

Ein Grundgedanke dabei ist, daß möglichst keine gemeinsamen Leitungen im Eingangs- und Ausgangskreis von hochverstärkenden Elementen liegen sollen. Läßt sich das nicht vermeiden, so muß man durch kurze Verbindungen und großen Querschnitt dafür sorgen, daß die Spannungsabfälle in den gemeinsam durchströmten Leitungen möglichst gering bleiben.

Im Mustergerät sind die 0-V-Leitungen jedes integrierten Verstärkers völlig getrennt auf den Platinen aufka-

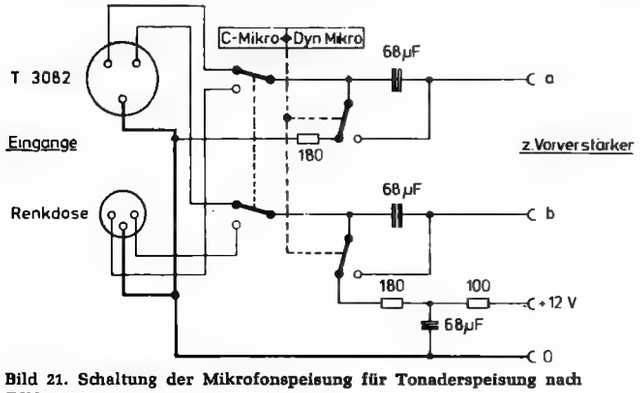


Bild 21. Schaltung der Mikrofonspeisung für Tonaderspeisung nach DIN 45 595

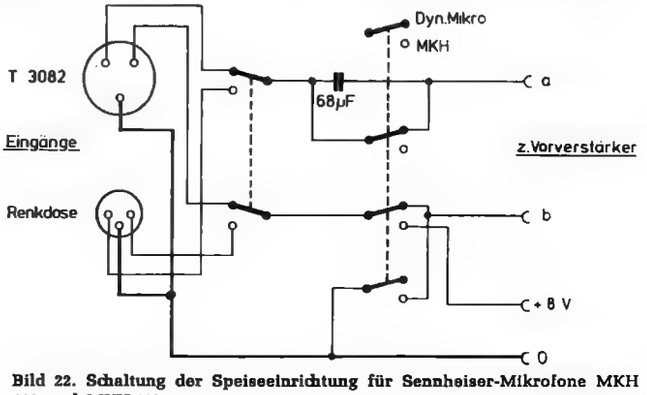


Bild 22. Schaltung der Speiseeinrichtung für Sennheiser-Mikrofone MKH 110 und MKH 110-1

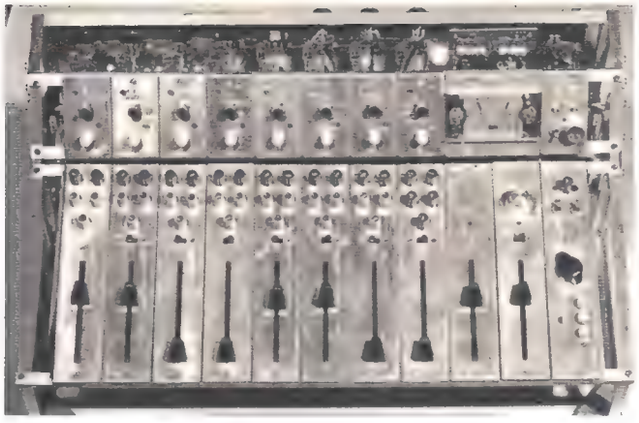


Bild 23. Ansicht des Mischpultes von der Vorderseite bei abgenommenen Abdeckungen. Man erkennt von links nach rechts die acht Kanalverstärkereinheiten mit Kanalregler, Zuordnungsschalter, Panoramapotentiometer, Entzerrer und Präsenzfilter. Feld 9 und 10 enthalten die beiden Summeneinheiten mit Summenregler und Zuordnungsschalter sowie Abhörlautstärkeregler. Feld 11 enthält den Monoverstärker mit Regler sowie die Abhör- und Durchsageschaltung. Die obere Reihe der Einsätze besteht aus (v. l. n. r.) acht Eingangsabschwächern mit Stufenschalter und Feinregler, über den Summeneinheiten sitzen die beiden Aussteuerungsmesser. In das Feld 11 sind das Durchsagemikrofon und die Einstellglieder für die Aussteuerungsmesser eingebaut

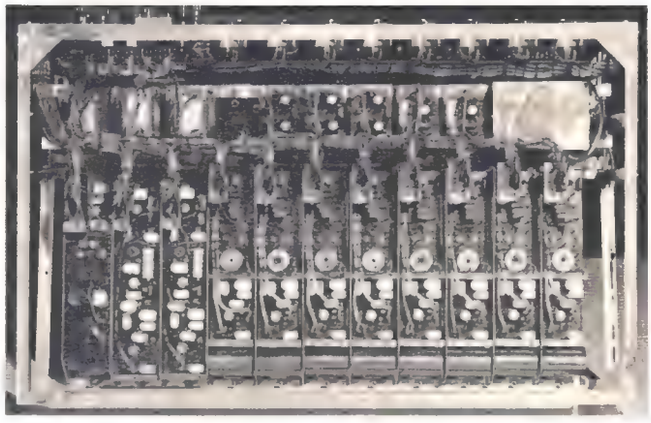


Bild 24. Innenansicht des Mischpultes. Man erkennt die acht Kanalverstärkereinheiten und links davon die beiden Summenverstärkereinsätze. Ganz links die Durchsage- und Abhöreinheit. Darüber die drei Leitungsausgangsübertrager, daneben der Zentralnullpunkt, dann die Platinen mit den stabilisierten Stromversorgungseinheiten und rechts davon das Gehäuse des Eichoszillators

schiert und über die Mehrfachsteckverbindungen auch getrennt weitergeführt. Sie treffen sich erst auf einer Scheibe aus Kupferblech, die am Rande axiale Bohrungen hat. In diese sind auch sämtliche Null-Leitungen eingelötet, die zu den Bedienungsorganen, Stabilisierungseinheiten und den auf der Anschlußplatte montierten Buchsen und Klemmen führen. Dabei ist es sehr wichtig, darauf zu achten, daß nirgends eine Verbindung zwischen einer Null-Leitung und dem Gerätechassis, der „Masse" entsteht. Diese Verbindung wird nur an einer einzigen Stelle durch eine auftrennbare Klemmlasche durchgeführt. So können Erdschleifen sicher vermieden werden.

Für die angeschlossenen Tonspannungsquellen und -verbraucher erleichtert sich durch die konsequent durchgeführte galvanische Trennung mit Transformatorkopplung das Erdungs- und Nullungsproblem ganz außerordentlich, da über die Tonadern keine Erdschleifen mehr entstehen können.

Die Verdrahtung ist zum größten Teil als Kabelbaum ausgeführt.

Inbetriebnahme und erstmalige Einstellungen

Es empfiehlt sich, die Einheiten in ausgebautem Zustand vorzuprüfen und die Grundeinstellungen von Endstufenruheströmen und Verstärkungsfaktoren vorzunehmen. Dabei ist ein auf die jeweiligen Vielfachsteckleisten passendes Gegenstück mit einer Reihe von Kabeln und Steckern eine gute Hilfe. Alle mit der IS TAA 300 bestückten Verstärker werden auf einen Ruhestrom von 9 mA abgeglichen. Die Pegelwerte, auf welche die Verstärkungsfaktoren einzustellen sind, können aus dem Blockschaltbild entnommen werden. Bitte dabei die betriebsmäßig vorhandenen Belastungen nachbilden! – Dies gilt ganz besonders für die Panoramapotentiometer.

Für die Justierung der beiden Aussteuerungsmesser fertigt man sich eine kleine Eichleitung mit 5-dB und 10-dB-Stufen aus Festwiderständen an, die durch Drucktasten rasch eingeschaltet werden können. Die beiden Meßverstärker werden eingangsseitig miteinander verbunden. Mit den Einstellpotentiometern ist nun eine möglichst günstige Logarithmierungskennlinie einzustellen, dazu ist etwas Geduld nötig, da sich die Einstellungen innerhalb eines Kanals etwas beeinflussen. Größere störende Differenzen des dynamischen Verhaltens können durch Austausch der entsprechenden Kondensatoren korrigiert werden.

Die Platinen mit den Stabilisierungseinheiten werden ebenfalls am besten im ausgebauten Zustand geprüft und vorabgeglichen. Dabei ist besonders auf die Funktion der Strombegrenzung zu achten.

Den Pegel-Eichgenerator stellt man am einfachsten mit einem Digitalzähler auf die Sollfrequenz von 1000 Hz ein. Die Filterstufe sollte auf Klirrfaktorminimum der Ausgangsspannung justiert werden.

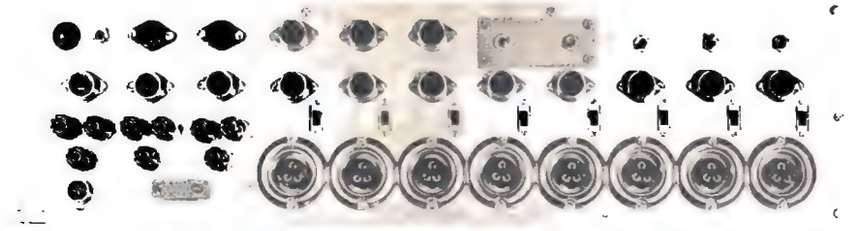


Bild 25. Ansicht des Anschlußfeldes auf der Rückseite (Verkleidung entfernt). Man sieht rechts die großen Tuchel- und kleineren Renkdosen mit den dazwischenliegenden Umschaltern für die acht Eingänge, darüber die Kippschalter für die Kondensatormikrofonspeisespannungen der Eingänge 1...4. Links sitzen die drei Renkdosen für die drei 6-dB- und die Polklemmen für die 15-dB-Ausgänge; darüber die Buchsen für den Kontrollkopfhörer, der Hauptschalter und die Sicherungen. Die Mehrfach-Buchsenleiste links unten trägt die Solisten- und Knotenpunktausgänge. Neben den Kopfhörerbuchsen befinden sich zwei Renkdosen für Tonband-Wiedergabe

Im Mustergerät verwendete Spezialteile

8 Eingangsübertrager Modell T 132 d; Ü = 1:2,5,
3 Leitungsausgangsübertrager Modell ST 2724,
3 Symmetrieübertrager Modell T 023 (alle hergestellt von Haufe, Usingen/Taunus),
16 keramische Kleinpotentiometer Modell 61 H, 25 kΩ, neg. log., (Hoch-Tief-Entzerrer in den Vorverstärkern),
8 keramische Kleinpotentiometer Modell 61 H, 5 kΩ, neg. log., (Präsenzeinsteller in den Vorverstärkern),
8 keramische Kleinpotentiometer Modell 61 H, 25 kΩ, linear, (Panoramapotentiometer in den Vorverstärkern),
1 Tandempotentiometer Typ 66-W-Tandem, 10 kΩ, pos. log., (Abhörlautstärkeeinsteller),
2 keramische Kleinpotentiometer Typ 61 H, 10 kΩ (Einsteller für Aussteuerungsmesser), alle hergestellt von CRL-Elektronik-Bauelemente GmbH. (Dralowid-Werk Porz/Köln),
1 magnetisches Miniaturmikrofon Typ MM 21 von Sennheiser-Elektronik, Bissendorf/Hannover.

Werner Scholz

Steckfeld und Netzschalttafel für das Heimstudio 1. Teil

Das beschriebene Steckfeld ist für diejenigen Tonbandamateure von Nutzen, die ihre Tonbandgeräte nicht nur zum Konservieren fertiger Produkte von Rundfunk, Schallplatte usw. betreiben, sondern die versuchen, darüber hinaus mit ihren Geräten selbst schöpferisch zu arbeiten.

Wer in seinem Heimstudio selbst Aufnahmen macht und diese dann weiterbearbeiten muß, z. B. Umkopieren, Filtern, Verhallen, Mischen usw., kennt das Problem der vielen Kabel und des unübersichtlichen Aufbaus der Geräte. Weil es mal hier und mal da brummt, knackt oder gar unterbricht, muß der Lötkolben dauernd warm sein. Ein Steckfeld schafft Übersicht, gestattet schnelles, sicheres und einfaches Arbeiten und hilft, derartige Schwierigkeiten zu vermeiden.

Das Steckfeld wird ergänzt durch eine Netzschalttafel, von der alle Heimstudiogeräte zentral über einen Hauptschalter, eine automatische Sicherung und mehrere Einzelschalter mit Netzspannung versorgt werden. Die Größe der Netzspannung wird von einem eingebauten Instrument angezeigt. Etwaige überlagerte Hf-Störimpulse werden mit einem Funk-Entstörgerät gedämpft.

Bild 1 zeigt das Steckfeld (links) und die Netzschalttafel, die beide an einer Wand montiert sind.

Das Steckfeld

Das Prinzip des beschriebenen Steckfeldes ist es, alle Ein- und Ausgänge der wichtigsten Geräte des Heimstudios an gleichartigen und einheitlich beschalteten Buchsen auf einer größeren Tafel zusammenzufassen. Alle Buchsen sind auf der Frontplatte beschriftet. Ein sogenanntes Blindschaltbild verdeutlicht außerdem die Zuordnung Buchse–Gerät *(Bild 2)*.

Daraus ergeben sich folgende Vorteile:

1. Für das Zusammenschalten der Geräte benötigt man nur noch eine Art von Tonleitungen und kann auf Spezialleitungen und Adapter verzichten.
2. Diese Tonleitungen können kurz sein; das wiederum erhöht die Übersicht und verringert die Gefahr der Einstreuung von Störspannungen.
3. Bei Bedarf ist der linke und rechte Kanal von Stereogeräten getrennt zugänglich.
4. Die Erdverhältnisse sind einheitlich und eindeutig.
5. Die Überprüfung oder Messung der einzelnen Geräte ist sehr schnell und sicher möglich. Der eingebaute Pegeltongenerator und der Stereo-Aussteuerungsmesser (in der Netzschalttafel) sind hierfür wertvolle Hilfsmittel.
6. Stereo-Abhörverstärker und Stereo-Aussteuerungsmesser lassen sich mit Drucktasten (S 1) auf die wichtigsten Geräteausgänge schalten und erlauben so auch eine echte Hinterbandkontrolle bei Tonbandgeräten mit getrennten Aufnahme- und Wiedergabewegen.
   Ein Mono-Abhörverstärker kann mit einem Stufenschalter auf den Ausgang von S 1 oder auf zusätzliche Tonquellen geschaltet werden.
7. Da über das Steckfeld alle Ein- und Ausgänge der Geräte bequem zugänglich sind, lassen sie sich in Schrankwänden, Regalen o. ä. stationär unterbringen. Besonders empfehlenswert ist es, Tonbandgeräte versenkt einzubauen, wie dies in Bild 1 zu sehen ist. Die Arbeit mit den Geräten, vor allem das Schneiden und Kleben von Tonbändern, wird dadurch wesentlich erleichtert.

Auf dem Steckfeld sind Anschlüsse für folgende Geräte vorgesehen:

1. Externe Geräte

3 Tonbandgeräte,
1 Tuner,
1 Plattenspieler,
1 Stereoverstärker,
1 Monoverstärker,
1 Fernsehempfänger,
1 Telefon mit Saugadapter,
1 elektronisch stabilisiertes Netzgerät 24 V/1 A.

Innerhalb des Steckfeldes befindet sich eine Reihe aktiver und passiver Einheiten:

2. Interne Geräte

Aktive Einheiten

1 Pegeltongenerator mit drei Festfrequenzen,
1 Mischverstärker (stereo-mono),
1 2-Kanal-Trennverstärker (Impedanzwandler).

Passive Einheiten und Vorrichtungen

1 Stereopotentiometer als Dämpfungseinsteller,
2 Ton-Parallelfelder,
2 Stereo-Ringleitungen,
1 Halbwelleneinheit,
1 Phasendreheinheit,
1 24-V-Parallelfeld,

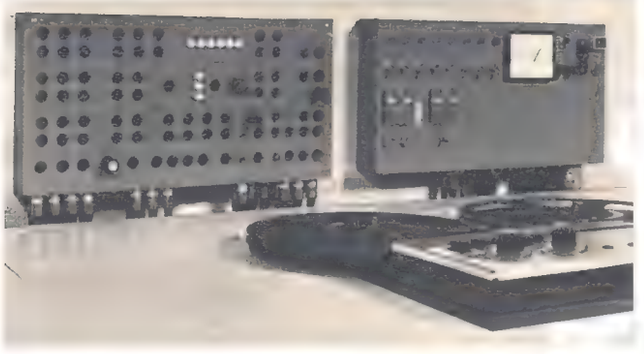


Bild 1. Ansicht der fertigen Mustergeräte; links das Steckfeld, rechts die Netzschalttafel

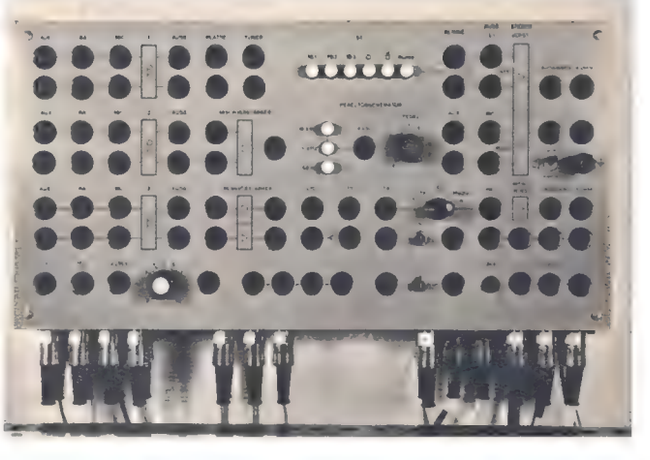
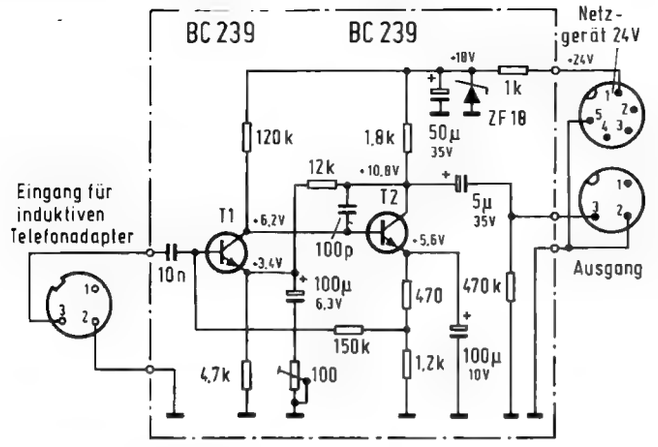


Bild 2. ▶ Vorderansicht des Steckfeldes



▲ Bild 3. Schaltung des Telefonverstärkers

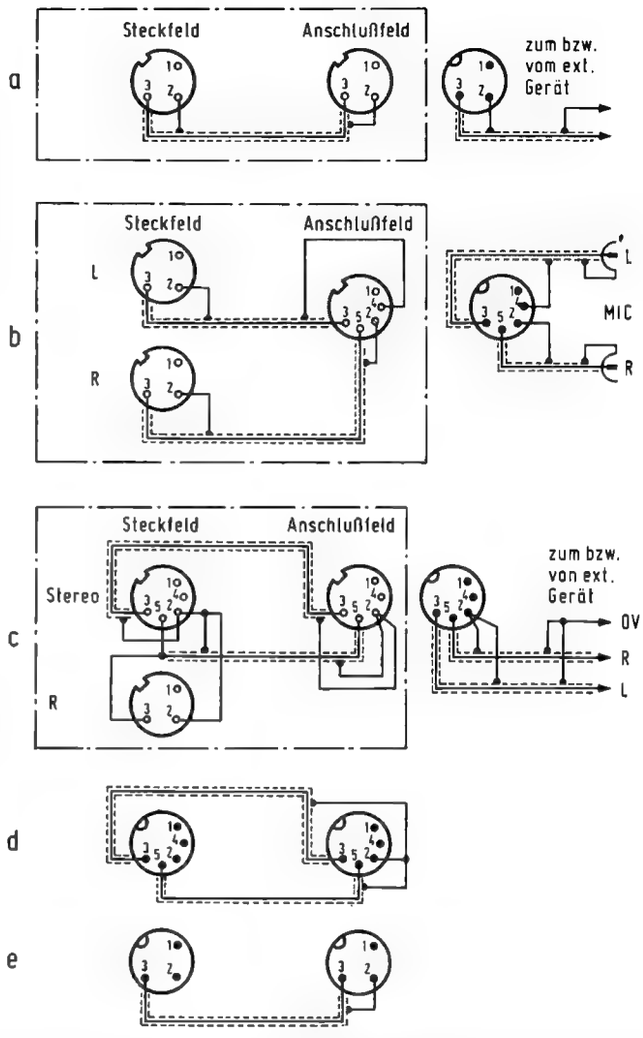


Bild 5. ▶ Verdrahtung der Steckverbindungen. a = Mono-Wege; b = Mikrofoneingänge der Tonbandgeräte; c = Stereo-Wege; d = Stereo-Tonleitungen; e = Mono-Tonleitungen

1 Stereo-Abhörwahlschalter (S 1),
1 Mono-Abhörwahlschalter,
1 Fernbedienung für Lautsprecher-Umschaltrelais Mono-Stereo-Betrieb.

Externe Geräte

Wie Bild 2 erkennen läßt, befinden sich an der schmalen Unterseite des Steckfeldes in zwei Reihen alle Buchsen zum Anschluß der externen Geräte. Diese beiden Buchsenreihen werden im folgenden mit „Anschlußfeld" bezeichnet, während unter „Steckfeld" die Buchsen auf der Frontplatte zu verstehen sind.

Die Buchsen der einzelnen Geräte sind so angeordnet, daß alle Eingänge links und alle Ausgänge rechts von den im Blindschaltbild verwendeten Gerätesymbolen liegen (Bild 2). An den jeweils oberen Buchsen sind beide Kanäle der Stereogeräte zugänglich, an den unteren Buchsen nur der rechte Kanal. Die durchgezogenen schwarzen Linien zwischen zwei oder mehreren Buchsen bedeuten lediglich bei den Parallelfeldern eine direkte elektrische Verbindung. Bei den Tonbandgeräten und Verstärkern weisen sie nur auf die Zuordnung zum Gerät hin. Bei manchen Geräten, etwa beim Plattenspieler und Tuner, sind die Gerätesymbole auf der Frontplatte aus Platzgründen weggelassen.

An den Buchsen *Platte* liegen die Ausgänge eines dreistufigen Stereo-Entzerrervorverstärkers. Dieser befindet sich in dem zum Abhören verwendeten Stereoverstärker Kenwood KA-4000. Damit die niederohmigen Ausgänge des Entzerrervorverstärkers von außen zugänglich werden, sind die in der Originalschaltung vor der *Tape*-Buchse liegenden Spannungsteiler entfernt worden.

Die Bezeichnungen *Tape* und *Mode* im Blindschaltbild des Stereoverstär-

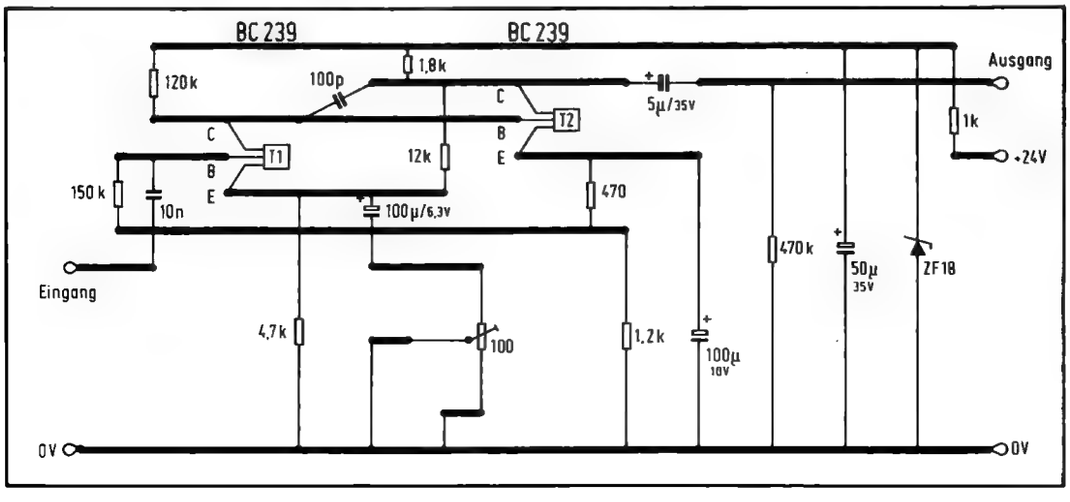


Bild 4. Verdrahtungsplan der Veroboard-Platine für den Telefonverstärker

kers besagen, auf welcher Stellung der Betriebsartenschalter am KA-4000 zu stehen hat, um den gewünschten Eingang abzuhören.

Der Ausgang des Fernsehempfängers (TV) muß unter allen Umständen vom Steckfeld galvanisch getrennt sein. Dies geschieht zweckmäßig durch einen Trennübertrager mit genügend hoher Überschlagsfestigkeit. Solche Übertrager sind u. a. als Tonbandadapter (z. B. Grundig 481) auf kleinen Platinen mit Trennkondensatoren, Spannungsteiler und Diodenbuchse betriebsfertig im Handel erhältlich. Sie sind hochspannungsgeprüft und werden primär meist am Ratiodetektor angeschlossen. [1])

An manchen Fernsehempfängern befinden sich auch Ausgänge für Zweitlautsprecher, die mit Ausgangsübertragern galvanisch vom Gerät getrennt sind. Im Zweifelsfall hilft eine Anfrage beim Kundendienst der Herstellerfirma.

An der Buchse *Tel* liegt der Ausgang des Telefonvorverstärkers *(Bild 3)*. Die Schaltung ist gegenüber dem Original-Mikrofonverstärker [2]) so geändert, daß die Verstärkung von rd. 40...60 dB einstellbar ist. Durch die dazu notwendige Verringerung der Gegenkopplung werden die Übertragungsdaten mit zunehmender Verstärkung schlechter, sie sind aber für den geforderten Zweck ausreichend.

Wird ein handelsüblicher induktiver Telefonadapter mit Saugnapf verwendet, reicht eine Verstärkung des Vorverstärkers von rund 50 dB aus, um über den Monoverstärker etwa die gleiche Lautstärke wie bei den anderen Tonquellen zu erzeugen.

Die in Bild 3 und in allen weiteren Schaltbildern mit Strichpunktlinien umrahmten Bauelemente befinden sich, wenn nicht anders vermerkt, auf Veroboard-Platinen. *Bild 4* zeigt die Anordnung der Bauelemente auf der Platine des Telefonvorverstärkers.

Die aktiven Einheiten innerhalb des Steckfeldes benötigen eine Betriebsgleichspannung von 24 V. Sie wird von einem elektronisch stabilisierten Netzgerät geliefert, das ebenfalls extern angeschlossen ist. Mit Ausnahme des Pegeltongenerators liegen die aktiven Einheiten ohne zusätzliche Schalter immer an der Betriebsspannung, sobald das Netzgerät eingeschaltet ist.

Da Schaltungen für derartige Netzgeräte weitverbreitet und fertige Geräte leicht zu beschaffen sind, [3]) soll hier auf die Wiedergabe des Schaltbildes verzichtet werden. Der maximal entnehmbare Strom von 1 A gestattet den Anschluß weiterer Transistorgeräte an das 24-V-Parallelfeld.

[1]) Vgl. FUNKSCHAU 1962, Heft 1.
[2]) Valvo-Transistor-Kompendium, Teil III, Niederfrequenz-Verstärker, 1970.
[3]) FUNKSCHAU 1971, Heft 4, Seite 115, und Heft 15, Seite 477.

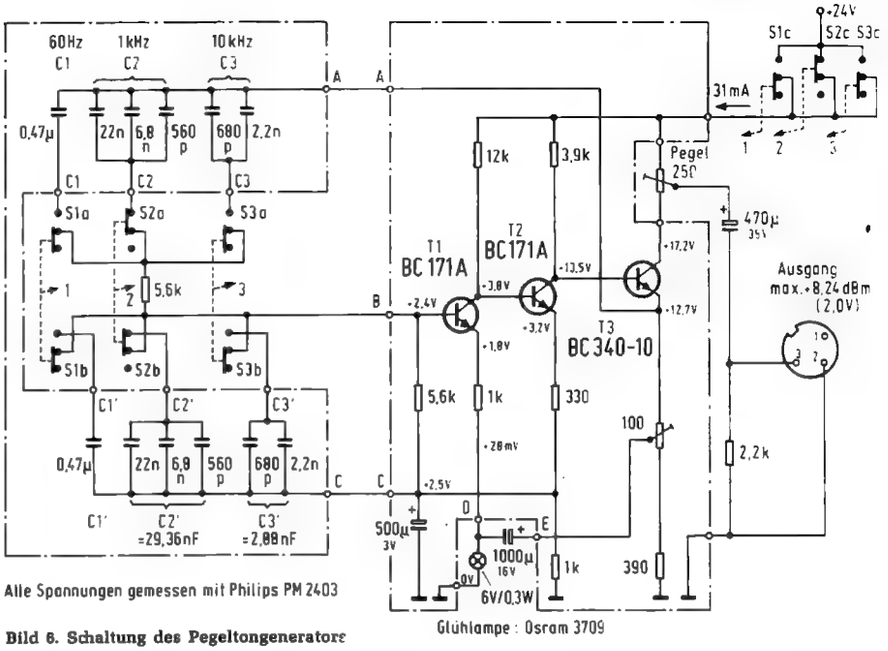


Bild 6. Schaltung des Pegeltongenerators

Für sämtliche Tonanschlüsse auf dem Steckfeld finden 3- und 5polige Phono- und Tonband-Steckverbindungen nach DIN 41 524 Verwendung. Die Lautsprecherausgänge der Verstärker sind zusätzlich noch an Lautsprecher-Steckdosen nach DIN 41 529 geführt.

Diese Steckverbindungen werden zwar professionellen Ansprüchen nicht immer gerecht, sie sind dafür aber relativ preiswert und haben sich durch ihre Zuverlässigkeit im Heimstudio bewährt. Es ist allerdings nachteilig, daß die Stecker – im Gegensatz etwa zu Klinkensteckern – nicht in beliebigem Drehwinkel in die Buchsen eingeführt werden können.

Die Mono-Steckverbindungen sind einheitlich nach *Bild 5 a* beschaltet.

Eine Ausnahme bilden die Mikrofoneingänge bei den Tonbandgeräten. Sie sind nach *Bild 5 b*, alle anderen Stereo-Ein- und Ausgänge nach *Bild 5 c* belegt.

Für die Verbindung der Geräte am Steckfeld kommt man also mit nur einer Sorte von Leitungen aus, nämlich mit Stereoleitungen, deren Adern getrennt abgeschirmt sind und die an beiden Enden 5polige Stecker haben *(Bild 5d)*. Der Schirm sollte jeweils nur in einem der beiden Stecker aufgelegt sein. Wer es ganz sorgfältig machen will, kann diesen Stecker etwa mit einem roten Punkt markieren und immer nur in die *Eingänge* der Geräte stecken. Damit erhält der Schirm stets das 0-V-Potential vom nachfolgenden Gerät, was sich in Bezug auf die Störspannungen günstig auswirkt. Wie weiter unten gezeigt wird, sind die Masseanschlüsse aller Geräte sowieso innerhalb des Steckfeldes elektrisch zusammengeschaltet.

Nicht immer hat man Stereoquellen zu verbinden. Deshalb empfiehlt es sich, auch einige Monoleitungen anzufertigen, die einfacher und billiger sind *(Bild 5 e)*.

Interne Geräte

Aktive Einheiten

Der Pegeltongenerator

Mit dem Pegeltongenerator steht jederzeit eine Tonquelle mit einstellbarer Ausgangsspannung und bekannter Frequenz zur Verfügung. In Verbindung mit dem Aussteuerungsmesser oder einem Transistor- oder Röhrenvoltmeter gestattet er die schnelle Überprüfung eines Gerätes (z. B. Verstärker, Tonbandgerät u. a.) auf Funktion, Frequenzgang und mit Hilfe von Lautsprechern oder Kopfhörern nach dem Gehör auch auf nichtlineare Verzerrungen. Bei Tonbandgeräten mit getrennten Aufnahme- und Wiedergabeköpfen kann man zudem erkennen, ob die Köpfe verschmutzt sind (Höhenabfall) oder ob die Lage der Kopfspalte nicht übereinstimmt (stark schwankender Wiedergabepegel bei 10 kHz oder gar Höhenabfall).

Der Generator läßt sich mit drei Drucktasten auf die Festfrequenzen 60 Hz, 1 kHz oder 10 kHz schalten.

Der Ausgang ist mit einem Ausgangsscheinwiderstand von $<170\ \Omega$ relativ niederohmig. Der Ausgangspegel läßt sich mit einem Potentiometer kontinuierlich bis maximal + 8,24 dBm (2,0 V) einstellen. Die Höhe des maximalen Ausgangspegels ist bewußt auf diesen Wert abgeglichen; denn sie entspricht dem Nennausgangspegel der verwendeten Tonbandgeräte bei Vollaussteuerung und dient deshalb gleichzeitig zum Eichen des Aussteuerungsmessers in der Netzschalttafel. Der Generatoraus-

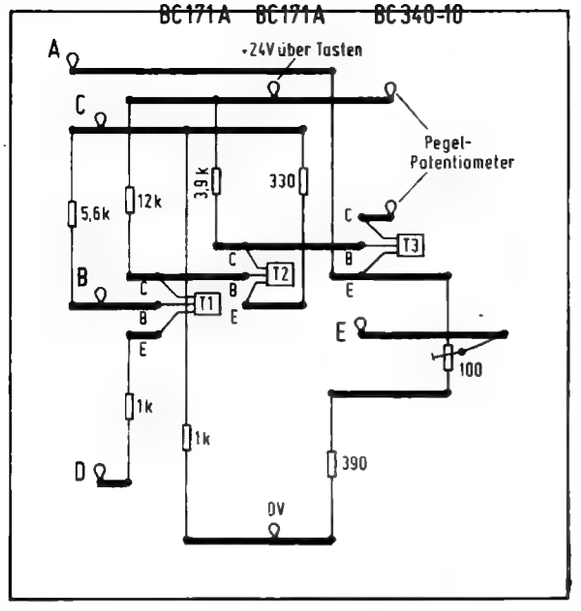
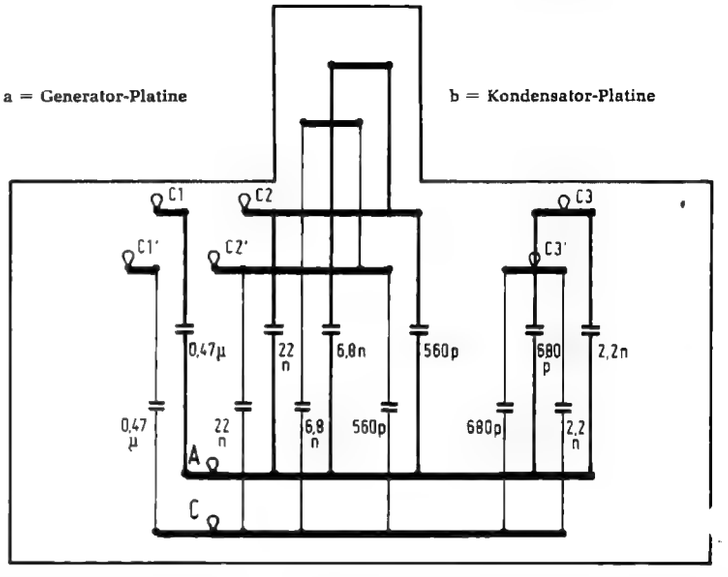


Bild 7. Verdrahtungspläne der Veroboard-Platinen für den Pegeltongenerator



gang wird wiederum mit einem VU-Meter überwacht, das sich ebenfalls in der Netzschalttafel befindet. Es ist mit Vorwiderständen so abgeglichen, daß es bei einem 1-kHz-Pegel von +8,24 dBm 100 % (= 0 VU) anzeigt.

Bei den aktiven Einheiten sind ausschließlich bewährte Industrieschaltungen eingesetzt und nach den speziellen Bedürfnissen abgewandelt.

Die Grundschaltung des Pegeltongenerators *(Bild 6)* ist in der Literatur bereits mehrfach ausführlich beschrieben worden. [4])

[4]) FUNKSCHAU 1963, Heft 18, S. 505 und Schaltbeispiele mit diskreten Halbleiter-Bauelementen, 1972, ITT Intermetall.

Die darin verwendeten Potentiometer zur kontinuierlichen Veränderung der Frequenz sind hier lediglich durch Festwiderstände ersetzt worden und die Kondensatoren entsprechend den gewünschten Festfrequenzen bemessen. Mit dem 100-Ω-Trimmpotentiometer wird der Grad der Gegenkopplung eingestellt.

Aus *Bild 7* ist die Anordnung der Bauelemente auf zwei Veroboard-Platinen zu ersehen. Es empfiehlt sich, die Generator-Platine so zu montieren, daß das 100-Ω-Trimmpotentiometer mit einem Schraubendreher von der Rückseite des Steckfeldes eingestellt werden kann, ohne daß die Rückwand abzunehmen ist. *(Fortsetzung folgt)*

Lutz Bergmann

Ein 10-Kanal-Simultanschalter

Zur Untersuchung von umfangreichen Elektronikschaltungen reicht oft ein Zweistrahloszillograf nicht aus. Der im folgenden beschriebene 10-Kanal-Schalter oder Chopper gestattet die gleichzeitige Darstellung von zehn Signalen auf einem Einstrahloszillografen. Der Einsatz von integrierten Schaltungen der SN-74-Serie und der Verzicht auf einstellbare Abschwächer und auf Potentiometer zur Verschiebung der zehn Nullinien lassen das Gerät klein und preiswert werden.

Zehn Potentiometer zur Verschiebung der Nullinien und zehn einstellbare Abschwächer, im einfachsten Falle auch Potentiometer, sind zusammen nicht nur recht teuer, sondern beanspruchen auch viel Platz. Die Signalspannungen betragen in den meisten Fällen 5 V oder 15 V. Es genügen daher pro Kanal je eine Eingangsbuchse für 5 V und 15 V, eventuell auch für 50 V. *Bild 1* zeigt den Aufbau eines Kanals. Das Eingangssignal wird je nach seiner Höhe an die Buchse b 5 (für 5 V), b 15 oder b 50 gelegt. Der resultierende Eingangsstrom erzeugt an dem relativ niederohmigen Abschlußwiderstand R 1 eine kleine, aber der Eingangsspannung formgleiche Ausgangsspannung. Vorausgesetzt ist, daß der Transistor T 1 gesperrt ist und sich die Diode D 1 bei allen Eingangsspannungen im leitenden Zustand befindet. Für die letzte Bedingung sorgt der Widerstand R 2. Die Summe der durch R 2 und R 3 fließenden Ströme ist auch dann positiv, wenn an b 5 eine Spannung von −5 V liegt. Die Diode D 1 wird stromlos, wenn der Transistor T 1 in die Sättigung gesteuert wird. Damit ist der Signalfluß zum Ausgang A unterbrochen.

Auf diese Weise werden zehn Kanäle zum Ausgang A durchgeschaltet oder von ihm getrennt. Es kommt nun darauf an, daß von den zehn Transistoren T 1 stets neun gesättigt sind, so daß

Zusammenstellung der möglichen Kanalkombinationen

S 1	a	b	c	a	b	b
S 2	a	a	a	b	b	b
		A=0	A=1		A=0	A=1
DCBA				B=0	B=0	B=0
9 1001	−0	9	−0	−0	9	−0
8 1000	−9	−9	0	−9	−9	0
7 0111	−8	7	−8	6	5	6
6 0110	−7	−7	8	5	5	6
5 0101	−6	5	−6	−6	5	−6
4 0100	−5	−5	6	−5	−5	6
3 0011	−4	3	−4	2	1	2
2 0010	−3	−3	4	1	1	2
1 0001	−2	1	−2	−2	1	−2
0 0000	−1	−1	2	−1	−1	2
Dualzahl	Kanalnummern 1 bis 10					

Die Minuszeichen geben die Lage der Null-Linie des jeweiligen Kanals an.

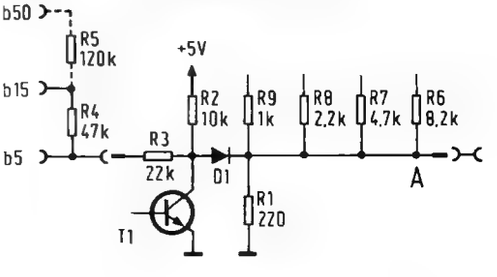


Bild 1. Schaltung eines von 10 Kanälen. Von den Eingangsbuchsen b 5 und b 15 (b 50) bis zur Koppeldiode D 1 sind alle Bauelemente zehnmal vorhanden, die Widerstände rechts der Diode nur einmal

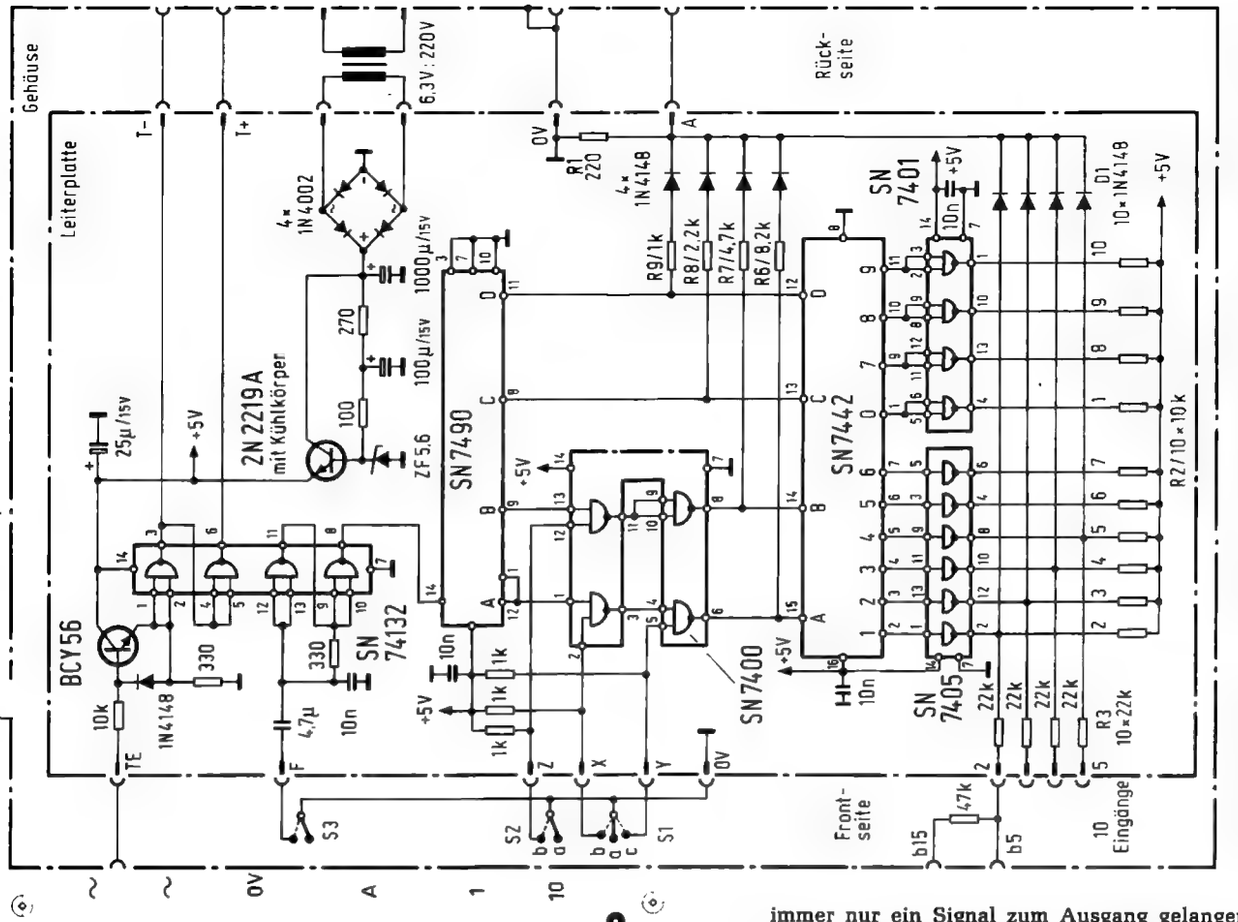


Bild 2. Gesamtschaltung des Gerätes. Aus Platzgründen ist nur der Signalweg 2 vollkommen dargestellt. Die Kanäle 3, 4 und 5 sind angedeutet. Von den übrigen Kanälen ist jeweils nur der Widerstand R 2 eingezeichnet

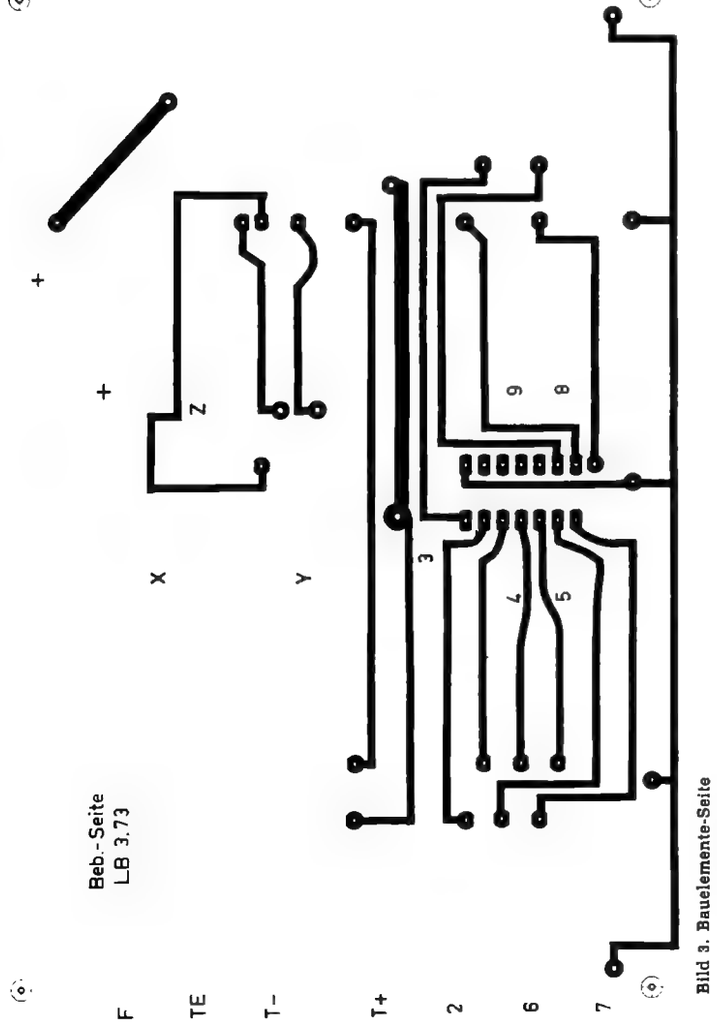


Bild 3. Bauelemente-Seite

immer nur ein Signal zum Ausgang gelangen kann. Um jedem Kanal eine andere Nullinie zu geben, muß dem Ausgang eine zehnstufige treppenförmige Spannung überlagert werden. Dies geschieht, wenn an die Widerstände R 6, R 7, R 8 und R 9 binäre Signale angelegt werden, die der jeweiligen als Dualzahl verschlüsselten Kanalnummer entsprechen. Es ist statt dessen auch möglich, die Widerstände R 2 so zwischen 10 kΩ und 500 Ω abzustufen, daß der Strom von Kanal zu Kanal um 10 % ansteigt. Im Mustergerät wird die erste Methode angewandt.

Die Schalttransistoren T 1 sind keine Einzelhalbleiter. Vielmehr werden, wie *Bild 2* zeigt, ein Sechsfach-Inverter SN 7405 und ein Vierfach-Inverter SN 7401 verwendet. Deren Ausgänge bestehen aus Transistoren mit sogenannten offenen Kollektoren. Die Inverter werden angesteuert von dem BCD-zu-Dezimal-Umsetzer SN 7442. An dessen zehn Ausgängen steht bis auf jeweils einen ein „1"-Signal. Somit sind von den zehn Ausgangstransistoren der Inverter stets neun, wie gefordert, gesättigt. Die Dualzahlen von 0000 = 0 bis 1001 = 9 liefert der Zehnzähler SN 7490 an die Eingänge A, B, C, D des Code-Umsetzers SN 7442. Aus denselben Signalen wird mit Hilfe der Widerstände R 6, R 7, R 8 und R 9 die schon erwähnte Treppenfunktion gewonnen.

In die Signalwege A und B vom Zehner-Zähler zum Codeumsetzer ist das Vierfach-NAND-Glied SN 7400 geschaltet. Hier werden Signale von den Schaltern S 1 und S 2 eingekoppelt. Mit S 1 kann man Kanäle mit geradem oder ungeraden Nummern abschalten, indem die letzte Stelle A entsprechend 2^0 der Dualzahl DCBA fest auf „1" oder „0" gestellt wird. Mit S 2 kann man die Stelle B entsprechend 2^1 auf dem Wert „0" halten. Die *Tabelle* gibt an, welche Kanalkombinationen mit den Schalterstellungen S 1 = a, b, c und S 2 = a, b möglich sind. Man kann zwischen zehn, sechs, fünf und drei Kanälen wählen.

Das Taktsignal für den Zehnzähler kommt von der IS SN 74132. Dieser Baustein besteht aus vier NAND-

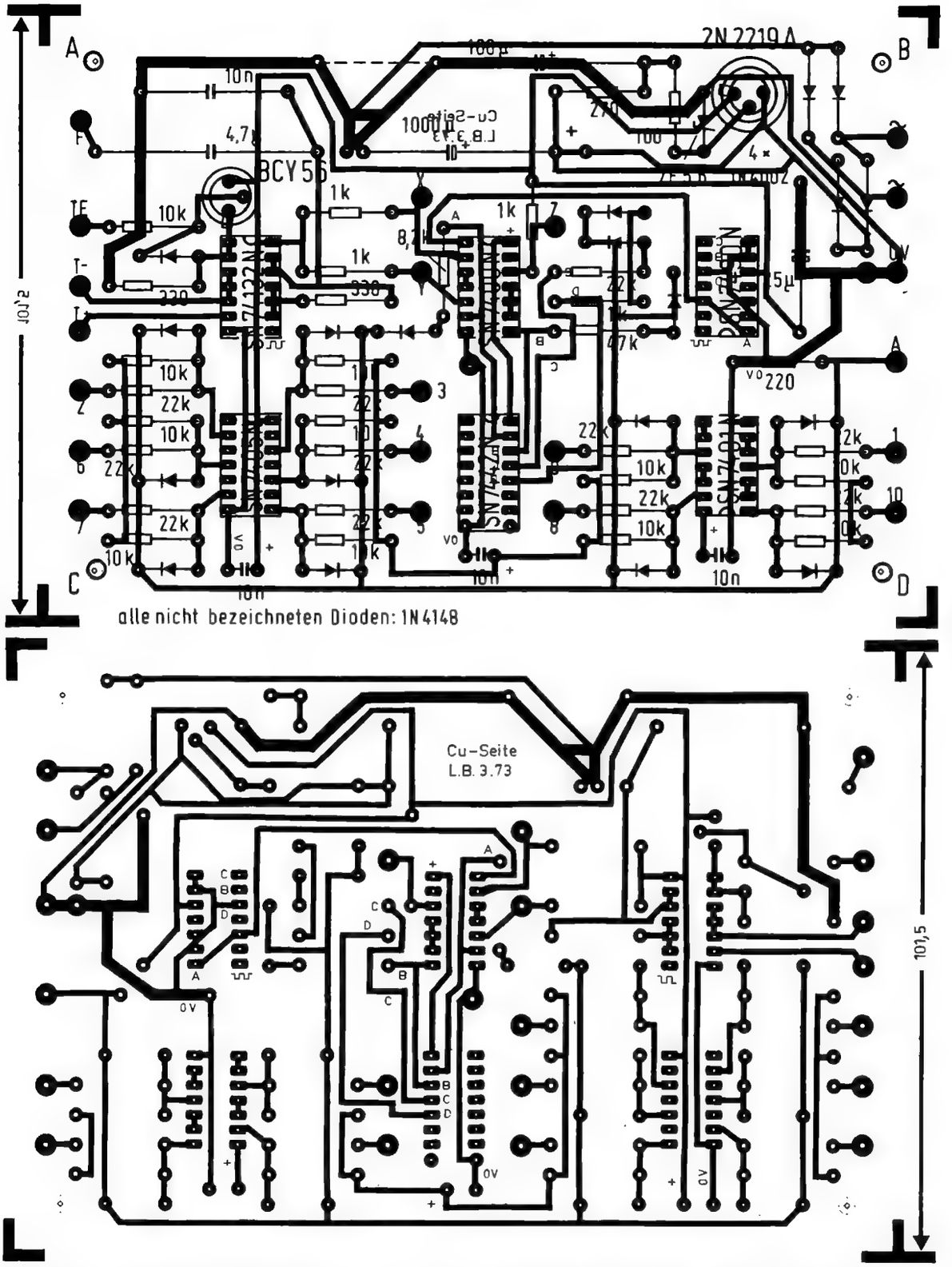


Bild 4. Platine mit Bestückungsplan

Gliedern mit Schmitt-Trigger-Eigenschaften. Ein NAND-Glied ist über einen RC-Tiefpaß rückgekoppelt. Es arbeitet somit als Oszillator. Ein zweites formt das etwas verschliffene Oszillatorsignal zu einer sauberen Rechteckspannung. Die Taktfrequenz kann mit S 3 im Verhältnis 1 : 470 verändert werden. Sollen auf dem Bildschirm hochfrequente Signale dargestellt werden, so ist die niedrige Taktfrequenz sinnvoll. Bei niederfrequenten Signalen ist es umgekehrt.

Die beiden übrigen NAND-Glieder können zur Bildung eines Triggersignals für den Oszillografen benutzt werden. Ein Emitterfolger mit dem Transistor BCY 56 oder einem ähnlichen Typ erhöht den Eingangswiderstand der Triggerschaltung.

Zur Stromversorgung reicht ein kleiner 6,3-V-Heiz- oder Klingeltransformator aus. Bei einem billigen Klingeltrafo mit den aufgedruckten Ausgangswerten 3 V, 5 V, 8 V/1 A ist die Leerlaufspannung so hoch, daß die 5-V-Anzapfung zur Speisung der einfachen Stabilisierschaltung mit dem Transistor 2N 2219A ausreicht. Zur Kühlung des Transistors ist ein Kühlstern erforderlich.

Ein Gehäuse mit den Abmessungen h = 50 mm, b = 220 mm, t = 110 mm bietet ausreichend Platz für die Leiterplatte *(Bild 3)*, den Transformator und alle Schalter und Buchsen. Der Schalter S 3 und die Buchsen für den Oszillografen kommen auf die Rückwand. Die anderen Schalter und Buchsen werden vorn angeordnet.

Fritz Kühne, DL 6 KS

Amateurfunk unterwegs

Viel früher als die Rundfunkhörer den Wunsch hatten, auch auf Reisen, also außerhalb ihrer Wohnungen „Radio zu hören", kamen die Funkamateure auf die Idee, von unterwegs mit ihren Freunden in aller Welt Kontakte aufzunehmen. Die Fieldday-Wettbewerbe (Feldtage) und die Expeditionen in „seltene" Länder, also in solche, in denen es noch keine Amateure gibt, zählen seit Jahrzehnten zu Spezial-Betätigungen der drahtlosen Hobby-Gilde.

Was den Geräteaufwand betrifft, so unterschieden sich jedoch bis vor wenigen Jahren solche KW-Exkursions-Ausrüstungen nur wenig vom Aufbau einer Heimstation. Es war und ist auch heute noch eine Menge Gepäck, das man mitschleppt, nicht nur an Sendern und Empfängern, auch das Benzin-Notstromaggregat wiegt eine Kleinigkeit. Aber von solchen sportlichen Wettbewerben soll hier nicht die Rede sein, sondern von einem Funkverkehr, der mit ähnlich handlichen Geräten auskommt, wie sie heute dem Rundfunkhörer für unterwegs zur Verfügung stehen.

Amateurfunk vom Hotelzimmer aus

Rein theoretisch bestand schon immer die Möglichkeit, mit kleinen selbstgebauten Sendern und Empfängern vom Urlaubsquartier oder aus dem Hotelzimmer mit Gleichgesinnten Ätherkontakte aufzunehmen. Aber erst die modernen Sendeempfänger für Telegrafie und Einseitenband-Sprechfunk (SSB) rückten diese Betriebsart in den Bereich der Möglichkeiten. Mit dem relativ preiswerten 80-m-Sendeempfänger HW 12 *(Bild 1)* ist schon seit rund 10 Jahren recht sicherer Europaverkehr aus dem Hotelzimmer möglich. Das Gerät ist nur 15 cm x 29,4 cm x 24 cm groß, und das zugehörige Netzgerät beansprucht 21,6 cm x 24 cm x 16,2 cm. Beides zusammen paßt in einen bescheidenen Reisekoffer, und als Antenne genügt ein etwa 19 m langer, zum Fenster hinausgeworfener Draht.

Mit dem modernen Gerät Trio TS 900, das fast ausschließlich mit Transistoren bestückt ist, nur noch in der Treiber- und Endstufe Röhren enthält, und über das wir in Heft 9 ausführlich berichtet haben, verfügt man bei etwa gleichen Abmessungen über einen KW-Sendeempfänger für alle KW-Amateurbänder.

Eine Sonderstellung nehmen CW (Telegrafie)-Sendeempfänger ein, weil ihr Aufwand geringer ist und weil man bei Telegrafie mit weitaus niedrigeren Leistungen für sichere Verbindungen auskommt. Ein Beispiel hierfür ist das Gerät HW-7 von Heathkit *(Bild 2)*, das mit seinen Abmessungen von ca. 11 cm x 23,5 cm x 14 cm bestimmt auch noch in ein Handköfferchen paßt. Sein durchstimmbarer Empfangs- und Senderteil erfaßt die Telegrafie-Bereiche des 40-, 20- und 15-m-Bandes, zum Senden kann man auch auf einen Quarz umschalten, und der Input bewegt sich auf den einzelnen Bändern zwischen 2 W und 3 W.

Sprechfunk vom Auto

So richtig begann der Spaß des „Unterwegs-Funks" bei uns etwa im Jahr 1956. Geschickte Amateure bauten kleine AM-Sender in ihre Kraftfahrzeuge und wickelten ihren Funkverkehr vorzugsweise im 80-m-Band ab. Das alles passierte noch im *Röhren-Zeitalter*, und man sah abenteuerliche Konstruktionen. An eine dieser Stationen aus der „Mobilfunk-Steinzeit" erinnert sich der Verfasser immer noch mit Vergnügen, denn sie funktionierte für damalige Begriffe erstaunlich gut. Ihr Konstrukteur benutzte seinen Autoempfänger als ‚Nachsetzer', vor den er einen 80-m-Einröhren-Konverter geschaltet hatte. Der zweistufige Sender mit der Endröhre EL 84 fand im Handschuhfach des VW-Käfers Platz, die Anodenspannung bezog er aus dem Autoempfänger. Der Input der Endstufe lag bei 5 W, weshalb auch die Reichweite recht bescheiden war. Wenn man beim WzW-Verkehr (Wagen zu Wagen) zehn Kilometer schaffte, war man schon recht stolz. In der FUNKSCHAU 1961, Heft 18, Seite 475, beschrieb der Verfasser den Selbstbau eines Allband-Mobilsenders, der für damalige Begriffe als recht fortschrittlich galt. Importierte US-Geräte waren für unsere Verhältnisse unerschwinglich, aber die Amerikaner kochten auch nur mit Wasser, sprich: mit Röhren. Der FUNKSCHAU-Sender enthielt den Geloso-VFO mit nachgeschalteter Endröhre EL 804 nebst Collins-Filter *(Bild 3)*. Die Anodenspannung lieferte ein Transistor-Spannungswandler.

Ein besonderes Problem bildeten die Mobilantennen. Das waren etwa 3 m lange Stangen mit einer in der Mitte angebrachten *Ladespule*. Besuchte man mit seinem solchermaßen verunstalteten Fahrzeug eine Amateurveranstaltung, so gewöhnten sich die Passanten nach einem halben Tag an das seltsame Bild. Wo aber Funkamateure nicht in Massen auftraten, wurden sie häufig mit dem früheren deutschen Kraftfahrergruß bedacht. Die FUNKSCHAU beschrieb 1969 in Heft 3, Seite 68, eine „unsichtbare" 80-m-Antenne, bei der die Landespule in Form eines Flach-Variometers am Fußpunkt saß, und deren etwa 2,5 m lange Rute aus sehr dünnem Material bestand.

Inzwischen vollzog sich gleitend, so etwa ab 1965, der Übergang von AM auf SSB. Der schon erwähnte Sendeempfänger HW-12 trat im 80-m-Mobilfunk seinen Siegeszug an. Sein Input lag bei 150 W, und wenn man noch berücksichtigt, daß bezüglich der Empfangsfeldstärke bei der Gegenstelle gegenüber AM der Faktor 1 : 4 ansetzbar ist, so entsprach ein solcher SSB-Sender einem ½-kW-AM-Sender. Auch mit dem sehr schlechten Wirkungsgrad der Stab-

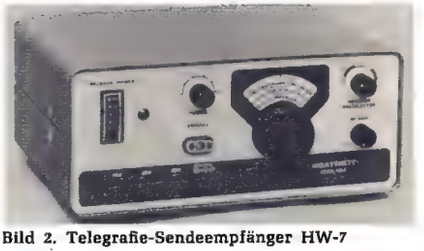


Bild 2. Telegrafie-Sendeempfänger HW-7

◀ Bild 1. Der schon fast historische Sendeempfänger HW-12

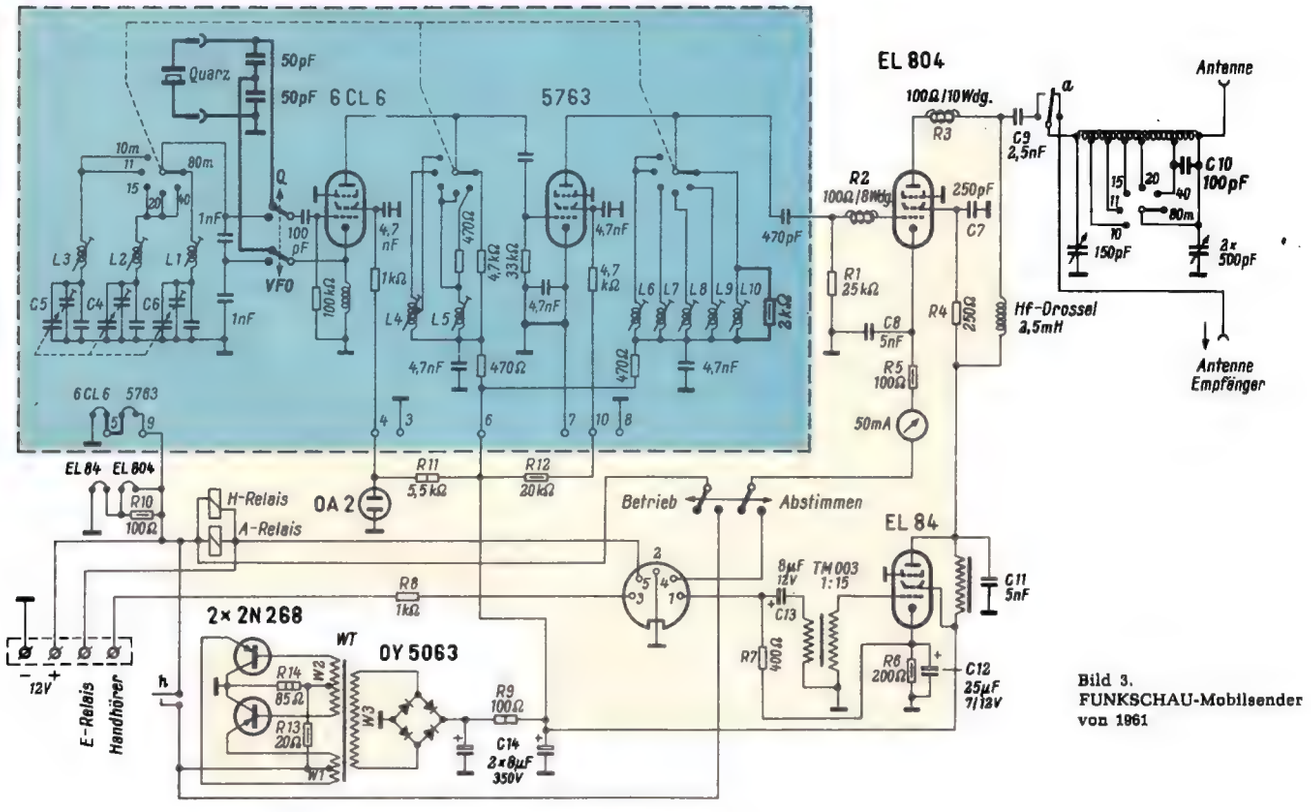


Bild 3. FUNKSCHAU-Mobilsender von 1961

antenne erzielte man beachtliche Reichweiten. WzW-Verkehr war in Deutschland fast immer möglich, wer gar auf 20 m umschaltete, konnte oft vom Wagen aus mit USA-Amateuren in Verbindung treten. Freilich, der Strombedarf eines solchen Geräts war enorm, 20 A aus der 12-V-Fahrzeugbatterie waren eine Selbstverständlichkeit. Vorsorgliche Amateure schalteten eine zweite Batterie parallel, ganz Gescheite schafften sich eine zusätzliche Batterie an, die ein *Funkbatterie-Relais* bei Motor-Stillstand vom Bordnetz trennte. Man konnte nach längerem Funken im Stand wenigstens immer noch den Motor starten.

Ganz allmählich begriffen die OMs, daß der unter Umständen weltweite SSB-Mobilfunk auch nicht der Weisheit letzter Schluß sein kann. Das haargenaue Einstellen auf den Partner ist im fahrenden Wagen eine üble Priemelei und überdies nicht zulässig. Fehlabstimmung bedeutet bei SSB ein Verändern der Tonhöhe und Unverständlichkeit. Sorgsames Nachstimmen im Wagen lenkt vom Verkehr ab, es kann lebensgefährlich werden.

Bild 4. Mobilfunk vom Fahrzeug aus

FM-Mobilfunk auf UKW

So begann etwa 1969 ein langsames „Umsteigen" auf das 2-m-Band. Gefördert wurde es dadurch, daß für den kommerziellen Autofunk dichtere Kanalraster eingeführt wurden und daß man deshalb auf dem Altgerätemarkt sehr billig Geräte bekam, die sich leicht auf das Amateurfunkband umbauen ließen. Sie arbeiteten durchweg mit Frequenzmodulation (FM) und kamen mit einem knapp 50 cm langen Antennenstäbchen (einer „Fahrradspeiche") auf dem Wagendach aus. Da sie mit Transistoren bestückt waren und 5...10 W leisteten, waren sie schon beim WzW-Verkehr dem früheren 80-m-AM-Mobilfunk weit überlegen, sowohl in der Leistung als auch im Strombedarf. Man arbeitet bei WzW auf vereinbarten „Direktfrequenzen", und zwar quarzgesteuert. Ein mühseliges Abstimmen ist also überflüssig, es genügt das Drücken einer „Kanaltaste".

Relaisfunkstellen

Noch bequemer, ergiebiger und vernünftiger wurde dieses Verfahren, als vor rund fünf Jahren Idealisten und Ortsverbände begannen, für diese Be-

Bild 5. Das weit verbreitete 2-m-Mobilfunkgerät IC-2 F

Bild 6. Das Handgerät SR-C 146 A, mit dem man über Relaisstellen mit nur 2 W Weitverkehr abwickeln kann

triebsart Relaisfunkstellen auf Bergen und Hochhäusern aufzustellen, die ankommende Sendungen aufnehmen und auf einer anderen Frequenz wieder abstrahlen. Wegen der hohen Lage ergab sich eine erhebliche Reichweitensteigerung zwischen sendender und empfangender Station oder umgekehrt. Im Umkreis von 100 km kann man heute mühelos von Auto zu Auto sprechen und beispielsweise von unterwegs in Sekundenschnelle Hilfe bei Verkehrsunfällen anfordern. Heute gibt es in der BRD rund 80 Relaisfunkstellen, so daß man vom Fahrzeug aus im ganzen Land zu jeder Zeit mit Funkamateuren sprechen kann. Das funktioniert wie am Telefon. *Bild 4* zeigt den Verfasser beim Sprechen mit einer Gegenstelle. Ein weit verbreitetes Mobilfunkgerät für 2-m-FM ist z. B. das IC-2 F *(Bild 5)*. Natürlich sind für Relaisfunk ebenfalls Quarzkanal-Paare vereinbart, weshalb auch hier jedes „Abstimm-Fummeln" entfällt. Drücken einer Taste oder Drehen an einem Schalter genügt.

Unterwegs-Funk aus der „hohlen Hand"

Das Relaisstellen-Netz hat eine völlig neue Verkehrsart erschlossen. Man kann heute mit einem 2-W-Handfunkgerät *(Bild 6)* fast von jedem Ort aus ein Relais ansprechen und im Umkreis von 100 km Gleichgesinnte erreichen. Besonders aufregend ist das, wenn man beispielsweise von München nach Köln mit der Bahn fährt und sich dann vom Abteil aus über die an der Strecke liegenden Relais mit den benachbarten Amateuren unterhält. Man erinnert sich dann an die prophetischen Worte, die Prof. William Edward Ayrton schon vor der Jahrhundertwende aussprach:

„Einst wird kommen der Tag, wenn wir alle vergessen sind, wenn Kupferdrähte, Guttaperchahüllen und Eisenband nur noch im Museum ruhen, dann wird das Menschenkind, das mit dem Freunde zu sprechen wünscht, und nicht weiß, wo er sich befindet, mit elektrischer Stimme rufen, welche allein jener hört, der das gleichgestimmte elektrische Ohr besitzt. Er wird rufen: Wo bist Du? Und die Antwort wird klingen in sein Ohr: Ich bin in der Tiefe des Bergwerkes, auf dem Gipfel der Anden oder auf dem weiten Ozean. Oder vielleicht wird keine Stimme antworten, und er weiß dann, sein Freund ist tot"

Die meisten Zeitgenossen Ayrtons werden diese Voraussage des Gelehrten wohl als Utopie, wenn nicht sanfte Spinnerei, angesehen haben. Heute ist man schon im Amateurfunk dieser Vision sehr nahe gekommen, und es gibt kaum Zweifel, daß man sie in absehbarer Zeit über Satelliten-Amateurfunk verwirklicht.

Das Autoradio *(Fortsetzung von Seite 524)*

Niederfrequenz

Die Ausgangsleistung eines normalen Autoradios liegt über 4 W bei 10 % Klirrfaktor, nur bei Sparkonzepten gibt man sich mit geringerer Ausgangsleistung zufrieden. 2 W scheinen die minimale Ausgangsleistung zu sein, die notwendig ist, um kurze, laute Passagen noch verzerrungsfrei übertragen zu können.

Unter den vielen Varianten eisenloser Endstufen haben sich zwei Schaltungsprinzipien herauskristallisiert: Komplementäre Endstufe mit PNP-Treiberstufe und komplementäre Endstufe mit NPN-Treiberstufe. Bei dieser Schaltung ist es üblich, einen Bootstrap-Kondensator C zu benutzen, um die Endstufe voll aussteuern zu können *(Bild 7)*.

Bei der Schaltungsvariante mit PNP-Treiber wird der Bootstrap-Kondensator eingespart. Der Nachteil dieser Schaltung: Der Treiberstrom fließt durch die Lautsprecherspule, was bei großen Kabellängen im Auto (Lautsprecher hinten, Empfänger vorne) nachteilig sein kann.

Zukünftige Entwicklungen

Es gibt zwei wesentliche Zielrichtungen für die zukünftige Entwicklung im Autoradiobereich. Die erste Entwicklungsrichtung wird zum Ziel haben, daß das Autoradio mehr Funktionen übernimmt, die der Sicherheit des Fahrers und des Straßenverkehrs dienen. Bereits seit zwei Jahren wird der Verkehrsrundfunk nach dem von Blaupunkt vorgeschlagenen ARI-System mit 57-kHz-Senderkennung im Großversuch praktiziert. Hierfür gibt es Decoder, die dem Fahrer beim Heraussuchen der Verkehrs-Rundfunksendung eine entscheidende Hilfe bieten. Im Augenblick erleben wir die Phase, wo Autoradios entwickelt werden, die dem Fahrer auf Wunsch nur für ihn relevante Verkehrsinformationen übermitteln (Bereichs- und Durchsagekennung bei Verkehrs-Rundfunk-Decodern).

Eine zweite der Sicherheit dienende Aufgabe, die das Autoradio übernehmen kann, betrifft Warnfunktionen bezüglich der Verkehrssicherheit des Kraftfahrzeugs selbst. Die Überwachung der Bremsanlage ist dafür nur ein Beispiel.

Die zweite Entwicklungsrichtung wird die weitere Integration der Autoradioschaltung sein. Wie am Beispiel des Stereo-Decoders schon angedeutet, müssen Empfängerkonzepte und Schaltungsprinzipien gefunden werden, die eine Integration im großen Rahmen erst ermöglichen. Diese Aufgabe kann dazu führen, daß die Digitaltechnik neben der augenblicklich vorherrschenden Analogtechnik im Autoradio Eingang findet.

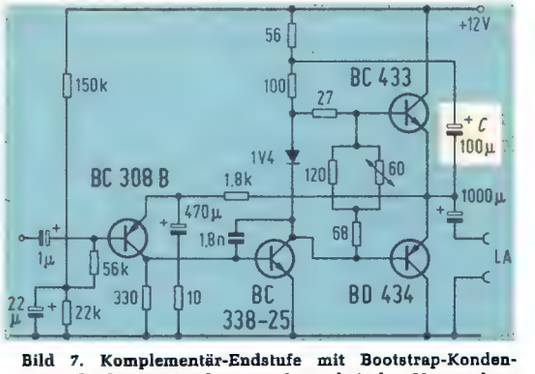


Bild 7. Komplementär-Endstufe mit Bootstrap-Kondensator C. Dieser Kondensator kann bei der Verwendung einer pnp-Treiberstufe eingespart werden

Egon Koch

Ein Allwellenempfänger der Spitzenklasse

Ein Gerät für Profis und passionierte Amateure: Hy-Gain Gallaxy R-1530

Bei den Tonbandgeräten gibt es schon seit geraumer Zeit einige wenige Typen, die die wichtigsten Qualitätsmerkmale professioneller Modelle vereinigen, aber dennoch einigermaßen erschwinglich sind. Der nachstehend beschriebene Allwellenempfänger dürfte das erste Gerät seiner Gattung sein, das bei vertretbarem Preis Profis zufriedenstellt und gleichzeitig ein „Traumempfänger" für den Amateur ist.

Die heutigen Allwellenempfänger mit durchgehendem Wellenbereich von 10 kHz bis 30 MHz sind für kommerzielle und behördliche Nachrichtendienste bestimmt, sie liegen aber im Preis so hoch, daß sie für den Funkamateur und Wellenjäger nicht in Frage kommen. Daneben gibt es noch preiswerte Amateurempfänger mit durchgehendem Wellenbereich von 0,550 bis 30 MHz, die aber hinsichtlich Frequenzablese- und Frequenzeinstellgenauigkeit, Frequenzkonstanz, Spiegelselektion und Kreuzmodulationsfestigkeit anspruchsvollere Kurzwellenhörer kaum befriedigen können.

Der neue Transistor-Allwellenempfänger Hy-Gain Gallaxy R-1530 *(Bild 1)* zählt zur Spitzenklasse, er ist aber zu einem noch halbwegs erschwinglichen Preis erhältlich, da man hier auf die digitale Frequenzanzeige verzichtet hat. Das als Doppelsuper arbeitende Gerät hat einen Frequenzbereich von 10 kHz bis 30 MHz, der in 60, je 500 kHz breite Abstimmbereiche unterteilt ist und der eine Frequenzablesegenauigkeit von 1 kHz garantiert.

Die Schaltung

Preselektor und Balancemischer

Am Antenneneingang mit 50 Ω *(Bild 2)* liegt ein Dämpfungseinsteller, um die Signale von stark einfallenden Stationen abschwächen zu können. Das Tiefpaßfilter verhindert, daß Signale über 30 MHz zum Balancemischer gelangen und Störungen verursachen. Ihm folgt eine geregelte Vorverstärkerstufe mit einem Dual-Gate-Mosfet, bei dem Gate- und Drainkreis induktiv abgestimmt werden. Dieser *Preselektor* verfügt über zehn durchstimmbare Empfangsbereiche, jedoch kann das Eingangssignal in der elften Stellung *Bypass* direkt zum Balancemischer geleitet werden, der mit einem Diodenquartett arbeitet. Die Diodenmischung erlaubt auch noch sehr stark einfallende Signale einwandfrei zu verarbeiten.

Im Gegensatz zu anderen kommerziellen Allwellenempfängern, bei denen die Eingangsspannung von der Antenne über Hoch- und Tiefpaß direkt auf den Balancemodulator gegeben wird, kann man hier schwach einfallende Signale zuvor verstärken, aber auch die gewünschte Empfangsfrequenz schon vor dem Mischprozeß aus dem sonst anstehenden Fremdsignalgemisch herausselektieren (Preselektor). Durch den Breitband-Eingangsübertrager vom Balancemischer wird der Empfangsbereich von 10 kHz bis 30 MHz verarbeitet.

Neu für einen Allwellenempfänger ist die Aufteilung des gesamten Frequenzbandes in 60 Teilbereiche mit je 500 kHz Abstimmbandbreite, wodurch die hohe Einstellgenauigkeit der gewünschten Frequenz erreicht wird. Vom *Phase-Locked-Oszillator* werden für den Mischvorgang und die Empfangsbereichaufteilung 60 Festfrequenzen im Bereich von 42,125 MHz...71,625 MHz im 500-kHz-Rasterabstand dem Balancemischer zugeführt, so daß an seinem Ausgang die erste Zwischenfrequenz von 41,625 MHz bis 42,125 MHz entsteht. Durch die hohe Zwischenfrequenz erreicht man eine große Spiegelselektion und vermeidet unerwünschte Mischprodukte.

Phase-Locked-Oszillator

Der für die Überlagerungsfrequenz maßgebende Hf-Oszillator *(Bild 3)* schwingt im Bereich von 42,125 MHz bis 71,625 MHz, er wird im 500-kHz-Raster von einem quarzgesteuerten 4,875-MHz-Referenzoszillator synchronisiert. Seine Abstimmskala weist jedoch entsprechend den gewünschten Empfangsbereichen Eichmarkierungen von 0 bis 29,5 MHz mit 0,5-MHz-Unterteilungen auf. Für die exakte Einhaltung des 500-kHz-Abstandes der 60 Überlagerungs-Festfrequenzen ist der quarzgesteuerte 1-MHz-Oszillator verantwortlich, dessen Frequenz in der auf ihn folgenden Stufe auf 500 kHz geteilt wird. Dieses Signal gelangt zu einer weiteren Stufe, die den Spektrum-Oszillator im Frequenzbereich 47 MHz...76,5 MHz mit der 500-kHz-Schwingung synchronisiert (47, 47,5, 48, 48,5 MHz usw.). Das Signal des Hf-Oszillators im Frequenzbereich 42,125 MHz...71,625 MHz und das des Spektrumoszillators liegen an der Mischstufe. Wird nun beispielsweise der Hf-Oszillator auf die Frequenz 42,625 MHz (Skaleneichung 0,5 MHz) abgestimmt (Spektrumoszillatorfrequenz 47,5 MHz), so entsteht im Kollektorkreis der Mischstufe eine Zwischenfrequenz von 4,875 MHz, die nach einer Verstärkerstufe zum Phasendetektor gelangt. Man vergleicht sie hier mit der von einem Quarzoszillator gelieferten Referenzfrequenz von 4,875 MHz. Sind beide Frequenzen phasenstarr miteinander verbunden, dann entsteht keine Nachstimmspannung. Tritt aber der Fall ein, daß der Hf-Oszillator nicht genau auf die

Bild 1. Allwellenempfänger Hy-Gain Gallaxy R-1530 (Vertrieb: Hannes Bauer, Bamberg)

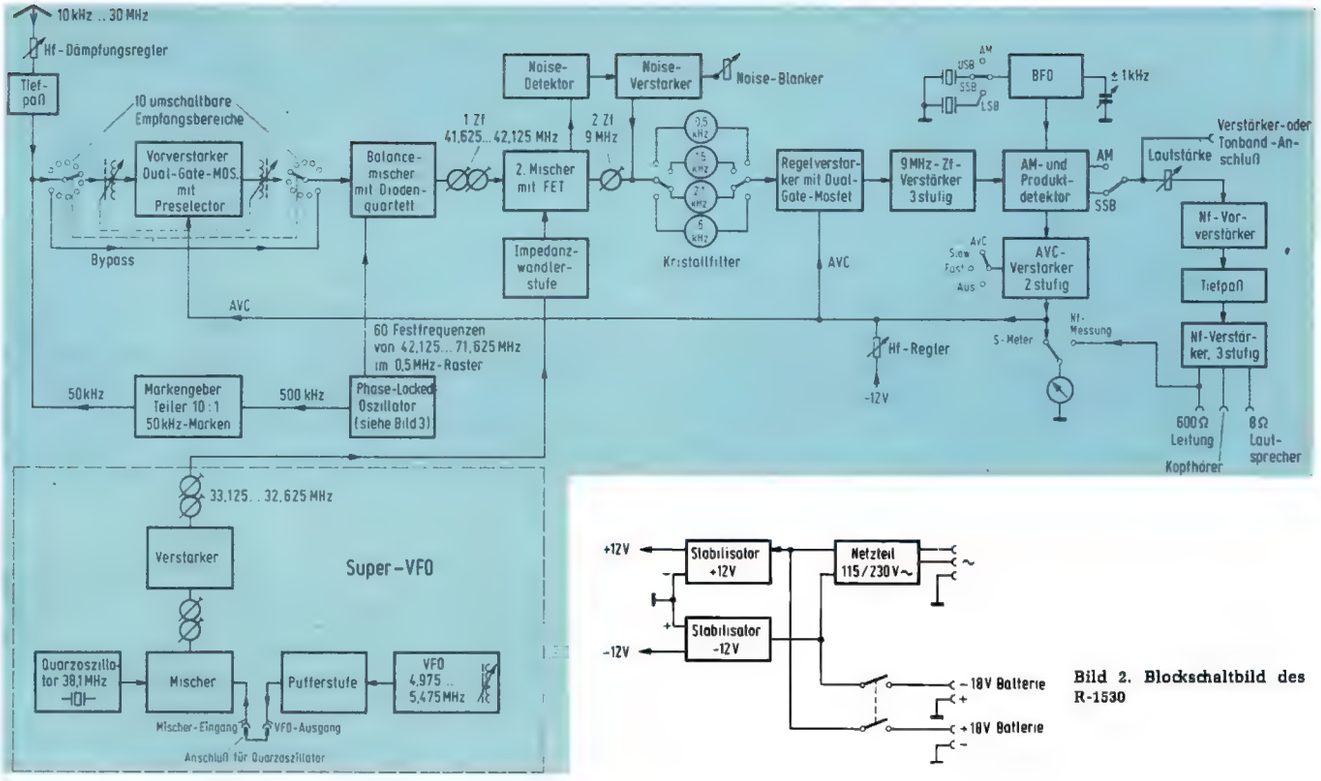


Bild 2. Blockschaltbild des R-1530

Überlagerungsfrequenz im 500-kHz-Raster abgestimmt wurde, so liefert der Phasendetektor eine Regelspannung, die u. a. auch zu einem vierstufigen Gleichspannungsverstärker gelangt und eine rote Signallampe zum Aufleuchten bringt. Der Hf-Oszillator ist nachzustimmen bis die Lampe erlischt. Durch Temperatureinflüsse und Versorgungsspannungsschwankungen bedingte Frequenzänderungen des freischwingenden Hf-Oszillators werden von der vom Phasendetektor gelieferten Regelspannung der am Schwingkreis liegenden Kapazitätsdiode zugeführt, die die Kreisfrequenz wieder genau auf das 500-kHz-Raster hinzieht. Wollte man die zur Überlagerung benötigten Festfrequenzen mit der gleichen Frequenzkonstanz auf konventionelle Weise erzeugen, so würde man dazu 60 Quarze benötigen.

Mischstufe und 9-MHz-Zf-Verstärker

Vom Balancemischer gelangt die erste Zwischenfrequenz von 41,125 MHz bis 41,625 MHz über einen Bandpaß zur zweiten mit einem Feldeffekttransistor bestückten Mischstufe. Dem Sourceanschluß wird über eine Transistorstufe in Kollektorbasisschaltung das Super-VFO-Signal im Frequenzbereich von 33,125 MHz...32,625 MHz zugeführt, so daß im Drainkreis die zweite Zwischenfrequenz mit 9 MHz entsteht. Hier liegt der einstellbare zweistufige Noise-Blanker (Störaustaster), der impulsartige Störungen von elektrischen Geräten austastet.

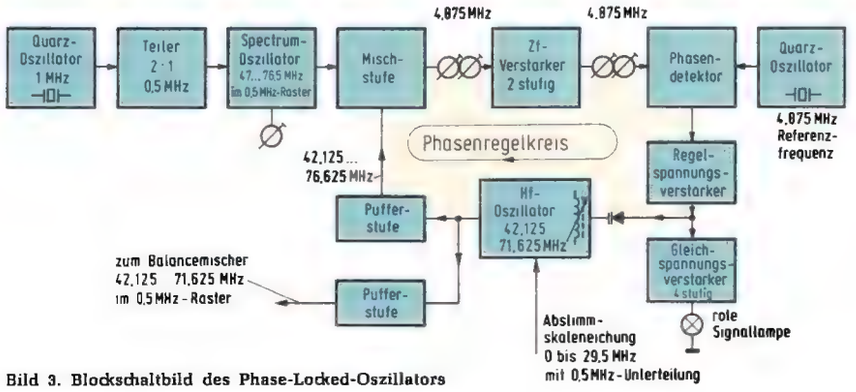


Bild 3. Blockschaltbild des Phase-Locked-Oszillators

Die nachfolgenden Kristallfilter bestimmen die Nachbarkanalselektion. Bei der Lieferung ist das Gerät mit einem Lattice-Filter mit 2,1 kHz Bandbreite für SSB-Empfang bestückt, jedoch können für CW ein 0,5-kHz-, für RTTY ein 1,5-kHz- und für AM-Empfang ein 6-kHz-Quarzfilter eingesteckt werden. Der mit einem Dual-Gate-Mosfet bestückten Hf-Regelstufe folgen drei 9-MHz-Zf-Stufen. Es schließt sich der AM- und der Produktdetektor an. Das BFO-Signal liefert für CW- und SSB-Empfang ein mit zwei Quarzen (oberes und unteres Seitenband) bestückter Oszillator, wobei mit einem Kondensator die Frequenz um ∓ 1 kHz verändert werden kann. Die bei der Demodulation entsprechend der Empfangsfeldstärke gewonnene Gleichspannung gelangt zu einem zweistufigen Gleichspannungsverstärker und dient dann zur AVC-Regelung sowie zur S-Meter-Anzeige. Das Instrument weist eine Eichung von 0...80 dB auf. Die Ansprechzeit der Regelung liegt unter 5 ms. Die Abfallzeitkonstante beträgt in Stellung *slow* (langsam) 2 s und in *fast* (schnell) 500 ms. Durch Zuschalten einer Kapazität an der AVC-Buchse (Geräterückseite) läßt sich die Zeitkonstante verlängern. Hier kann auch die AVC-Spannung zur Regelung eines Zusatzgerätes (z. B. 2-m-Konverter) entnommen werden. Die AVC ist abschaltbar, so daß die Regelung der Hf-Verstärkung von Hand mit einem Potentiometer vorgenommen werden kann. Dies ergibt

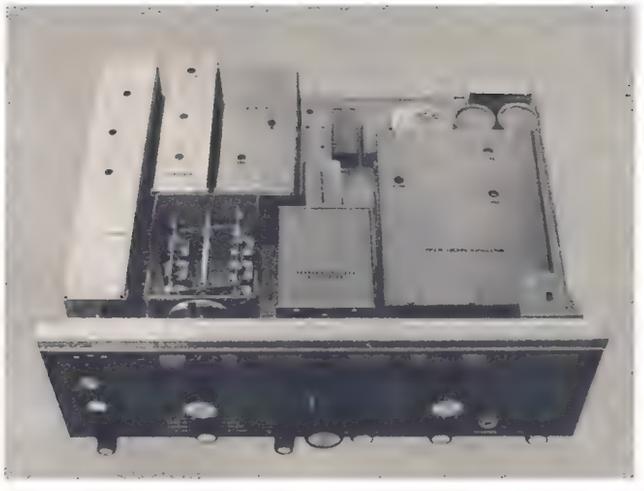


Bild 4. Blick auf das Chassis des R-1530

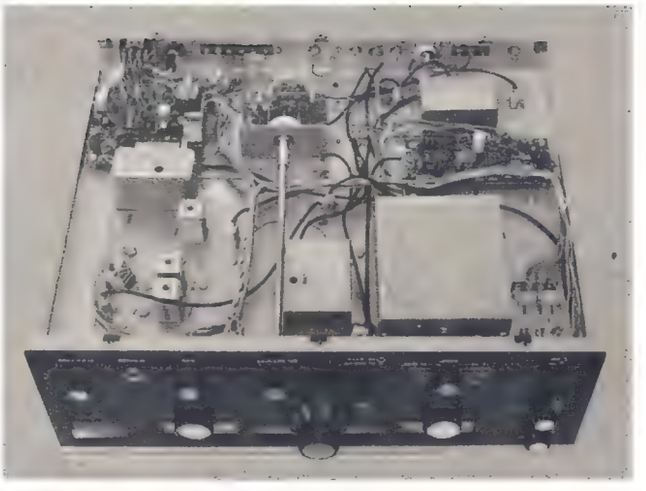


Bild 5. Chassisunterseite des R-1530

Vorteile bei Empfang von Telegrafiezeichen, vor allem aber auch von pulsbreitenmodulierten Sendern im Längstwellenbereich. Die AVC regelt Schwankungen der Eingangsspannungen im Bereich von 1 µV bis 0,1 V auf weniger als 6 dB aus.

Super-VFO

Der induktiv abgestimmte VFO hat einen Variationsbereich von 4,975 MHz bis 5,475 MHz. Zum Vermeiden von Rückwirkungen folgt eine Pufferstufe. Das Signal gelangt zur Mischstufe, und es wird hier mit dem Signal eines auf 38,1 MHz schwingenden Quarzoszillators gemischt. Im Kollektorkreis entsteht das zur Überlagerung benötigte Super-VFO-Signal von 33,125 MHz bis 32,625 MHz, das über ein Bandfilter zu einer Verstärkerstufe mit Bandfilterausgang kommt und dann bei der 2. Mischstufe eingespeist wird.

Vom Ausgang der Pufferstufe gelangt das VFO-Signal zu einer an der Rückwand befindlichen Buchse. An einer weiteren liegt der Eingang der VFO-Mischstufe. Beide Buchsen sind normalerweise durchverbunden, jedoch läßt sich hier nach Auftrennen der Verbindung das Signal von einem separaten VFO oder von einem Quarzoszillator einspeisen.

Der Super-VFO hat zum Grobablesen der Frequenzen eine Linearskala mit 100-kHz- und 20-kHz-Markierungen im Bereich von 0...500 kHz und 500 bis 1000 kHz. Vom Grob/Feintrieb mit einer Untersetzung 6,5 : 1 weist der große Drehknopf 1-kHz-Markierungsstriche von 0...100 kHz auf. Die Genauigkeit der Eichung läßt sich mit dem Markengeber mit 50-kHz-Raster überprüfen und durch Verschieben des Einstellstriches für die Frequenzablesung auf dem großen Einstellknopf korrigieren. Für den Markengeber wird das 500-kHz-Signal vom Phase-Locked-Oszillator herangezogen, das um den Faktor 10 auf 50 kHz geteilt wird. Das Eichmarkensignal liegt am Antenneneingang.

Nf-Verstärker und Netzteil

Der Nf-Verstärker ist vierstufig, er verfügt über eine Komplementär-Endstufe mit 1 W Ausgangsleistung zum Anschluß eines 8-Ω-Lautsprechers. Beim Anstecken eines Kopfhörers schaltet die Klinkenbuchse den Lautsprecher ab. Außerdem steht das Nf-Signal über einen Übertrager für eine symmetrische 600-Ω-Leitung zur Verfügung. Das Meßinstrument zeigt die Spannung des Leitungsausganges im Bereich von −6 bis +4 dBm an. Das Nf-Signal ist direkt vom Demodulator zu einer Anschlußbuchse an der Rückwand geführt, so daß hier ein Tonbandgerät oder ein getrennter Verstärker angeschlossen werden kann.

Das auf 115/230 V~ umschaltbare Netzteil liefert zur Stromversorgung zwei stabilisierte Gleichspannungen von + 12 V und − 12 V; außerdem kann man das Gerät aus zwei Batterien mit max. 16 V speisen, deren Spannungen auch über die zwei bei Netzbetrieb verwendeten Stabilisatoren auf + 12 V und − 12 V konstant gehalten werden. Von dem gediegenen mechanischen Aufbau vermitteln *Bild 4* und *5* einen guten Eindruck.

Technische Daten *(nach Herstellerangaben)*

Empfängerschaltung: Transistor-Doppelsuper
Frequenzbereich: 10 kHz bis 30 MHz, in sechzig 0,5 MHz breiten Teilbereichen durchstimmbar
Frequenzablesegenauigkeit: 1 kHz
Frequenzstabilität: < 100 Hz nach dem Einschalten, einschließlich 20 % Schwankung der Versorgungsspannung
Eichgenauigkeit: 1 kHz mit eingebautem 50-kHz-Markengeber
Instrumentenanzeige:
für Hf-Eingangsspannung 0...80 dB
für Leitungsausgang −6 bis +4 dBm
AVC-Regelung
Ansprechzeit: < 5 ms
Abfallzeitkonstante:
in Stellung „slow": 2 s
in Stellung „fast": 500 ms
Regelumfang: 1 µV bis 0,1 V ergeben < 6 dB Schwankung der Ausgangsspannung

Spiegelselektion

Frequenz	Bypaß	mit Preselektion
1 MHz	80 dB	80 dB
5 MHz	80 dB	90 dB
10 MHz	86 dB	90 dB
20 MHz	86 dB	100 dB
Zf-Selektion bei 42 MHz	50 dB	90 dB
Intermodulation	80 dB	90 dB
Zustopfeffekt	1 V	1 V

Ein Signal mit 0,1 V ∓ 20 kHz vom Nutzsignal verursacht eine Absenkung des Nf-Pegels um 2 dB
Unerwünschte Ausstrahlung: 1 µV im Bereich von 10 kHz bis 30 MHz

Eingangsempfindlichkeit
(bei 2,1-kHz-Filter für 10 dB Signal/Rauschabstand)

Frequenz	Bypaß	mit Preselektor
0,01 MHz	15 µV	–
0,05 MHz	5 µV	–
0,1 MHz	3,2 µV	1,5 µV
0,5 MHz	1,6 µV	0,5 µV
1 MHz bis 30 MHz	1,7 µV	0,25 µV

Hf-Eingangsabschwächer: 0...20 dB
Noise-Blanker (Störaustastung): optimal für CW und SSB einstellbar
Betriebsarten: CW, SSB (oberes und unteres Seitenband, RTTY, AM
BFO: quarzgesteuert, ∓ 1 kHz einstellbar
Nf-Übertragungsbereich: 250...3000 Hz ∓ 3 dB
Nf-Ausgangsleistung: 1 W
Nf-Ausgänge: 8 Ω für Lautsprecher, 600 Ω symmetrisch für Leitung, Verstärker, Tonbandgerät
Markengeber: 50 kHz
Antenneneingang: 50 Ω
Stromversorgung: 115/230 V~
Stromaufnahme: 24 W
Batteriespeisung: zwei 18-V-Batterien
Gehäuseabmessungen: 435 mm breit, 180 mm hoch, 360 mm tief
Gewicht: 11,4 kg

Werner Scholz

Steckfeld und Netzschalttafel für das Heimstudio 2. Teil

Im ersten Teil dieses Beitrages in Heft 13, Seite 501, beschrieben wir das Prinzip des Gesamtgerätes und begannen dann mit der Erläuterung der externen und internen Geräte des Steckfeldes.

Der Mischverstärker

Mit dem Mischverstärker *(Bild 8)* lassen sich zwei beliebige Nf-Signale miteinander mischen. Die beiden Eingangstransistoren arbeiten dazu auf einen gemeinsamen Kollektorwiderstand. Ein nachgeschalteter Impedanzwandler reduziert den Quellwiderstand des Summensignals auf etwa 70 Ω. Eine solche Mischung kann natürlich auch lediglich über zwei Widerstände erfolgen. Die Vorteile der aktiven Mischung bestehen jedoch darin, daß die Rückwirkung und damit die gegenseitige Beeinflussung der Signalquellen geringer ist, daß keine hohen Verluste durch Spannungsteilung auftreten und der Ausgangsscheinwiderstand niedrig ist. Die Originalschaltung des Mischverstärkers [5]) erfüllt diese Bedingungen.

Im praktischen Betrieb hat es sich jedoch gezeigt, daß der maximal zulässige Eingangspegel der Originalschaltung manchmal nicht ausreicht. Deshalb wurden nachträglich Spannungsteiler mit einer Dämpfung von 8 dB vor die Eingangstransistoren geschaltet.

In *Bild 9* sind die sich daraus ergebenden Pegelverhältnisse dargestellt. Der maximale Ausgangspegel ist auf +8 dBm (1,95 V) festgelegt und ergibt damit 0,5 % Klirrfaktor bei einem Lastwiderstand von 47 kΩ. In dem Extremfall, daß ein kohärentes Signal (gleiche Amplitude, Frequenz und Phasenlage – also Monosignal) auf beiden Eingängen liegt, beträgt der maximale Eingangspegel ohne Spannungsteiler +2 dBm und mit Spannungsteilern +10 dBm. Bei inkohärenten Signalen (durchschnittliche Stereo-Signale) liegt der Ausgangspegel um 3 dB und bei Modulation nur eines Kanals um 6 dB niedriger als bei kohärentem Eingangssignal.

Bild 10 zeigt die Anordnung der Bauelemente auf einer Veroboard-Platine.

2-Kanal-Trennverstärker

Der Trennverstärker *(Bild 11)* [6]) hat hohe Eingangsscheinwiderstände (3,6 MΩ) und niedrige Ausgangsscheinwiderstände (250 Ω); die Spannungsverstärkung ist 0 dB ≙ Faktor 1. Er dient vornehmlich als Impedanzwandler und gestattet dank der hochohmigen Eingänge sogar den Betrieb von Kristallmikrofonen. Ein zu kleiner Eingangsscheinwiderstand des Verstärkers führt aufgrund des kapazitiven Innenwiderstandes von Kristallmikrofonen, der in der Größenordnung von 1...2 nF liegt, zu starkem Tiefenabfall. Außerdem sollte die Zuleitung zu einem solchen Mikrofon kurzgehalten werden, damit die abgegebene Nutzspannung durch den Spannungsteiler Systemkapazität-Kabelkapazität nicht zu stark herabgesetzt wird. Durch Zwischenschalten eines Trennverstärkers können diese Schwierigkeiten leicht gelöst werden.

Eine weitere Anwendung besteht z. B. in der rückwirkungsfreien Auskopplung und Verteilung von Signalen. Dieser Einsatz ist vor allem im professionellen Studiobetrieb üblich, weil sich damit Störungen und sogar Kurzschlüsse auf der Ausgangsseite des Trennverstärkers nicht auf das eingangsseitige Signal auswirken.

Die Anordnung der Bauelemente auf einer Veroboard-Platine zeigt *Bild 12*.

Passive Einheiten und Vorrichtungen

Stereo-Potentiometer

Ein logarithmisches Tandempotentiometer 2 x 50 kΩ ist als normaler Spannungsteiler geschaltet *(Bild 13)* und kann als Lautstärkeeinsteller in beliebigen Modulationswegen eingesetzt werden. Aus Platzgründen wurde ein Rundpotentiometer verwendet; besser wäre jedoch eine Flachbahn-Ausführung.

Hauptanwendung: Ein- und Ausblenden beim Überspielen von Schallplatten- oder Rundfunkdarbietungen auf Tonband, da gleichzeitiges Auf- und Zudrehen von getrennten Potentiometern (z. B. beim Tonbandgerät Revox A 77) ohne Verschiebung der Balance sehr schwierig ist. So werden die Einzelpotentiometer einmalig bei voll aufgedrehtem Stereo-Potentiometer eingestellt, und jede weitere Veränderung wird nur mit dem Stereo-Potentiometer vorgenommen.

[5, 6]) Valvo-Transistor-Kompendium, Teil III. Niederfrequenz-Verstärker, Ausgabe 1970.

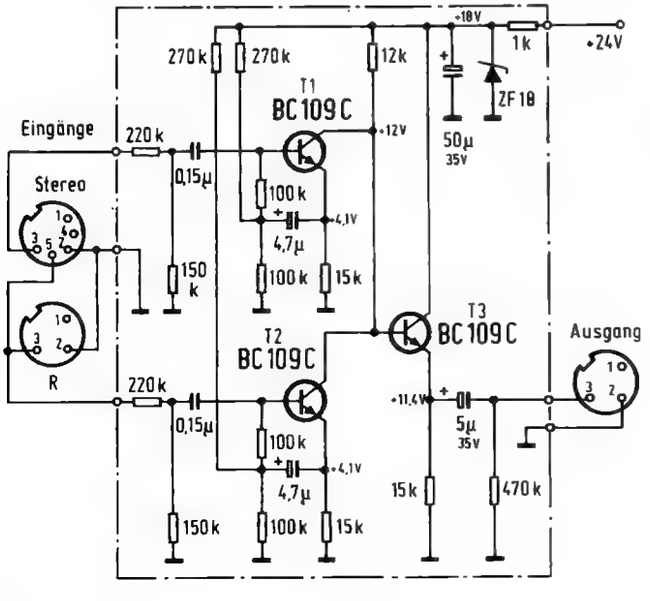


Bild 8. Schaltung des Mischverstärkers

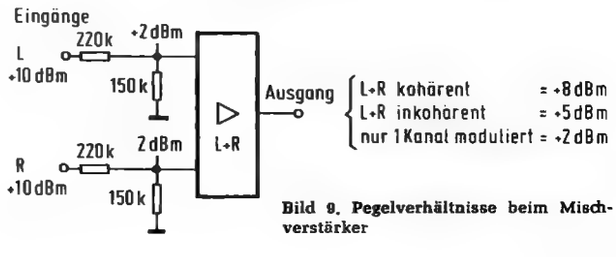
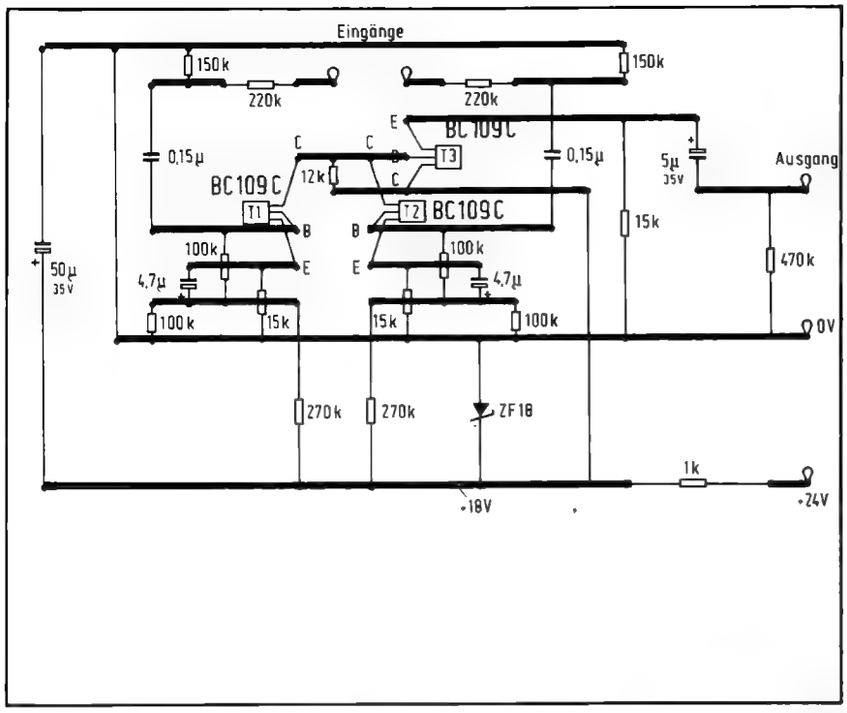


Bild 9. Pegelverhältnisse beim Mischverstärker



▲ Bild 10. Verdrahtungsplan der Veroboard-Platine für den Mischverstärker

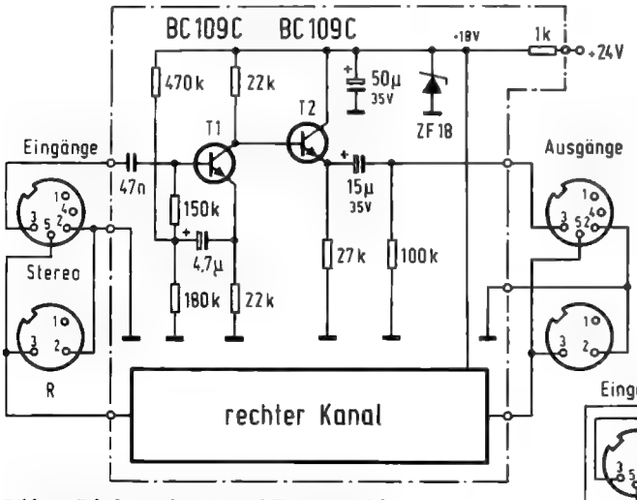
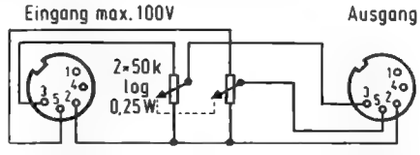


Bild 11. Schaltung des 2-Kanal-Trennverstärkers

Bild 13. Schaltung des Stereo-Potentiometers ▼



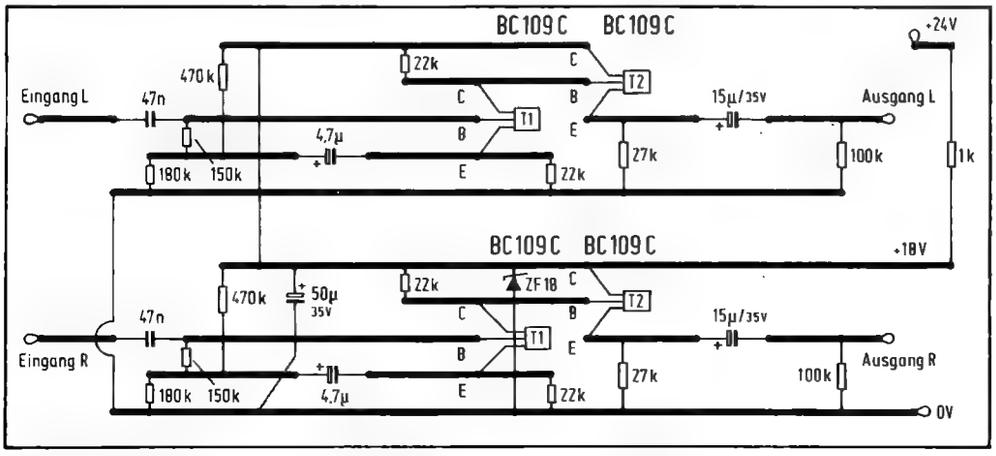


Bild 12. Verdrahtungsplan der Veroboard-Platine für den 2-Kanal-Trennverstärker

Ton-Parallelfelder

Hierbei sind die jeweils gleichen Kontakte von je vier 5poligen Normbuchsen direkt miteinander verbunden. Zweck: Mono- oder Stereotonquellen können gleichzeitig mit einem Parallelfeld auf maximal drei „Empfänger" verteilt werden, etwa zum Mitschneiden mehrerer Originale, oder zum Anschluß verschiedener Meßgeräte, wie Nf-Millivoltmeter, Oszillograf, Klirrfaktormeßbrücke u. ä.

Eine weitere einfache Einrichtung mit nur zwei Buchsen erlaubt das Auffächern eines auf Kontakt 3 der Eingangsbuchse ankommenden Signals auf die Kontakte 1, 3, 4 und 5 der Ausgangsbuchse.

Stereo-Ringleitungen

Um bei Mikrofonaufnahmen „Stolperdrähte" über dem Fußboden zu vermeiden, sind abgeschirmte Stereoleitungen ringförmig in allen vier Wänden des Heimstudios unter Putz verlegt. An mehreren Wanddosen können Mikrofone oder sonstige Tonquellen angeschlossen und von den beiden Stereobuchsen des Steckfeldes weitergeleitet werden.

Halbwelleneinheit

Wird in den Eingang der Halbwelleneinheit *(Bild 14)* ein sinusförmiges Signal von $\geq +3$ dBm (1 V_{eff}) mit einer Frequenz von z. B. 1000 Hz eingespeist, erhält man am Ausgang des Einweggleichrichters die positiven Halbwellen. Zusammen mit einem Oszillografen lassen sich diese Halbwellensignale zur schnellen Prüfung der Phasenlage nahezu aller Geräte des Heimstudios anwenden. Der Schalter gestattet die Wahl zwischen durchgeschaltetem und gleichgerichtetem Eingangssignal.

Phasendreheinheit

Wenn ein Kanal einer Stereoanlage verpolt, d. h. wenn seine Phasenlage gegegenüber dem anderen Kanal um 180° gedreht ist, wird bekanntlich die richtige Ortung einzelner Schallquellen innerhalb des Stereopanoramas unmöglich. Dieser Effekt kann aber auch erwünscht sein, z. B. um einen diffusen künstlichen Nachhall aus einem Monohallgerät zu erhalten.

Stereoaufnahmen dieser Art sind jedoch nicht kompatibel, da sich die

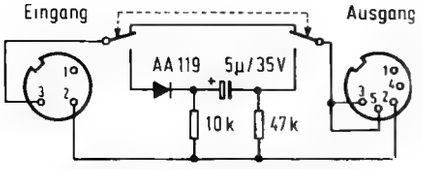


Bild 14. Schaltung der Halbwelleneinheit

gegenphasigen Signale bei der Mischung zum Monosignal kompensieren. Trotzdem kann es reizvoll sein, sich mit gegenphasigen Signalen zu beschäftigen, die man leicht mit der Phasendreheinheit *(Bild 15)* erzeugen kann.

Umgekehrt läßt sich beim Abhören eines Stereosignals durch Umschalten zwischen *Phase normal* und *Phase gedreht* leicht feststellen, ob bereits eine Verpolung vorliegt.

Wie Bild 15 zeigt, ist der rechte Kanal der Stereoeingangsbuchse direkt mit der Ausgangsbuchse verbunden. Im linken Kanal hat man mit einer verriegelbaren Drucktaste die Wahl zwischen gleichphasigem und gegenphasigem Signal.

Der mit Mu-Metall abgeschirmte Übertrager hat ein Übersetzungsverhältnis von 1:1,25 (2 dB); die ideale Anpassung wird vom Hersteller (Firma Haufe) mit 500:800 Ω angegeben. Aber auch bei niederohmiger Einspeisung und hochohmigem Abschluß sind die Übertragungsdaten ausgezeichnet.

Selbstverständlich kann anstelle eines Übertragers auch eine Phasendrehschaltung mit aktiven Bauelementen treten.

24-V-Parallelfeld

Wie bei den Ton-Parallelfeldern sind auch hier die gleichen Kontakte mehrerer Buchsen elektrisch verbunden. Die für die aktiven Einheiten ohnehin vorhandene 24-V-Speisespannung aus einem elektronisch stabilisierten Netzgerät kann somit verteilt werden und ermöglicht den Anschluß externer Transistorgeräte. Eine Kontrollampe (24 V/30 mA in Reihe mit 350 Ω) neben dem Parallelfeld zeigt an, ob die Spannung anliegt.

Stereo-Abhörwahlschalter (S 1)

Mit sechs Drucktasten können die *Tape*-Eingänge des Stereoverstärkers auf fünf feste und eine wahlweise Stereo-Tonquelle geschaltet werden. Parallel zu diesen Eingängen liegt auch der Aussteuerungsmesser. Damit können die Ausgänge von drei Tonbandgeräten, einem Plattenspieler, einem Tuner und einer beliebigen Quelle (steckbar über die mit *Klinke* bezeichneten Buchsen) abgehört und gemessen werden. Der linke Kanal der Schalterwurzel ist zudem an den nachfolgend beschriebenen Mono-Abhörwahlschalter geführt.

Die Möglichkeit der schnellen Umschaltung zwischen den Programmquellen ist sehr vorteilhaft und gestattet außerdem mit Hilfe des Stereo-Aussteuerungsmessers eine echte Hinterbandkontrolle der drei Tonbandgeräte.

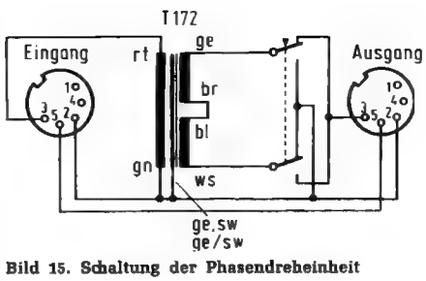


Bild 15. Schaltung der Phasendreheinheit

Die mit *Ausg S 1* bezeichneten Kontrollbuchsen dienen im wesentlichen zu Meßzwecken. An ihnen liegen gleichzeitig die Wurzel des Drucktastensatzes S 1 und die Eingänge *Tape* des Stereoverstärkers. Externe Tonquellen sollten nicht in die Kontrollbuchsen, sondern nur in die mit *Klinke* beschrifteten Buchsen gesteckt und durch Drücken der gleichartig bezeichneten Taste aufgeschaltet werden, um eine irrtümliche Belastung der Quelle zu vermeiden.

Mono-Abhörwahlschalter

In Stellung S 1 dieses Stufenschalters lassen sich über einen Monoverstärker die linken Kanäle aller mit dem Stereo-Abhörwahlschalter S 1 angewählten Programmquellen abhören. Außerdem kann der Eingang des Monoverstärkers aber auch noch auf die Ausgänge von Fernsehempfänger, Telefonvorverstärker, Mischverstärker, Pegeltongenerator und einer wahlweisen Quelle geschaltet werden; letztere über die Buchse *TB* steckbar.

Das Beste aus unserer Rubrik für **Praxis und Hobby** ist in dem Band

Elektronik-Baubuch für Praxis und Hobby

zusammengefaßt.

Das Buch enthält auf 219 Seiten 32 Bauanleitungen, hat 181 Abbildungen und 21 Tabellen. Zum Preis von 24.80 DM kann es bei jeder Buchhandlung oder direkt vom Franzis-Verlag bezogen werden.

Fernbedienung zur Lautsprecherumschaltung

Ein kleiner Schalter auf dem Steckfeld gestattet es, die beiden Lautsprecherboxen über ein Relais wahlweise an die Ausgänge des Stereoverstärkers oder – in Reihe geschaltet – an den Ausgang des Monoverstärkers zu schalten. Da der Monoverstärker noch mit Röhren bestückt ist, wird dessen Ausgang bei abgetrennten Lautsprechern mit einem ohmschen Widerstand belastet. Umschaltrelais, Belastungswiderstand, ein einfaches Netzteil für das Relais und sämtliche Buchsen für den Anschluß der Verstärkerausgänge und der Lautsprecher sind in einem separaten Gehäuse untergebracht.

Dr. Götz Corinth

Ein Nf-Vorverstärker mit geringer Störspannung und hoher Übersteuerungsreserve

Mit Hilfe von integrierten Schaltungen lassen sich heute Baugruppen der Elektroakustik mit sehr guten elektrischen Daten und geringen räumlichen Abmessungen realisieren. Im folgenden wird ein Vorverstärkerbaustein beschrieben, der für biologische Untersuchungen mit Hilfe von Luft- und Körperschallmikrofonen nach dem elektrodynamischen Wandlerprinzip entwickelt wurde und aufgrund seiner Übertragungseigenschaften auch für die allgemeine Elektroakustik Anwendung finden kann.

Folgende Forderungen waren bei der Entwicklung zu erfüllen:
Übertragungsfrequenzbereich 40...15 000 Hz;
Eingangsimpedanz in diesem ganzen Frequenzbereich min. 1 kΩ;
Eingang erdfrei und symmetrisch;
Eingangsspannungen im Bereich von 100 µV bis 1,5 V müssen auf einen Ausgangs-Nennpegel von 100 mV gebracht werden können. Der Ausgang darf asymmetrisch sein, Innenwiderstand etwa 1 kΩ. Die auf den mit 200 Ω abgeschlossenen Eingang bezogene effektive Fremdspannung soll kleiner als 1 mV sein.
Der Verstärker soll beim Nennpegel einen Klirrfaktor von max. 0,5 % haben, darüber hinaus soll eine Aussteuerungsreserve von mindestens 20 dB bis zur Übersteuerung (Klirrfaktor k = 1 %) im gesamten Übertragungsfrequenzbereich bestehen.
Der Verstärker sollte ein günstiges Übertragungsverhalten für Rechteckimpulse zeigen.
Schließlich war noch ein einfacher und billiger Aufbau gewünscht. Als Betriebs-

spannung standen 2 x 15 V Gleichspannung aus dem nachfolgenden Registriergerät zur Verfügung.

Der in *Bild 1* gezeigte Schaltungsentwurf erfüllte die gestellten Forderungen. Das Eingangssignal gelangt über einen symmetrischen Spannungsteiler zur Vordämpfung mit den Stufen 26 dB und 50 dB zur Primärwicklung des Eingangsübertragers Ü 1 (Typ Haufe T 1224). Dieser hat ein Übersetzungsverhältnis von 1 : 10 und bewirkt eine entsprechende Spannungserhöhung sowie eine galvanische Trennung gegenüber dem mit seiner Sekundärwicklung verbundenen nicht invertierenden Operationsverstärkereingang. Der invertierende Eingang dieses Operationsverstärkers ist mit dem Schleifer des Potentiometers P 2 verbunden. An ihm kann der Gegenkopplungsgrad und damit die Verstärkung stufenlos eingestellt werden. In der gewählten Dimensionierung umfaßt der Variationsbereich 40 dB. Für Gleichspannung ist die Gegenkopplung aus Stabilitätsgründen immer gleich stark; der Kondensator C 1 bewirkt die dazu notwendige Abtrennung. Über den Kondensator C 3 kann das Ausgangssignal abgenommen werden; der Widerstand R 3 verursacht eine Aufladung dieses Kondensators und vermeidet Knackstörungen beim Anschalten von nachfolgenden Verstärkerstufen.

Die an der Sekundärwicklung von Ü 1 liegenden Schaltelemente P 1, R 2 und C 2 ermöglichen eine einstellbare Dämpfung der Wicklungsresonanz des Eingangsübertragers auf optimale Übertragung von Rechteckimpulsen.

Als Operationsverstärker wurde der sehr verbreitete und billige Typ 741 c (oder äquivalente Ausführungen) verwendet, dessen niedriger Eingangsstrom die angegebene Schaltung mit galvanischer Kopplung zwischen dem Operationsverstärkereingang und dem Eingangsübertrager zuläßt, ohne daß zusätzliche Verzerrungen durch Vormagnetisierung des Übertragers feststellbar waren.

Die mit diesem Verstärker erreichten Meßdaten sind in der *Tabelle* dargestellt. Zum Vergleich wurde die gleiche Schaltung mit einem preisgünstigen Operationsverstärker mit Sperrschicht-FET-Eingang bestückt (Modell TP 1421 von Teledyne-Philbrick, USA). Dabei ergaben sich für die Störspannung wesentlich niedrigere Werte, auch ist ihre spektrale Zusammensetzung anders als beim Operationsverstärker mit bipolaren Eingangstransistoren *(Bild 2)*, so

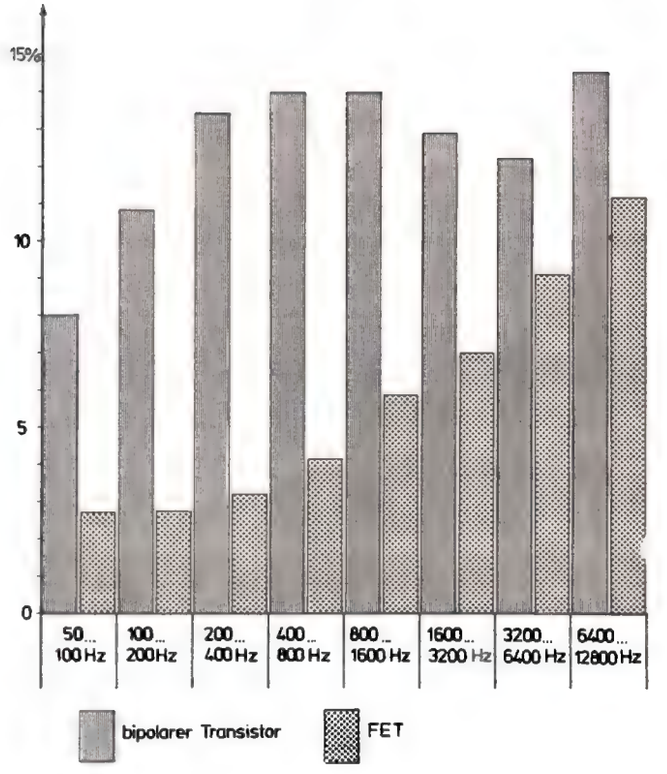


Bild 2. Oktavsiebspektrogramme der Störspannung (auf den Eingang bezogene Effektivwerte) für zwei verschiedene Typen von Operationsverstärkern in der in Bild 1 gezeigten Schaltung. Speisung aus Batterien, eingestellter Verstärkungsgrad 1000fach. 100 % entspricht 0,8 μV_{eff}

Tabelle der am Mustergerät gemessenen Werte

Frequenzbereich (in jeder Stellung von Vorteiler und Feineinsteller): 40...15 000 Hz ± 1 dB

Eingangsimpedanz (Vorteiler in Stellung 0 dB):
bei 40 Hz: 2,0 kΩ
bei 1 000 Hz: 2,1 kΩ
bei 5 000 Hz: 1,9 kΩ
bei 15 000 Hz: 1,2 kΩ

In den anderen Schaltstellungen des Vorteilers erhöhen sich diese Werte.

Fremdspannungswerte (auf den Eingang bezogen, Verstärkung 1000fach, Eingangsabschluß 200 Ω
mit OP-Verstärker 741: 0,9 μV_{eff}
mit OP-Verstärker TP 1421: 0,4 μV_{eff}

Klirrfaktorwerte für f = 40...10 000 Hz (Verstärkung 1000fach, Vorteiler in Stellung 0 dB):
bei Nennpegel (100 mV Ausgangsspannung: $k \leq 0{,}3$ %
bei 10fachem Nennpegel (20 dB höhere Ausst.): $k \leq 0{,}3$ %
bei 30fachem Nennpegel (30 dB höhere Ausst.): $k \leq 0{,}4$ %
bei 95fachem Nennpegel (39 dB höhere Ausst.): $k = 1$ %

Klirrfaktorwerte für f = 40...10 000 Hz (Verstärkung 10fach, Vorteiler in Stellung 0 dB):
bei Nennpegel: $k \leq 0{,}3$ %
bei 46fachem Nennpegel (33 dB höhere Aussteuerung): $k = 1$ %.

Die Arbeit entstand am Physiologischen Institut der Universität Mainz (Abt. für Biophysik).

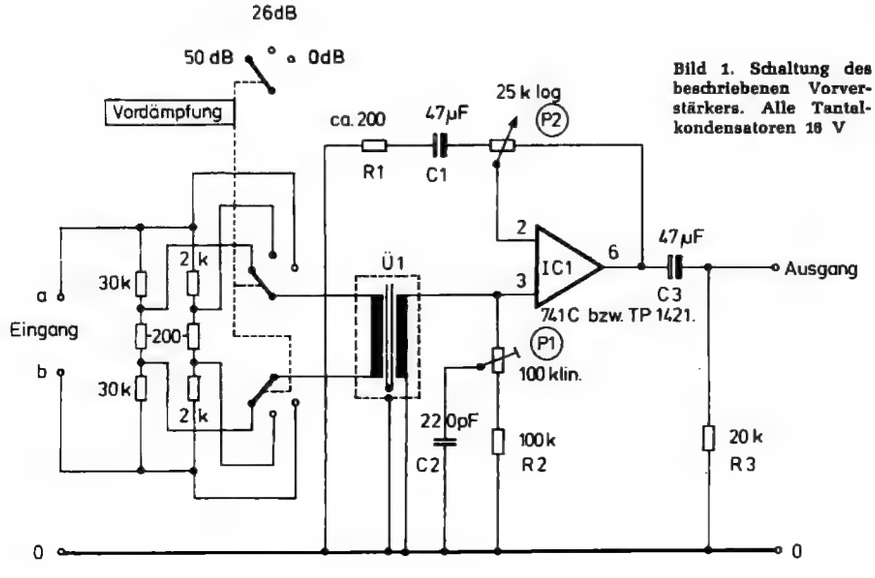


Bild 1. Schaltung des beschriebenen Vorverstärkers. Alle Tantalkondensatoren 16 V

daß für Anwendungen, bei denen es auf sehr niedrige Störspannung ankommt, der FET-Eingang von Vorteil ist.

Für das Potentiometer P 2 wird zweckmäßig eine Ausführung mit logarithmischer Kennlinie verwendet, damit ein günstiger Verlauf für die Einstellskala des Verstärkungsgrades zustandekommt.

Durch Verwendung eines Eingangsübertragers mit größerem Kern kann die Übersteuerungsreserve für tiefe Frequenzen noch um etwa 6 dB erhöht werden. Wichtig ist bei ihm eine gute Abschirmung, damit Störfeldeinstreuungen den Fremdspannungsabstand nicht verschlechtern.

Alfred Hauenstein

Nf-Verstärker 10 W...50 W mit Darlington-Transistoren

Mit dem neuen Epibasis-Komplementärpaar BD 645/646 wurde eine Reihe von Hi-Fi-Nf-Verstärkern mit Ausgangsleistungen von 10 W...50 W, mit und ohne Kurzschlußsicherung entwickelt. Die typische Ausgangsleistung dieser Darlington-Endstufe liegt etwa bei 30 W...40 W.

Die Darlington-Transistoren ermöglichen für Ausgangsleistungen über 10 W besonders wirtschaftliche Schaltungen durch Ersparnis der Komplementärtreiber und deren Kühlkörper. Ferner zeichnet sich das Plastikgehäuse TOP-66 durch geringen Platzbedarf und einfache Montage aus.

Im Gegensatz zu den quasikomplementären Endstufen ist durch den symmetrischen Aufbau der Komplementär-Endstufe praktisch kein Klirrfaktoranstieg bei kleiner Ausgangsleistung zu

Bild 1. Schaltung eines Nf-Verstärkers mit kapazitiver Lautsprecherkopplung

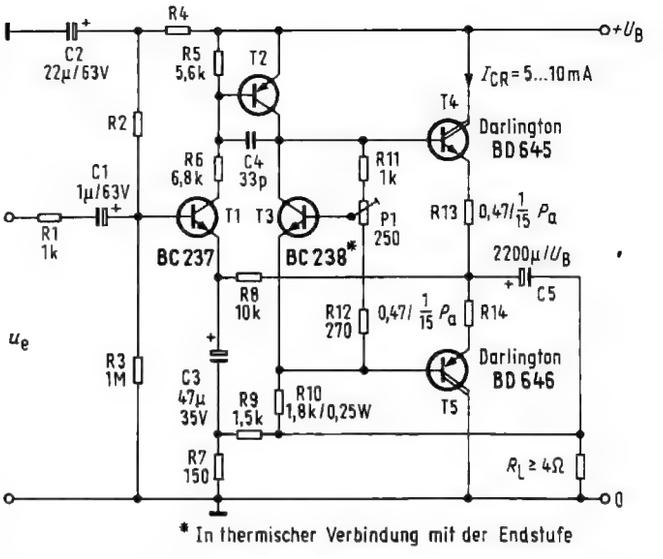


Bild 2. Nf-Verstärker mit symmetrischer Stromversorgung, Kurzschlußsicherung und Gleichstromkopplung des Lautsprechers ▼

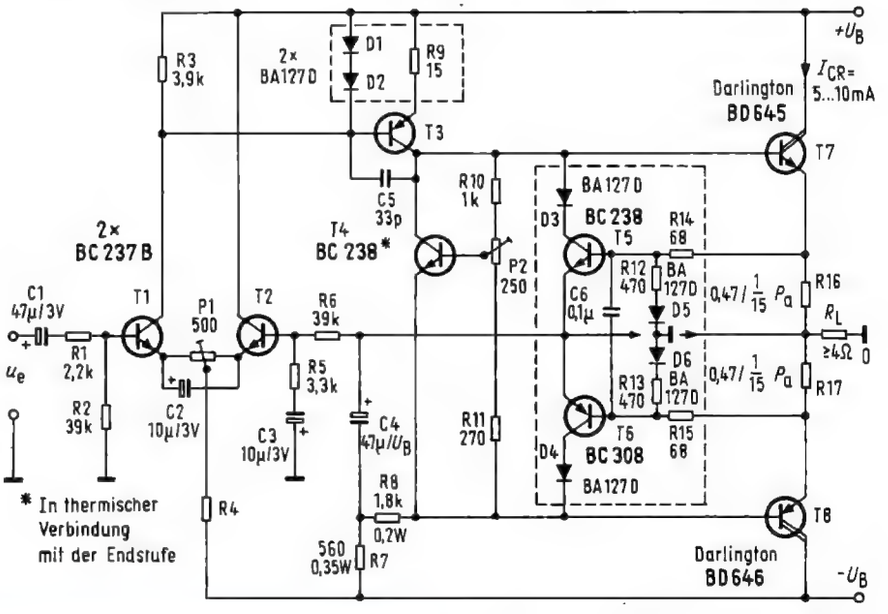


Tabelle 1. Technische Daten der Verstärker

	Schaltung Bild 1					Schaltung Bild 2					
Nennausgangsleistung ($k = 1$ %):	10	20	30	40	50	10	20	30	40	50	W
Betriebsspannung:	25	33	39	45	49	+13	+17	+20	+23	+25	V
						−12	−16	−19	−22	−24	V
Stromaufnahme $P_a = 0$:	13	14	15	16	17	13	14	15	16	17	mA
$P_{a\,nenn}$:	0,75	1,05	1,25	1,43	1,58	0,75	1,05	1,25	1,43	1,58	A
Lastwiderstand:	4 Ω										
Nenneingangsspannung:	0,5	0,7	0,9	1	1,1	0,5	0,7	0,9	1	1,1	V
Eingangswiderstand:	>300 kΩ					39 kΩ					
Klirrfaktor bei 0,8 $P_{a\,nenn}$:	< 0,5 %										
Klirrfaktor bei $P_a = 100$ mW:	≦ 0,2 %										
Spannungsfrequenzgang (−1 dB):	≈ 20 Hz...>60 kHz										
Leistungsfrequenzgang (−1 dB):	≈ 30 Hz...30 kHz										
Wärmewiderstand des Kühlkörpers je Endstufentransistor R_{thK}:	≦15	8	5,5	4,5	3,5	7	5	4,5	4	3,5	K/W
für den Treibertransistor R_{thK}:	≦ –	–	–	–	–	–	–	90	90	80	K/W

verzeichnen. Die Ruhestromstabilität der Darlingtonstufe ist ausreichend.

Die *Bilder 1* und *2* zeigen zwei Verstärkerschaltungen mit Einzelhalbleiter-Bestückung.

In der *Tabelle 1* sind die technischen Daten der Verstärker, in der Tabelle 2 die Daten der veränderlichen Bauteile zusammengestellt. Für die verschiedenen

Tabelle 2. Daten der veränderlichen Bauteile

$P_{a\,nenn}$	10	20	30	40	50 W
Schaltung Bild 1					
R 2	620	680	750	750	750 kΩ
R 4	100	100	68	68	82 kΩ
T 2	BC 307	BC 307	BC 327	BC 141	BC 141
Schaltung Bild 2					
R 4	22	27	39	39	39 kΩ
T 3	BC 327	BC 327	BC 327	BC 141	BC 141

Ausgangsleistungen müssen in beiden Schaltungen nur wenige Bauteile variiert werden. Der Endstufenruhestrom soll etwa 5 mA...10 mA betragen. Er wird mit dem 250-Ω-Trimmer eingestellt. Der Transistor T 4 übernimmt die Temperaturstabilisierung des Ruhestromes und muß in thermischer Verbindung mit der Endstufe (am Kühlkörper montiert) stehen. Der Anstieg des Ruhestromes bei hoher Temperatur beeinträchtigt weder die Übertragungseigenschaften des Verstärkers noch die maximal erreichbare Ausgangsleistung. Lediglich bei kleiner Ausgangsleistung wird der Wirkungsgrad etwas geringer.

Einen Vorschlag für den Aufbau der Verstärker auf Platinen zeigen die *Bilder 3* und *4*.

(Nach Siemens-Unterlagen)

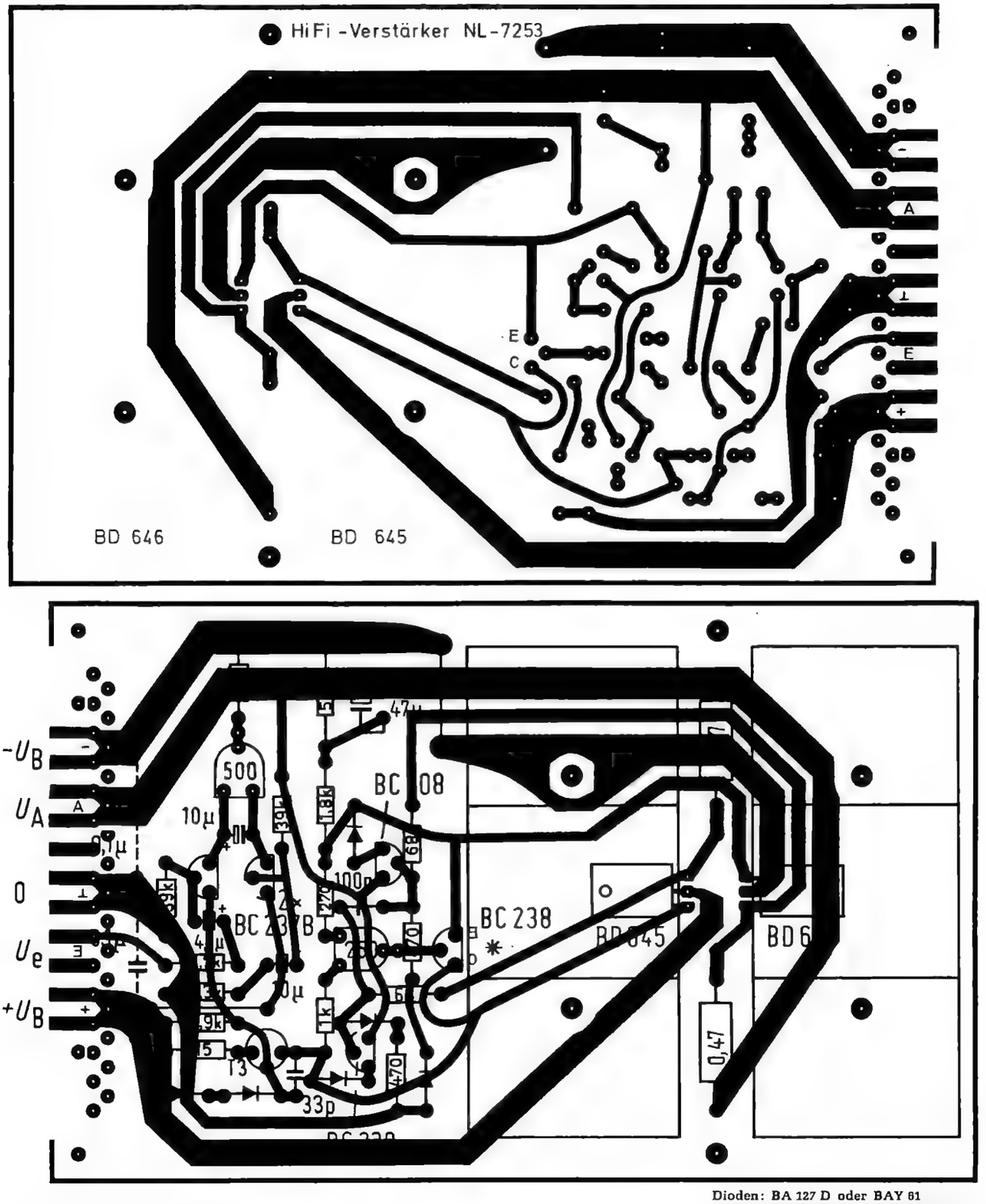


Bild 3. Platine mit Bestückungsplan

Dioden: BA 127 D oder BAY 61
✱ mit Wärmeleitpaste am Kühlkörper
Kühlkörper: KL-135-37,5 sw, Fa. Seifert

Ing. (grad.) Christian Rockrohr

Eine neue integrierte AM-Rundfunkempfangsschaltung

Es sieht so aus, als ob die Zeit des guten alten Geradeausempfängers noch lange nicht vorbei ist. Die Firma Ferranti jedenfalls brachte unter der Bezeichnung ZN 414 eine integrierte Schaltung im TO-18-Gehäuse heraus, welche einen kompletten AM-Empfänger enthält. *Bild 1* zeigt das Blockschaltbild dieser IS. Man erkennt im Eingang eine sehr hochohmige Impedanzwandlerstufe, da naturgemäß der einzige verwendete Schwingkreis aus Gründen der Güte und damit der Selektivität möglichst wenig bedämpft werden darf. An diese Impedanzwandlerstufe schließen sich drei geregelte Hf-Verstärker an mit einer Gesamtverstärkung von rund 72 dB. Der Umfang der Regelung beträgt intern 20 dB und kann durch eine später beschriebene geringfügige Schaltungserweiterung auf 40 dB erweitert werden.

Auf die drei Hf-Verstärker folgt eine Detektorstufe. Insgesamt enthält diese IS zehn Transistoren und arbeitet in einem Frequenzbereich von 150 kHz bis 3 MHz. *Bild 2* zeigt ein Empfindlichkeitsdiagramm in diesem Bereich für vier verschiedene Eingangsspannungen. Die Versorgungsspannung kann zwischen 1,2 V und 1,6 V betragen, wobei allerdings zu beachten ist, daß die Verstärkung der IS mit der Versorgungsspannung schwankt. Diese Tatsache ermöglicht eine später beschriebene erweiterte Schwundregelung.

Geradeausempfänger haben nicht den typischen vom Superhet bekannten AM-Klang. Durch die relativ große empfangene Bandbreite ist die Klangqualität ausgezeichnet, erfährt aber bei Einsetzen der Dunkelheit durch den beginnenden Fernempfang eine erhebliche Beeinträchtigung, da dann mehrere Sender gleichzeitig gehört werden. Man kann hier einen gewissen Kompromiß schließen, indem man einen Schwingkreis mit höchstmöglicher Güte aufbaut und diesen dann so wenig wie möglich bedämpft. Die zweite Voraussetzung erfüllt die IS ZN 414, um die Erfüllung der ersten muß man sich durch sorgfältige Herstellung der Ferritantenne und Auswahl der Kreiskapazität selbst bemühen. Die Abmessungen des Ferritstabes sind für die Empfangsleistung unbedeutend. Bereits ein 4 cm langer Stab liefert ausgezeichnete Ergebnisse. Die Wicklung wird am besten aus Hf-Litze mit 20...30 Einzelleitern hergestellt. Besondere Sorgfalt muß dann natürlich auf die Verzinnung der Enden gelegt werden, es darf kein Drähtchen vergessen werden.

Die geringen äußeren Abmessungen der IS (TO-18) und die wenigen zusätzlichen Bauelemente reizen besonders zum Bau eines Kleinstradios. Obwohl ohne zusätzliche Verstärkerstufe schon ein hochohmiger Kristallhörer betrieben werden kann, lohnt es sich vor allem für einen besseren Fernempfang oder eine ungünstige Empfangslage, einen zusätzlichen Verstärker anzuschließen. Für Ohrhörerbetrieb genügt eine einstufige Ausführung, für Lautsprecherbetrieb wird am besten eine übliche eisenlose Endstufe aufgebaut. Für Versuchszwecke wurde ein möglichst kleiner MW-Empfänger aufgebaut, der in *Bild 3* abgebildet ist. Die Schaltung hierfür zeigt *Bild 4*. Im Interesse der Platzersparnis wurde auf eine erweiterte AGC-Regelung verzichtet, es kann jedoch die in *Bild 5* dargestellte Schaltung anstelle des Widerstandes R_{AGC} eingefügt werden. Dadurch erhält man einen Regelumfang von 40 dB. Die Stromversorgung erfolgt aus einer handelsüblichen 1,5-V-Knopfzelle, der Verbrauch beträgt rund 0,5 mA. Wird der Schaltungszusatz nach Bild 5 verwendet, so erfolgt die Stromversorgung aus einer 9-V-Batterie. Wie bei allen Hf-Schaltungen, so ist auch hier beim Aufbau nach den bekannten Gesichtspunkten zu verfahren. Da die Gesamtverstärkung der IS sehr hoch ist und die geometrischen Abmessungen recht klein sind, können sehr leicht Verkopplungen zu wilden Schwingungen führen. Speziell muß darauf geachtet werden, daß die Abstimmelemente so weit wie möglich von Batterie, Hörer/Lautsprecher und deren Zuleitungen entfernt angeordnet werden. Ferner muß der Kondensator C 3 so kurz

Bild 3. Versuchsweise aufgebauter Kleinstempfänger (Aufnahme: Kriebel)

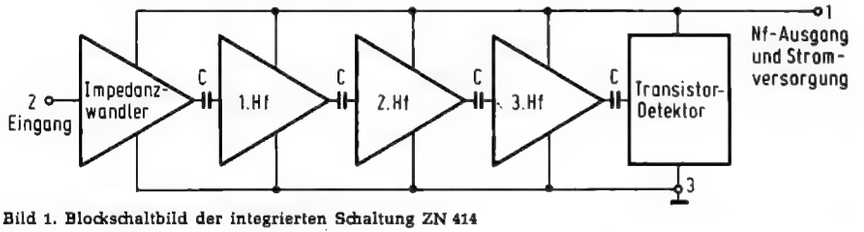
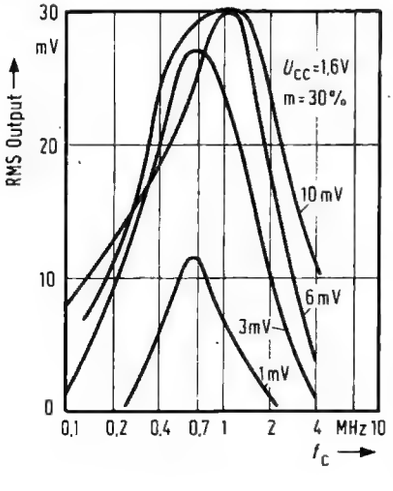


Bild 1. Blockschaltbild der integrierten Schaltung ZN 414



◀ Bild 2. Empfindlichkeit in Abhängigkeit von der Empfangsfrequenz

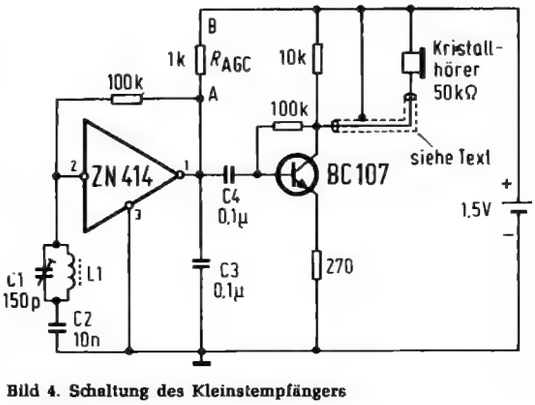


Bild 4. Schaltung des Kleinstempfängers

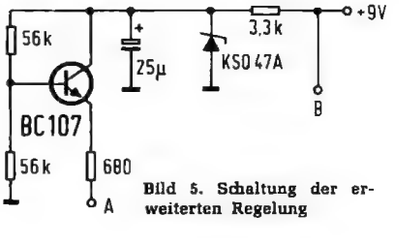


Bild 5. Schaltung der erweiterten Regelung

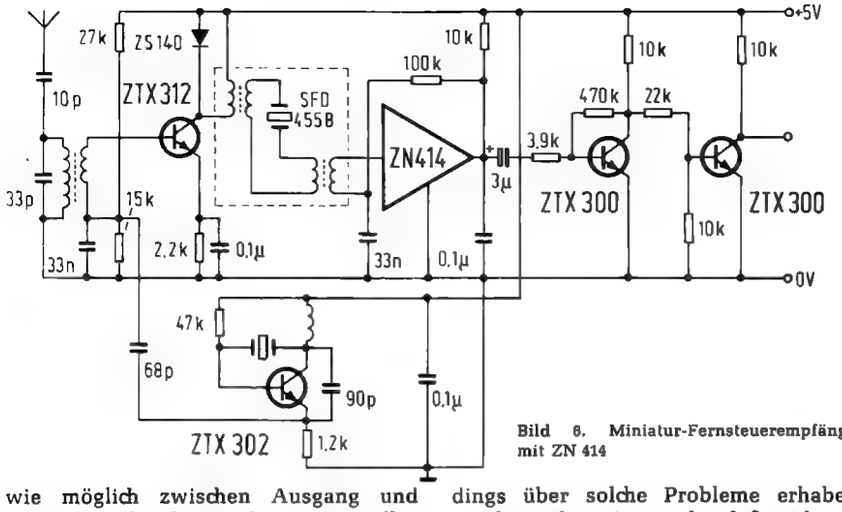


Bild 6. Miniatur-Fernsteuerempfänger mit ZN 414

wie möglich zwischen Ausgang und Masse angebracht werden. Wenn alles nichts hilft, so ist als Zuleitung zum Hörer ein abgeschirmtes Kabel zu verwenden, wobei der Schirm am Pluspol der Batterie liegt. Nach dieser Maßnahme dürfte es dann zu keinen Schwingungen mehr kommen.

Aus Platzgründen wurde auf einen großen Drehkondensator verzichtet und ein 150-pF-Trimmer eingebaut; die Ferritantenne ist in diesem Fall mit etwa 80 Windungen Hf-Litze zu bewickeln.

Ist das Gerät fertiggestellt, wird man zunächst feststellen, daß man die vorhandenen Ortssender *nicht* alle auf einmal hört, sondern jeden einzelnen präzise abstimmen muß. Die Lautstärke ist ausgezeichnet, und da mit einer Ferritantenne empfangen wird, ist die Einfallsrichtung zu beachten. Wenn es dann Abend wird, erscheint der übliche Wellensalat, speziell zum kürzeren Ende des Bandes hin. Obwohl alles gehört werden kann, ist der Hörgenuß doch ein wenig durch die nun als unangenehm empfundene größere Bandbreite getrübt. Wer gute Nerven hat, ist allerdings über solche Probleme erhaben. Zu bemerken ist noch, daß sich am Abend die Ortssender von den Fernsendern lediglich durch eine größere eingenommene Bandbreite, nicht aber durch unterschiedliche Lautstärke unterscheiden. Man möchte nicht glauben, was man alles mit einem derart kleinen Geradeausempfänger hören kann.

Da die IS ZN 414 u. a. auch einen kompletten Demodulator enthält, gibt es viele Anwendungen für sie. Beispielsweise ist der Einsatz als Zf-Verstärker mit Regelung und Demodulator denkbar. *Bild 6* zeigt eine solche Anwendung in einem kleinen Fernsteuer-Superhetempfänger. Die Zf-Selektion muß hier natürlich vor der IS in genügendem Maße vorgenommen werden. Hierfür eignen sich die z. Z. billig erhältlichen keramischen Zf-Filter. Der in Bild 6 gezeigte Empfänger hat eine Empfindlichkeit von 2,5 µV für 5 V Ausgangsspannung, gemessen mit 100 % Rechteckmodulation (Proportionalsteuerung). Der Eingangssignalpegel kann um 80 dB schwanken, der Stromverbrauch liegt bei 4,5 mA. ■

Gerhard O. W. Fischer

Telefon-Mithörgerät

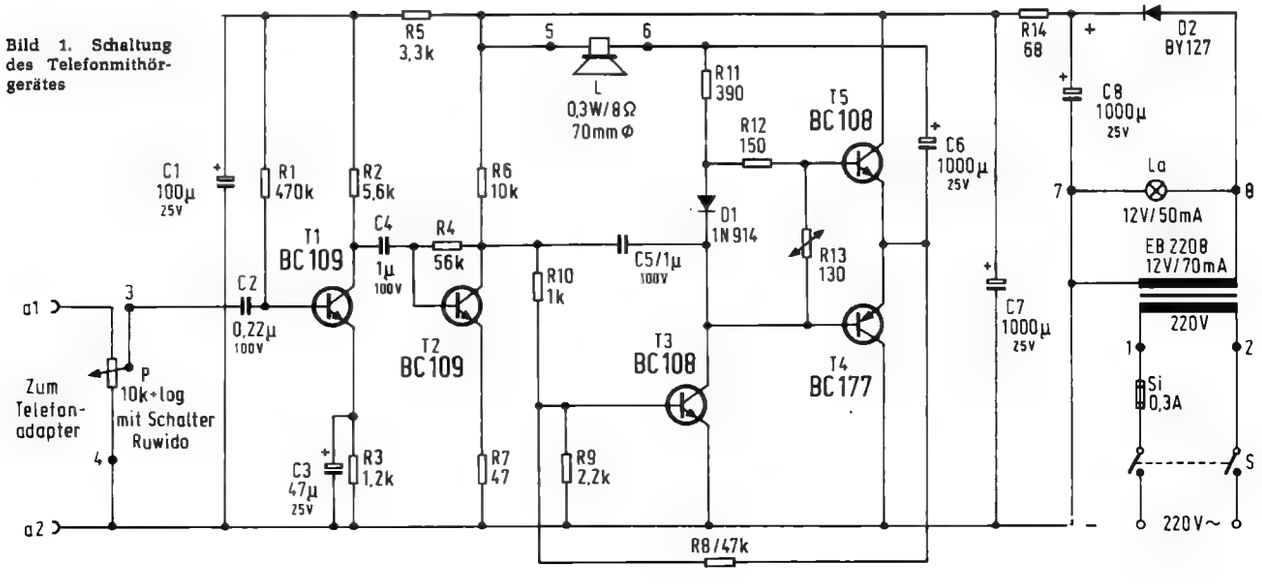
Oft kommt es vor, daß ein Telefongespräch nicht nur für eine Person wichtig ist, sondern die Nachricht für einen größeren Kreis von Mitarbeitern bestimmt ist. Derjenige, der die Nachricht entgegennimmt, muß in einem solchen Fall anschließend das Gehörte wiederholen. Wie oft kommt es dabei vor, daß etwas vergessen wird oder vielleicht sogar verkehrt verstanden wurde.

Alle diese Probleme lösen sich von selbst, wenn ein Telefonmithörgerät zur Verfügung steht. Das im folgenden Beschriebene ist allerdings nur in Haustelefonanlagen zulässig, die *nicht* mit dem öffentlichen Netz in Verbindung stehen.

Wie aus dem *Bild 1* zu ersehen ist, handelt es sich um einen einfachen eisenlosen Nf-Verstärker mit zwei Vorstufen. Diese beiden Vorstufen T 1, T 2 sind notwendig, um die geringe Nf-Spannung, die von einem Telefonadapter geliefert wird (kleiner als 1 mV) auf einen Wert zu verstärken, der ausreicht, um den Endverstärker T 3, T 4, T 5 auszusteuern. Der Adapter selbst, der als Fertigteil bezogen werden kann, wird an den Eingangsbuchsen a 1/a 2 angeschlossen. Die gewünschte Lautstärke kann mit dem Potentiometer P eingestellt werden. Die erforderliche Betriebsspannung von etwa 6 V liefert ein eingebautes Netzteil. Der Transformator ist ein Fertigbauteil der Firma Spitznagel, der speziell für gedruckte Schaltungen hergestellt wird. Das Gerät wird durch den Schalter S, der auf der Potentiometertasche sitzt, eingeschaltet, die Lampe La zeigt den Betriebszustand an.

Aufgebaut wird die Schaltung zusammen mit dem Netzteil auf einer Druckplatte *(Bild 2)*. Ein kleines Teko-Ge-

Bild 1. Schaltung des Telefonmithörgerätes



häuse Nr. 352 eignet sich vorzüglich für den Einbau des Gerätes, und gibt diesem ein gefälliges Aussehen, was nicht zuletzt durch die schräge Frontplatte erzielt wird.

An mechanischen Arbeiten sind nur die Löcher für das Potentiometer, die Lampe, das Sicherungselement, die Buchsen und einige Schallaustrittslöcher für den Lautsprecher in die Frontplatte zu bohren.

Die fertig bestückte Druckplatte wird am Chassisboden des Gehäuses mittels eines Distanzstückes festgeschraubt. Von den in Bild 1 angeführten Punkten 1 bis 8 werden Drahtleitungen zu den auf der Vorder- oder Rückseite des Gehäuses angebrachten mechanischen Bauteilen verlegt. Den Lautsprecher, das Potentiometer mit dem Schalter und die Betriebskontrollampe montiert man auf der Vorderseite der Frontplatte, die Eingangsbuchsen und die Sicherung auf

Bild 2. Platine des Mustergerätes

Bild 3. ▶ Das fertige Mustergerät

der Rückseite. Weiter ist noch an geeigneter Stelle ein kleines Loch in der Rückwand zu bohren, durch welches die Netzkabelausführung erfolgt.

Der Adapter *(Bild 3)* wird an der Stelle des Telefonapparates angebracht, an der die Lautstärke am größten erscheint. Die richtige Stelle ist zu erproben.

Werner Scholz

Steckfeld und Netzschalttafel für das Heimstudio

3. Teil

In den ersten beiden Teilen dieses Beitrages in den Heften 13 und 14 erläuterten wir das Prinzip des Gerätes und gingen dann auf Details des Steckfeldes ein.

Anschlußfeld und 0-V-Verbindungen

In *Bild 16* ist die Lage der Buchsen des Anschlußfeldes in zwei Ansichten schematisch dargestellt; a zeigt die Ansicht von außen, b von innen, wie sie zum Verdrahten des Anschlußfeldes benötigt wird. Die Ziffern in den Buchsenlöchern (16 a) geben an, ob es sich um 3- oder 5polige Buchsen handelt. Im gleichen Bild ist die obere Buchsenreihe mit *A*, die untere mit *B* bezeichnet. In der Waagerechten werden die Buchsen von der linken Chassiskante aus gezählt. Wenn nun die von den externen Geräten und der Netzschalttafel ankommenden Stecker in der gleichen Weise beschriftet werden, sind Verwechslungen ausgeschlossen.

Wie schon kurz erwähnt, sind innerhalb des Steckfeldes alle externen Geräte sowie die aktiven und passiven Einheiten und Vorrichtungen masseseitig miteinander verbunden.

Ideal wäre es nun, wenn man einfach die 0-V-Kontakte aller Buchsen des Steckfeldes untereinander niederohmig verbinden und mit allen Masse- bzw. 0-V-Anschlüssen von sämtlichen Ein- und Ausgängen der Geräte zusammenlegen könnte.

Leider ist dies nicht möglich, da bei den meisten Industriegeräten des Heimgerätesektors offenbar Masse nicht gleich Masse ist und sich beim Zusammenschalten zweier oder mehrerer 0-V-

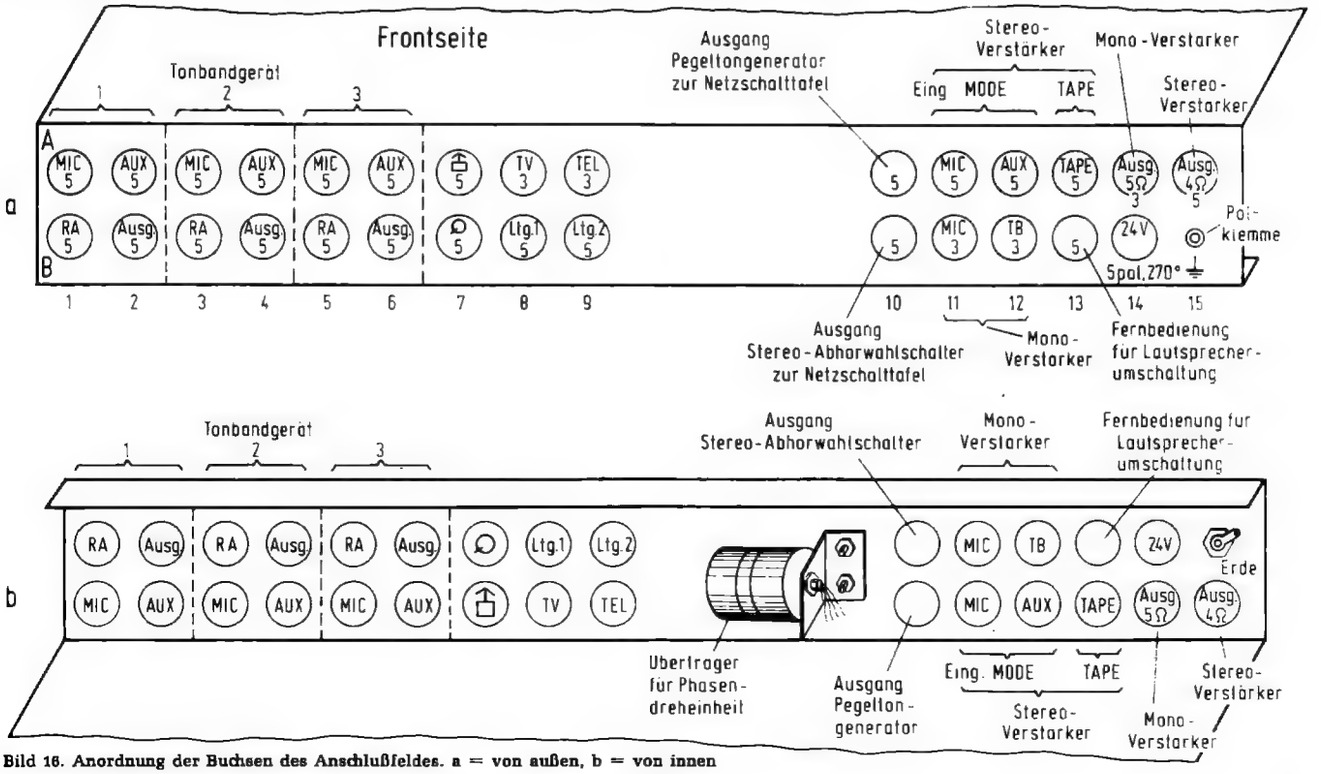


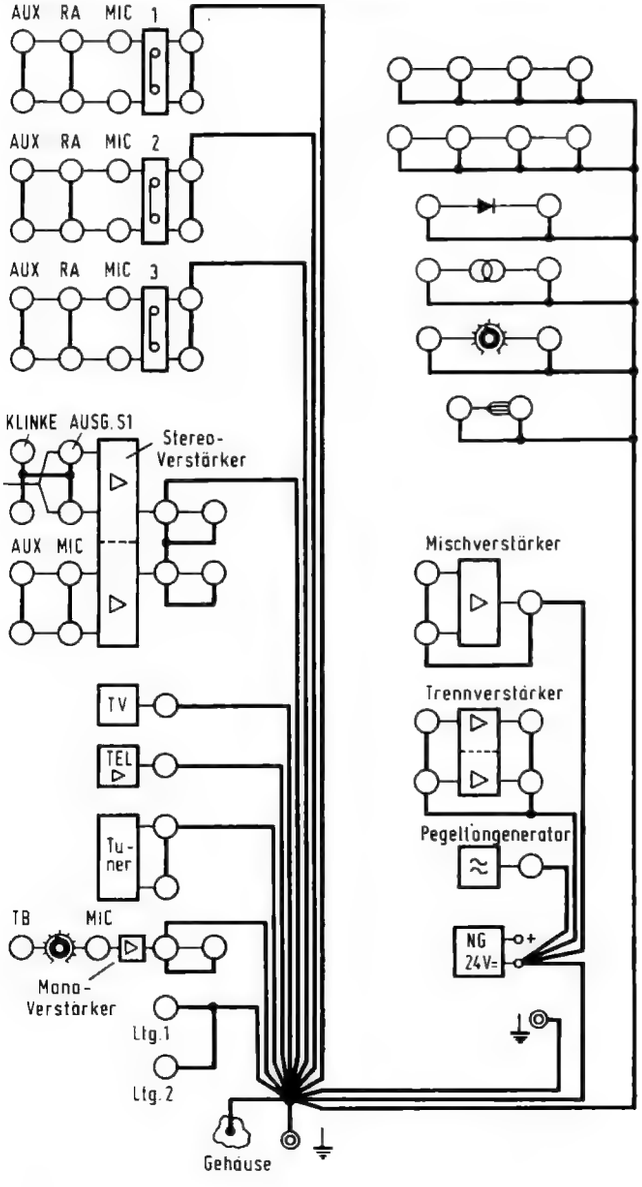
Bild 16. Anordnung der Buchsen des Anschlußfeldes. a = von außen, b = von innen

Anschlüsse oft Brummschleifen bilden. Sie können dadurch entstehen, daß sich zwischen den Anschlußpunkten unterschiedliche Potentiale, z. B. durch Spannungsabfälle größerer Ströme an zu hochohmigen 0-V-Verbindungen (Endstufen) oder durch Induktion (Transformatoren) ausbilden, die dann beim Kurzschluß zu unberechenbaren Verkopplungen und Brummschleifen führen.

Bei manchen Geräten, die keine Steckverbindungen nach DIN 41 524 haben, ist es nicht einmal möglich, die Masseanschlüsse der gleichen Stereoeingänge (etwa zweier Mikrofoneingänge) zusammenzulegen.

Um dem erwünschten Ideal trotzdem nahe zu kommen, werden die 0-V-Verbindungen innerhalb des Steckfeldes nach *Bild 17* verdrahtet. Wie man sieht, sind die 0-V-Anschlüsse zwischen Ein- und Ausgängen nur bei den selbstgebauten Einheiten direkt verbunden. Bei allen externen Geräten führen nur die Masseanschlüsse der Ausgänge sternpunktförmig über isolierte Leitungen an den gemeinsamen Erdungspunkt, eine Polklemme. Das Gehäuse ist von dem Erdungspunkt zunächst isoliert und wird nur an *einer* Stelle mit der Polklemme verbunden. Die Masseanschlüsse jeweils gleichartiger Ein- und Ausgänge eines externen Stereogerätes werden – mit Ausnahme der Mikrofon-

Bild 18. Netzschalttafel (alle Aufnahmen vom Verfasser)



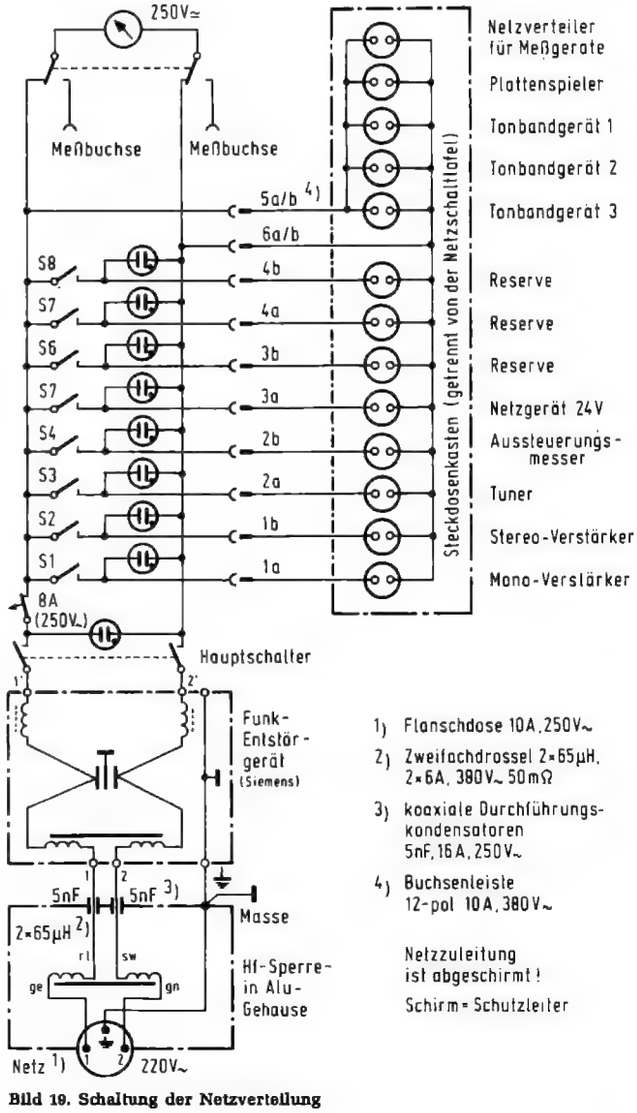


Bild 19. Schaltung der Netzverteilung

◀ Bild 17. Blockschaltbild der 0-V-Verbindungen innerhalb des Steckfeldes

eingänge an den Tonbandgeräten – untereinander verbunden.

An die Polklemme wird eine möglichst gute Erde von Wasser-, Gas- oder Heizungsrohrnetzen aus Metall über einen größeren Drahtquerschnitt geführt.

Die geschilderte Erdung funktioniert allerdings nur dann, wenn keines der Heimstudiogeräte bereits mit dem Schutzkontakt der Schukosteckdosen verbunden ist. Dies kann jedoch vorausgesetzt werden, da bei diesen Geräten als VDE-Schutzmaßnahme gegen zu hohe Berührungsspannung die Schutzisolierung üblich ist.

Netzschalttafel

Dieses Gerät ist in *Bild 18* gezeigt.

Netzverteilung

Es ist sehr unangenehm, wenn Tonbandaufnahmen durch Knacken oder andere Geräusche gestört werden, sobald irgendwo im Hause ungenügend funkentstörte elektrische Geräte betrieben werden. Besonders starke Störer sind u. a. Leuchtstofflampen, Kommutatormaschinen und Phasenanschnittsteuerungen mit Halbleitern. Störquellen dieser Art erzeugen ein sehr breites Spektrum von Funkstörspannungen, das sich vom Langwellenbereich bis zu einigen hundert MHz erstreckt. Für die Ausbreitung der Funkstörungen gibt es drei Möglichkeiten: Längs der Leitungen (bis 30 MHz), durch Kopplung (induktiv, kapazitiv) und durch Strahlung (über 30 MHz).

Um Störungen vorzubeugen, die über das Netz in die Heimstudio-Anlage gelangen, sind in die Netzzuleitung der Netzschalttafel Hf-Filter eingebaut. Störungen durch induktive und kapazitive Kopplungen vermeidet man durch große räumliche Entfernung zwischen Störern oder verseuchten Leitungen und allen Geräten des Heimstudios sowie durch sorgfältige Abschirmung aller empfindlichen Leitungen und Bausteine. Zum Beseitigen von Störungen durch Einstrahlung sind meist schaltungstechnische Maßnahmen erforderlich, die hier nicht besprochen werden können[7]).

Wie *Bild 19* zeigt, durchläuft die Netzspannung zwei Funk-Entstörgeräte, bevor sie zu dem 2poligen Hauptschalter gelangt. Die am Netzeingang liegende Hf-Sperre, deren Bauelemente sich in einem kleinen, allseitig geschlossenen Aluminiumgehäuse befinden, soll über die Netzleitung kommende Funkstörspannungen bereits so weit dämpfen, daß sie sich innerhalb der Netzschalttafel nicht mehr ausbreiten können. Danach wird die Netzspannung über koaxiale Durchführungskondensatoren und abgeschirmte Leitungen an ein handelsübliches Funk-Entstörgerät (Siemens) geführt, in dem verbliebene Störspannungsreste im Frequenzbereich von etwa 100 kHz bis über 100 MHz stark gedämpft werden.

Wenn der nachfolgende Hauptschalter geschlossen ist, wird die Netzspannung von einer Kontroll-Glimmlampe angezeigt und mit einem Dreheisen-Instrument gemessen. Das Instrument läßt sich bei Bedarf mit einem 2poligen Schalter auf zwei Meßbuchsen schalten. Als Hauptsicherung dient ein 6-A-Sicherungsautomat.

Die meisten Geräte erhalten ihre Netzspannung erst, wenn außer dem Hauptschalter auch die entsprechenden Einzelschalter geschlossen sind. Glimmlampen über den Einzelschaltern zeigen an, welches Gerät in Betrieb ist. Tonbandgeräte, Plattenspieler und zwei Dreifachsteckdosen für den Anschluß weiterer Studio- oder Meßgeräte erhalten ihre Spannung direkt über den Hauptschalter.

Die Einzelsteckdosen für alle externen Geräte sind in einem von der Netzschalttafel getrennten Steckdosenkasten montiert. Der Steckdosenkasten wird mit einer 12poligen Steckverbindung (Tuchel) über ein 12adriges Netzkabel an die Netzschalttafel angeschlossen.

Stereo-Aussteuerungsmesser

Im professionellen Studiobetrieb werden an Aussteuerungsmesser hohe Ansprüche gestellt. Die wichtigsten Forderungen sind:

1. großer Anzeigebereich (ca. 50 dB ≙ ca. 1:300),
2. möglichst logarithmische Anzeige (lineare dB-Skala),
3. geringer Frequenzgang innerhalb des Übertragungsbereiches von 40...15 000 Hz (≦ ± 1 dB),
4. kurze Ansprechzeit (Anzeige mindestens −1 dB, wenn ein Sinus-Dauerton von −40 dB für die Dauer von 10 ms auf 0 dB = 100 % springt),
5. langsame Rücklaufzeit des Zeigers (0,75...2,5 s von 0 auf −40 dB nach Unterbrechung eines Sinus-Dauertons mit einem Pegel von 0 dB).

Bei vielen Heimtonbandgeräten werden zur Aussteuerungsanzeige billige VU-Meter verwendet, denn die obigen Forderungen lassen sich nur mit beträchtlichem Aufwand für einen Meßverstärker und die Anzeigeeinrichtung erreichen. Diese VU-Meter (VU = volume unit) sind einfache Drehspulmeßwerke mit vorgeschalteten Zweiweg-Gleichrichtern. Ihre Anzeige ist linear und umfaßt etwa einen Bereich von 20 dB (1:10), wobei Meßwerte von 20 dB unter Vollausschlag, also einem Zehntel des Endwertes, bereits beträchtliche Meßfehler zeigen. Sie betragen hier schon das 10fache des Fehlers bei Endausschlag, mit einem Meßwerk der Güteklasse 1,5 also beispielsweise schon 15 %. Die dritte Forderung kann mit VU-Metern gut eingehalten werden, während kurze Ansprechzeiten wegen der zu trägen beweglichen Systeme kaum erreichbar sind.

Messungen an den in der Netzschalttafel eingebauten VU-Metern nach den oben beschriebenen Bedingungen ergaben z. B. bei 1000-Hz-Impulsen mit 10 ms Dauer nur noch eine Anzeige von −15 dB. Erst mit 200-ms-Impulsen wird die volle Anzeige von 0 dB (= 0 VU = 100 %) erreicht.

Würde man nun im praktischen Betrieb mit einem solchen Instrument aussteuern, wären Übersteuerungen die Folge. Um die Trägheit der VU-Meter etwas auszugleichen, wird ihnen ein Vorlauf (engl. lead = voreilen) von 5...7 dB gegeben. Damit wird durchschnittliche Modulation zwar annähernd richtig, ein Sinus-Dauerton aber um 5...7 dB zu hoch angezeigt. Das führt bei Sinustönen oder ähnlichen musikalischen Tönen (z. B. langgezogenen Orgelklängen) zur Untersteuerung. Bei impulshaltiger Musik, z. B. bei kurzen Trommelschlägen, ist der von dem trägen VU-Meter angezeigte Wert zu niedrig, und es besteht die Gefahr der Übersteuerung.

Mit dem nachfolgend beschriebenen Stereo-Aussteuerungsmesser wurde eine preiswerte und trotzdem gute Lösung gefunden, um die für das Heimstudio besonders wichtigen Forderungen 3. bis 5. erfüllen zu können. Gute Dienste leistet dabei die Anzeigeröhre zum Spannungsvergleich EMM 801 (auch magische Waage oder doppeltes magisches Band genannt), die schon früher in röhrenbestückten Tonbandgeräten zur Aussteuerungskontrolle eingebaut, aber trotz der guten Eigenschaften nach Aufkommen der Transistorgeräte in Vergessenheit geraten ist. Offenbar haben es die Hersteller gescheut, für die Stromversorgung und die Erzeugung des zur Ansteuerung notwendigen relativ hohen Eingangspegels zusätzlichen Aufwand zu treiben. Gemessen an den Vorteilen erscheinen dem Verfasser die Mehrkosten für den Aussteuerungsmesser nach *Bild 20* nicht zu hoch.

Die beiden Kanäle des Aussteuerungsmessers sind gleichartig aufgebaut und auf einer gemeinsamen Platine untergebracht. Das Eingangssignal des jeweiligen Kanals gelangt in der Stellung *Betrieb* des Eichschalters über einen Spannungsteiler an den Eingang eines linearen Verstärkers[8]) mit 20 dB Verstärkung und großem Aussteuerungsbereich. Das 100-kΩ-Eichpotentiometer kann von der Frontplatte aus mit einem Schraubendreher eingestellt werden und läßt Pegeländerungen von ± 3 dB zu.

Das verstärkte Signal wird in einer Kaskadenschaltung gleichgerichtet, die erhaltene Gleichspannung verdoppelt

[7]) FUNKSCHAU 1966, Heft 20, Seite 615, und Heft 21, Seite 679. DL–QTC 1971, Heft 12, Seite 706. Grundig: Technisches Jahrbuch 1973, Seite 22.

[8]) Valvo-Transistor-Kompendium, Teil III, Niederfrequenz-Verstärker. Ausgabe 1970.

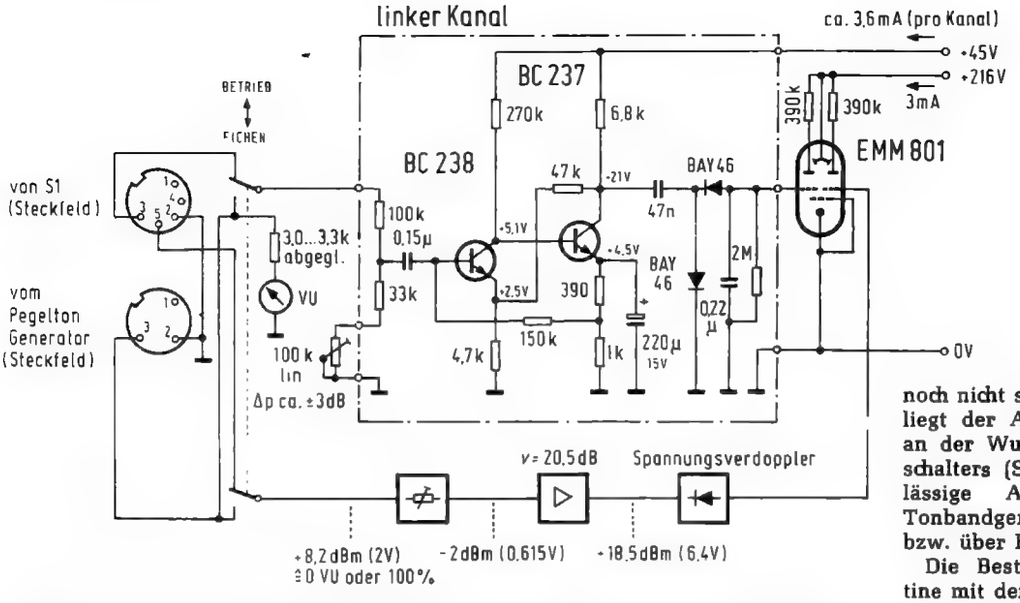


Bild 20. Schaltung des Stereo-Aussteuerungsmessers

und dem Gitter der EMM 801 zugeführt. Das zwischen Steuergitter und Masse liegende RC-Glied bestimmt die Rücklaufzeit. Die Ansprechzeit von 10 ms wird durch den geringen Quellwiderstand des Verstärkers (200 Ω) ermöglicht.

Zunächst war geplant, jedem Kanal des Aussteuerungsmessers ergänzend ein VU-Meter mit dem erforderlichen Vorverstärker parallel zu schalten. Die praktische Arbeit mit der magischen Waage erwies sich jedoch als so gut, daß diese Absicht fallen gelassen werden konnte. Wie schon kurz erwähnt, liegt eines der beiden eingebauten VU-Meter (das linke) parallel zum Ausgang des Pegeltongenerators. Das andere VU-Meter ist nicht angeschlossen.

Zum Eichen des Aussteuerungsmessers ist zunächst der Ausgangspegel des Pegeltongenerators bei 1 kHz mit Hilfe des VU-Meters genau auf 100 % einzustellen. Nun werden die beiden Kanäle des Aussteuerungsmessers mit dem Eichschalter ebenfalls auf den Ausgang des Pegeltongenerators geschaltet (Stellung *Eichen*). Die 100-kΩ-Eichpotentiometer sind nun so einzustellen, daß sich die Leuchtfelder der EMM 801 gerade noch nicht schließen. In Stellung *Betrieb* liegt der Aussteuerungsmesser wieder an der Wurzel des Stereo-Abhörwahlschalters (S 1) und erlaubt eine zuverlässige Aussteuerungskontrolle der Tonbandgeräte – vor allem auch hinter bzw. über Band.

Die Bestückung der Veroboard-Platine mit den Bauelementen für Verstärker und Spannungsverdoppler ist *Bild 21* zu entnehmen.

Bild 22 zeigt das zur Stromversorgung benötigte Netzteil. Der Netztransformator befindet sich außerhalb der Netzschalttafel und wird über eine 5-polige Steckverbindung angeschlossen.

(Fortsetzung folgt)

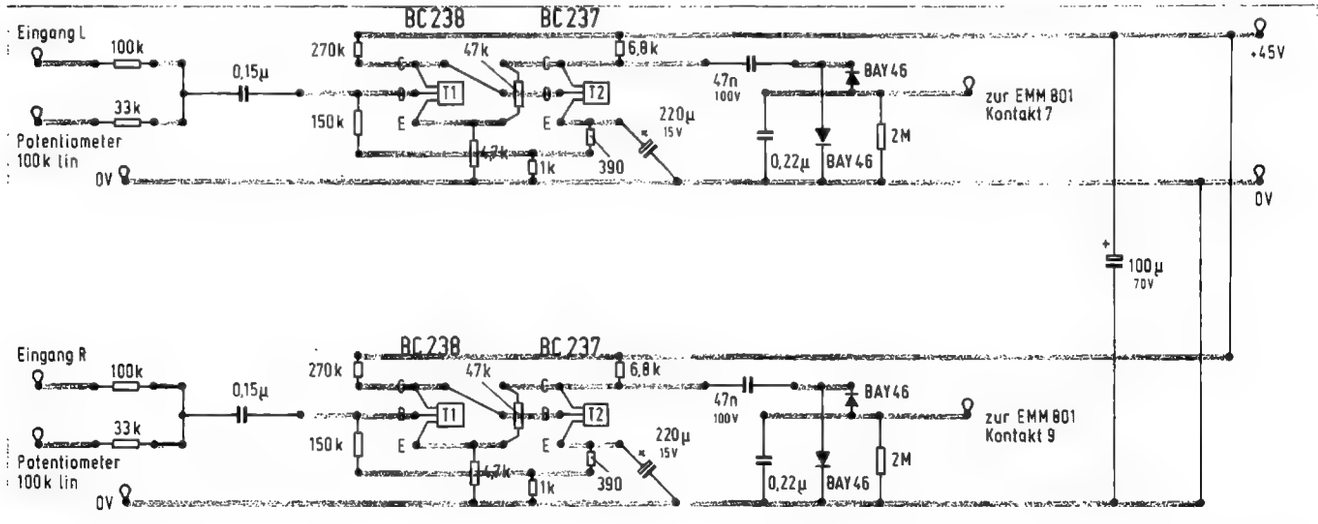


Bild 21. Verdrahtungsplan der Veroboard-Platine für den Stereo-Aussteuerungsmesser

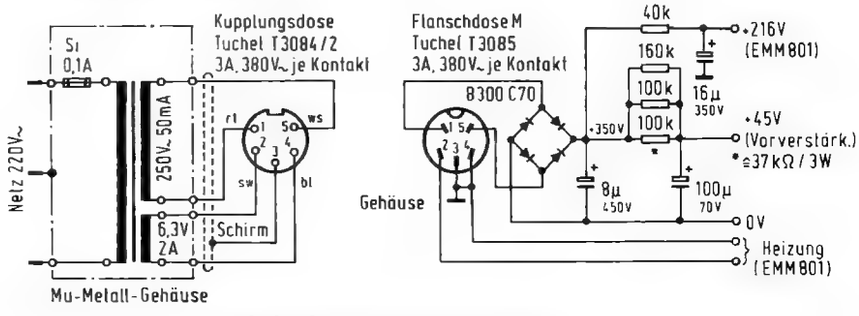


Bild 22. Schaltung des Netzteils für den Stereo-Aussteuerungsmesser

Karlo Pasemann

Messungen mit Funktionsgenerator und Oszillograf

Dieser Beitrag beschreibt eine Verknüpfung von Funktionsgenerator und Oszillograf, die es erlaubt, gewobbelte Frequenzdurchläufe auf dem Oszillografenbildschirm als stehende Bilder zu beobachten.

Für die Messung von aktiven und passiven Baugruppen ist es oft erforderlich, die Meßfrequenz laufend innerhalb bestimmter Bereiche zu verändern. Dafür gibt es eine Reihe von Wobbelmeßplätzen für unterschiedliche Meßaufgaben.

Der Benutzer des Meßplatzes kann beispielsweise Filterdurchlaßkurven oder Verstärkerfrequenzgänge als stehende Bilder auf einem Oszillografenschirm beobachten. Das hat den Vorteil, daß jede Schaltungsänderung, die den Frequenzverlauf im dargestellten Bereich beeinflußt, direkt erkennbar ist. Besonders praktisch ist die direkte Kontrolle bei Abgleichvorgängen.

Hier wird eine Meßanordnung beschrieben, die mit entsprechenden Einschränkungen ebenfalls die Betrachtung von Frequenzverläufen am Bildschirm

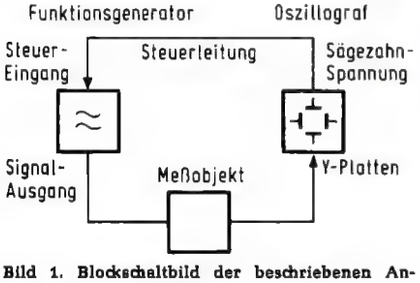


Bild 1. Blockschaltbild der beschriebenen Anordnung

eines Oszillografen erlaubt. Neben dem Oszillografen wird nur noch ein Funktionsgenerator gebraucht, dessen Frequenz sich von außen durch Anlegen einer Gleichspannung ändern läßt. Der Funktionsgenerator muß deshalb einen Eingang für die Steuerspannung haben, zum Beispiel als VCO-Eingang (Voltage Controlled Oscillator) beim verwendeten Gerätetyp gekennzeichnet.

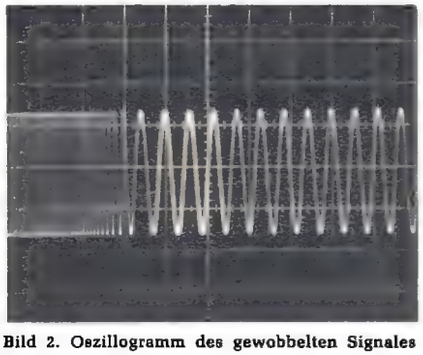


Bild 2. Oszillogramm des gewobbelten Signales

Das Prinzip der beschriebenen Anordnung liegt darin, daß die sägezahnförmige Ablenkspannung, die meist an einer Buchse des Oszillografen zur Verfügung steht, dazu verwendet wird, die Frequenz des Funktionsgenerators zu steuern.

Damit laufen automatisch die Frequenzänderung und die Strahlablenkung in x-Richtung synchron. *Bild 1* zeigt die Anordnung als Blockschaltbild.

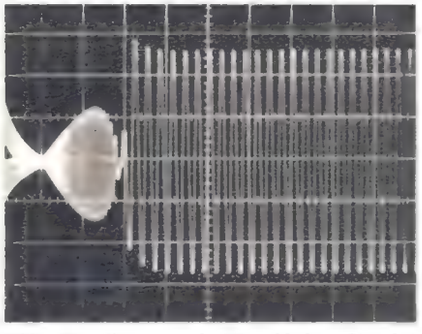


Bild 3. Oszillogramm des gewobbelten Signales nach Passieren von zwei Doppel-T-Filtern

Wird die in der Frequenz sich periodisch ändernde Ausgangsspannung des Funktionsgenerators direkt auf den Eingang des Oszillografen gegeben, dann ergibt sich der in *Bild 2* dargestellte Strahlverlauf. Daraus ist allerdings der Frequenzverlauf nur qualitativ erkennbar. Will man genauere Angaben über seinen Verlauf gewinnen, dann gibt es dafür zwei Möglichkeiten.

Die erste besteht darin, die Frequenzänderung des Funktionsgenerators in Abhängigkeit von einer veränderbaren Gleichspannung, die dem VCO-Eingang zugeführt wird, punktweise aufzunehmen. Ist dann auch noch bekannt, wie sich die Spannung des sägezahnförmigen Signals aus dem Oszillografen verhält, dann kann man die notwendigen Angaben über die Frequenzänderung innerhalb der Abbildung erhalten.

Die zweite Möglichkeit, die es gestattet, den Frequenzverlauf mit Markierungen zu versehen, ist einfacher. Sie kann durch Schaltungen erfolgen, die sich durch einen ausgeprägten Frequenzgang auszeichnen und die man zwischen Generatorausgang und Oszillografeneingang schaltet.

Mit geringem Aufwand lassen sich Doppel-T-Filter aufbauen, die sich durch große Dämpfungen im Resonanzbereich auszeichnen. Zwei solche Filter in Reihe geschaltet und für Frequenzen am Rande des gewünschten Übertragungsbereiches ausgelegt, können quasi als Markengeber dienen, wenn sie mit dem Meßobjekt abwechselnd zugeschaltet werden. *Bild 3* zeigt das Oszillogramm der gewobbelten Signale nach Durchlaufen von zwei Doppel-T-Filtern.

Reicht die Amplitude der Sägezahnspannung nicht aus, um die gewünschte Frequenzänderung des Funktionsgenerators voll auszunutzen, dann muß man die Sägezahnspannung verstärken. Dafür zeigt die Schaltung in *Bild 4* einen kleinen Verstärker. Wichtig ist, daß der Verstärkerausgang gleichstromfrei ist, damit kein Gleichspannungspotential den Funktionsgenerator beeinflußt. Der Verstärker muß aus zwei Stufen bestehen, damit das verstärkte Steuersignal mit der Sägezahnspannung des Oszillografen in Phase liegt.

Bild 5 zeigt schließlich das Blockschaltbild eines praktisch ausgeführten Beispieles einer solchen Anordnung für den Tonfrequenzbereich. Die Doppel-T-Filter, nach *Bild 6* aufgebaut, haben ihre größte Dämpfung bei 680 Hz und 5 kHz. Die genaue Abstimmung der Filter läßt

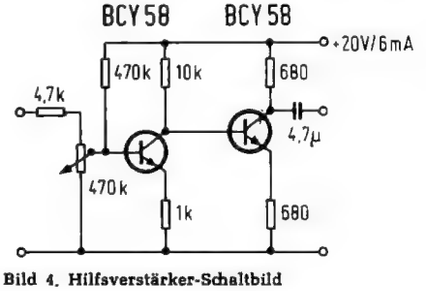


Bild 4. Hilfsverstärker-Schaltbild

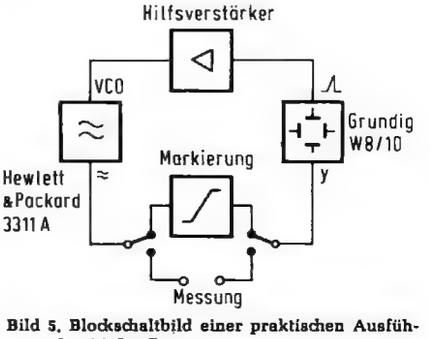


Bild 5. Blockschaltbild einer praktischen Ausführung des Meßaufbaues

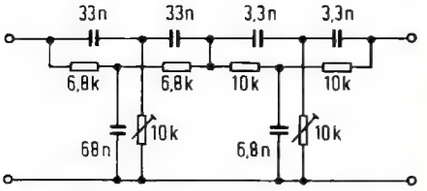


Bild 6. Doppel-T-Filter für 680 Hz und 5 kHz

sich am leichtesten mit der beschriebenen Anordnung durchführen. Nur bei Nennfrequenz ist nämlich die Güte dieser Filter so hoch, daß die Umhüllende des abgebildeten Frequenzverlaufes bis zur Zeit- bzw. Frequenzachse eingeschnitten ist (Bild 3).

Ein Umschalter erlaubt während der Messung laufend die Kontrolle des abgebildeten Frequenzspektrums. Steht ein Zweistrahloszillograf zur Verfügung, kann man einen Strahl über die Filterkette ansteuern und erhält immer feststehende Frequenzmarkierungen. Ebenso ist es denkbar, über einen Strahl einen Sollfrequenzgang anzuzeigen und

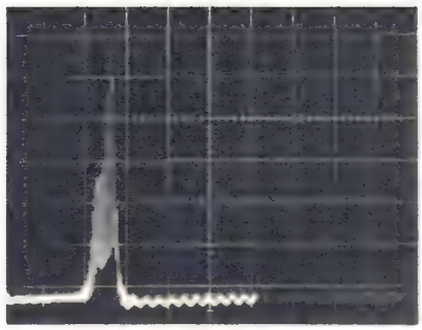


Bild 7. Oszillogramm der Messung über ein Oktavfilter (mit Gleichrichtung des Signales)

damit die Einstellung eines zweiten, gleichartigen Objektes zu erleichtern.

Bild 7 zeigt schließlich das Oszillogramm eines Oktavfilters mit 1 kHz Mittenfrequenz. Durch Gleichrichtung des Signales ergibt sich der von Bild 2 und Bild 3 abweichende Verlauf des Signales. Diese Oszillogramme sind alle als stehende Bilder auf dem Oszillografenbildschirm zu beobachten, wodurch die Arbeit mit dieser Anordnung besonders einfach wird.

Erwin Gassner

Blitzlichtorgel

Die in dieser Lichtorgel verwendete Blitzlampe erzeugt im Rhythmus der Musik kurze Lichtblitze. Schnelle Tanzbewegungen ähneln so den ruckartigen Bewegungsabläufen alter Stummfilme.

Das *Bild* zeigt die Schaltung des Gerätes. Der linke Teil stellt das Steuerpult einer einkanaligen Lichtorgel dar. Selbstverständlich können auch zwei oder drei Anlagen über eine Frequenzweiche (siehe FUNKSCHAU 1972, Heft 21) betrieben werden. Der Kondensator C 1, der die an Diode D 1 entstehende, pulsierende Gleichspannung glättet und zugleich als Spannungsreserve dient, muß dann möglicherweise auf 200 µF erhöht werden, um ein einwandfreies Zünden zu gewährleisten.

Die Niederfrequenz wird durch P 1 auf die richtige Höhe eingestellt. Der Transformator Tr 1 trennt die Lichtorgel galvanisch vom Netz. Damit die negativen Halbwellen vom Thyristor ferngehalten werden, ist die Diode D 2 zwischen Trenntrafo und Thyristor geschaltet.

Die Verbindung zwischen Steuerpult und der Zündeinheit wird durch ein dreiadriges Kabel hergestellt. Soll die Verbindung lösbar sein, so verwendet man dreipolige Klein-Tuchelstecker und -Buchsen. Um eine Zerstörung anderer Nf-Geräte durch versehentliches Einstecken in die Steuerbuchsen der Lichtorgel zu verhindern, müssen der Katodenanschluß von D 2 an Stift 3 und der Hochspannungsanschluß an Stift 1 gelegt werden.

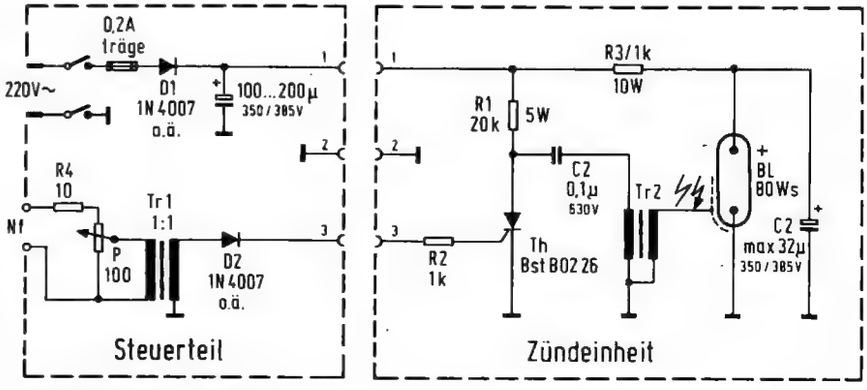
Bei der Zündeinheit wurde auf Einfachheit großer Wert gelegt. Die Versorgungsspannung lädt über den Drahtwiderstand R 3 den Blitzkondensator C 3 auf etwa 300 V auf. Zugleich wird über R 1 der Kondensator C 2 aufgeladen. Nun kann ein positiver Impuls den Thyristor über den Schutzwiderstand R 2 zünden. Über die Anoden-Katoden-Strecke des Thyristors schließt sich der Stromkreis C 2/Th/Tr 2 (prim.). Auf der Sekundärwicklung entsteht ein Zündimpuls von etwa 5 kV und zündet die Blitzröhre. Die von der Blitzröhre abgegebene Lichtleistung hängt vom verwendeten Blitzkondensator ab. Dieser sollte aber im Interesse einer möglichst langen Lebensdauer der Blitzröhre nicht über 32 µF haben. Dieser Ablauf wiederholt sich im Rhythmus der Musik.

Für das Steuerpult verwendet man ein Kunststoffgehäuse. Die Zündeinheit wird auf einer Platine aufgebaut. Vom Becherkondensator C 2 führen kurze Verbindungen zu den Lötbahnen, ebenso zum Thyristor.

Die Verbindung zur Blitzlampe ist steckbar ausgelegt. Dazu verwendet man einen alten Autoscheinwerfer. Der Glaskolben einer defekten Scheinwerferlampe wird zerschlagen, die Reste des Glühfadens entfernt und die Anschlußstifte auf gleiche Länge gekürzt. Die Blitzlampe lötet man dann auf, wobei um jede Lötstelle einige Windungen Draht gewickelt werden, um ein Lösen der Verbindung bei hoher Lampentemperatur zu verhindern. Die so umgebaute Fassung wird mittels des dazugehörigen Bajonettverschlusses befestigt.

Durch den Lampenstecker wird ein 3-mm-Loch gebohrt und dann auf die Platine aufgeschraubt. Drückt man dann die Sockelkontakte soweit wie möglich nach unten, so kann man einen abisolierten Draht in eine kleine, zwischen Platine und Steckergehäuse sichtbare Klemme einführen, der nach dem Loslassen festgeklemmt wird. Das kurze Drahtstück wird dann auf die entsprechende Leiterbahn gelötet. Den Hochspannungsanschluß verbindet man direkt mit der Primärwicklung des Zündtransformators. Diese gesamte Einheit muß noch in ein Kunststoffgehäuse eingebaut und nach vorne durch eine eventuell farbige Glasplatte abgeschlossen werden.

Das Gerät arbeitet ohne Abgleich, jedoch kann es bei Verwendung einer Blitzlampe anderen Typs vorkommen,



Gesamtschaltbild der Lichtorgel

daß der Widerstand R 3 zu verringern ist. Die Blitzlampe wird vor dem endgültigen Einbau mit einem Tuch gründlich gereinigt, und dann nicht mehr mit den Fingern berührt.

Abschließend noch ein wichtiger Hinweis: Bei diesem Gerät entsteht eine Zündspannung von 5 kV, auch die Elkospannung beträgt etwa 300 V und liegt auch nach dem Ausschalten noch einige Zeit an. Es ist also äußerste Vorsicht geboten. Beide Elkos müssen nach dem Ausschalten unbedingt durch einen Widerstand überbrückt werden, bevor man weiterarbeitet.

Die im Mustergerät verwendeten Spezialteile sind in der *Tabelle* zusammengefaßt.

Im Mustergerät verwendete Spezialteile

1 Plastik-Klein-Thyristor BSt B 02 26 (Siemens)
1 Xenon-Blitzlampe 80 Ws (Oppermann)
1 Zündtrafo (Oppermann)

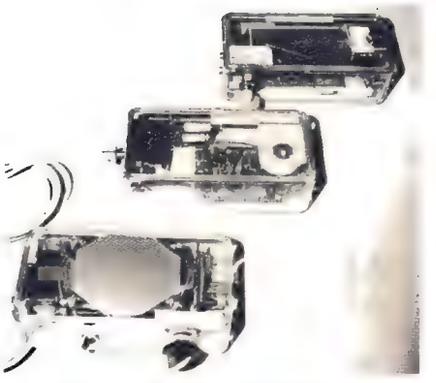


Bild 1. Außenansicht der drei Prüfgeräte

Winfried Koschwitz

Drei preiswerte Meß- und Prüfgeräte für den Selbstbau

Jeder, der sich mit der Funktechnik aus Liebhaberei beschäftigt, möchte natürlich alle möglichen Meß- und Prüfgeräte besitzen. Nun gibt es eine sehr große Auswahl an Fertig- und Bausatzgeräten, doch leider kann der Hobby-Elektroniker nicht Hunderte von DM von der Steuer absetzen. Überdies ist nicht einzusehen, warum Geräte von beträchtlichem Wert angeschafft werden sollen, die insgesamt nur wenige Male pro Jahr wirklich gebraucht werden. Aus diesen Gründen habe ich eine Serie von verschiedenen Geräten aufgebaut, die alle gemeinsame Merkmale aufweisen: Aufbau auf Restposten-Printplatten, Einbau in die bekannten Klarsicht-Kühlschrankbehälter (Preis um 1 DM!). Überwiegend gemeinsame Speisung aus einem zentralen, stabilisierten Netzgerät. Dieser Aufbau kann wohl nicht mit dem Aussehen hammerschlaglackierter Metallgehäuse konkurrieren, doch ist die mechanische Arbeit leicht auszuführen. Die Geräte sind stapelbar, somit platzsparend, und außerdem kommt man mit einem Stückpreis von etwa 25...30 DM aus (je nach Instrument). Als Nachteil ist die geringere Stabilität gegenüber Metallgehäusen zu werten, auch sind die Abschirmungen kritischer.

Nachfolgend werden drei Geräte *(Bild 1)* beschrieben, die sich beim Verfasser seit Monaten bewährt haben. Es handelt sich dabei um einen Signalverfolger und zwei Millivoltmeter, die mit verschiedenen, vorgefertigten Baugruppen aufgebaut wurden. Diese Baugruppen sind das Ergebnis von Experimenten und Nachbauten, u. a. aus der FUNKSCHAU.

Signalverfolger

Der Eingangsverstärker *(Bild 2)* mit komplementären Transistoren hat einen Eingangswiderstand von etwa 1 MΩ. Die gemessene Spannungsverstärkung beträgt 14. Das vorverstärkte Signal gelangt über den Lautstärkeeinsteller zur integrierten Schaltung TAA 300, die die weitere Verstärkung bis auf maximal 1 W übernimmt. Das Boucherot-Glied parallel zum Lautsprecher verbessert die Wiedergabe. Der Ausgang ist umschaltbar gemacht, um neben der Hörkontrolle die Möglichkeit der Zeigeranzeige zu haben. Dafür wurde eines der überall preiswert erhältlichen Aussteuerungsinstrumente eingebaut.

Die gesamte Spannungsverstärkung beträgt 2500, d. h. 100 µV am Eingang erzeugen 250 mV am Belastungswiderstand 18 Ω. Daraus folgt die Leistungsverstärkung zu ≈ 115,3 dB.

Zwei Kriterien für die Leistungsfähigkeit seien genannt: In Hamburg gelingt mit einem auf den Tisch gestellten MW-Schwingkreis mit anschließender Demodulation der Empfang des Ortssenders. Weiterhin war es möglich, nach einem UKW-Tuner über einen Tastkopf ebenfalls den UKW-Ortssender, allerdings mit entsprechendem Rauschanteil, abzuhören. Diese Beispiele zeigen, daß der Signalverfolger für die meisten praktischen Zwecke voll ausreicht.

Wichtig ist die strikte Erdpunktbildung, d. h. alle Erdverbindungen müssen zu einem zentralen Erdpunkt geführt werden, damit Schwingneigung und Brummen vermieden werden. Ebenso ist durch ein entsprechend geformtes Stück Kupferblech die Abschirmung des Vorverstärkers vom Hauptteil vorzunehmen. Bei diesem Gerät wurde ein Netzteil in einfachster Form eingebaut, damit größere Beweglichkeit für die mobile Anwendung vorhanden ist. Auch ist als Abweichung der Aufbau von rechts nach links durchgeführt worden, um bei Meßaufbauten von allen Seiten an das Objekt heranzukommen.

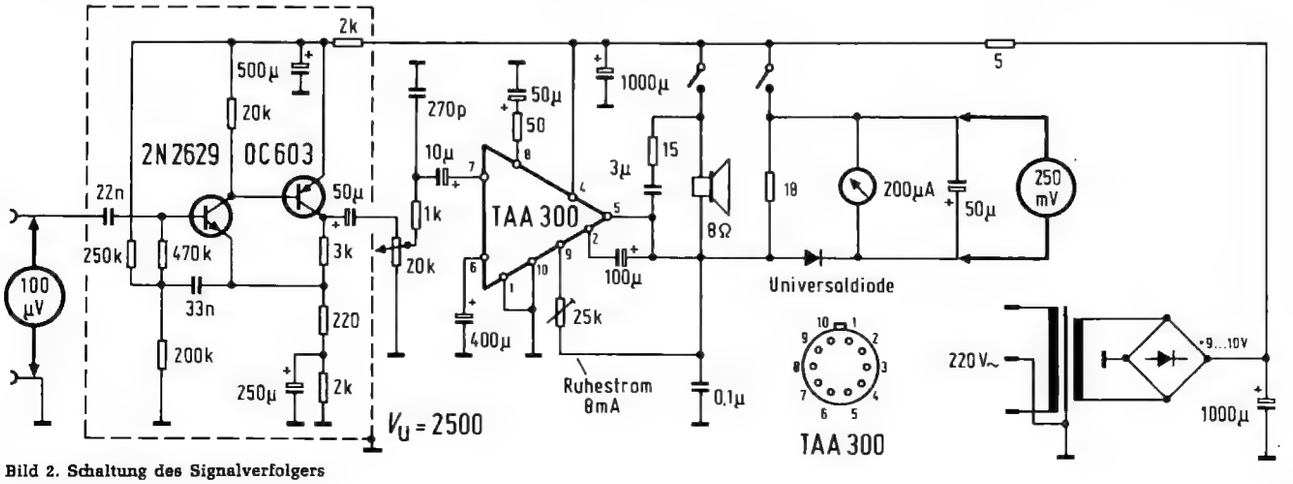


Bild 2. Schaltung des Signalverfolgers

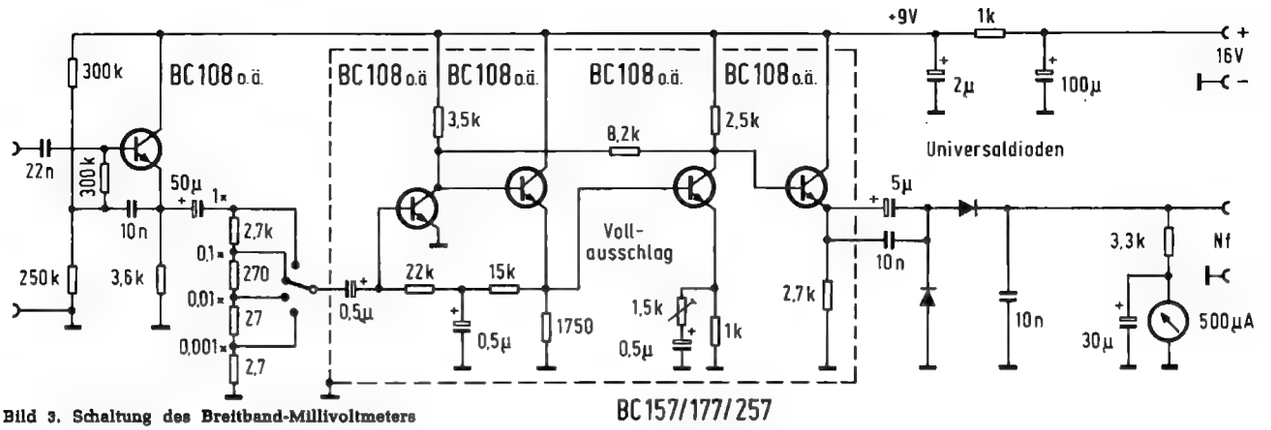


Bild 3. Schaltung des Breitband-Millivoltmeters

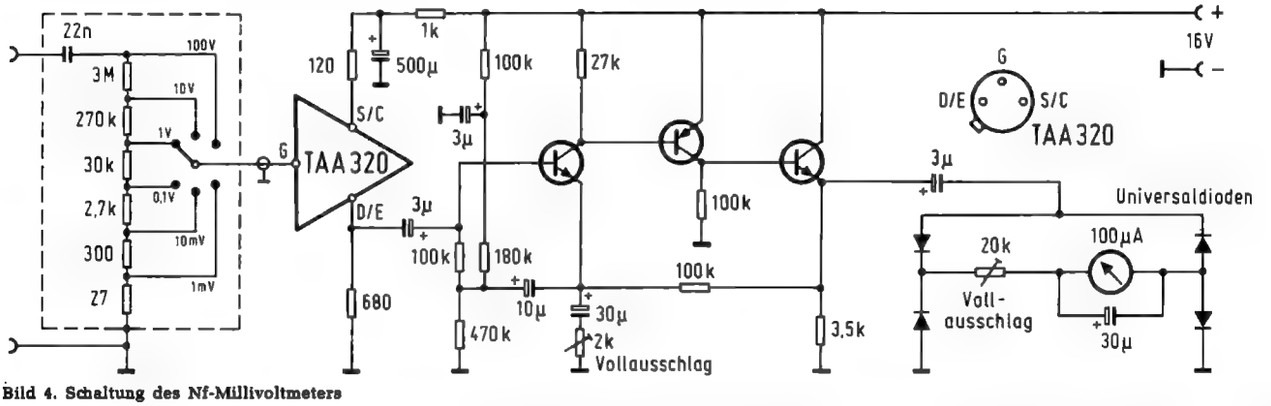


Bild 4. Schaltung des Nf-Millivoltmeters

Breitband-Millivoltmeter

Grundlage dieses Gerätes ist der in FUNKSCHAU 1972, Heft 9, Seite 304, beschriebene Breitbandverstärker, der für ein Transistor-Array konzipiert war, sich jedoch mit Einzeltransistoren gut nachbauen läßt. Die in obiger Quelle angeführten Daten (Bandbreite ≈ 30 MHz, Verstärkung ≈ 50 dB) konnten beim Nachbau ebenfalls erreicht werden. Am Eingang findet sich ein Impedanzwandler *(Bild 3)*, der auf einen umschaltbaren, niederohmigen Spannungsteiler mit eng tolerierten Widerständen arbeitet. Darauf folgt der Hauptverstärker mit der Stufenfolge Spannungsverstärker – Impedanzwandler – Spannungsverstärker – Impedanzwandler. Die anschließende Demodulation arbeitet mit Spannungsverdopplung. Da der Verstärker mit AVR vorgesehen ist, würde diese bei starker Ansteuerung einer linearen Anzeige entgegenwirken. Bei der gewählten Dimensionierung wird das mit Sicherheit vermieden.

Gegen Schwinggefahr wurde die fertige Platine über Abstandsröllchen oberhalb und unterhalb mit kupferkaschiertem Pertinax versehen und die Leiterflächen von einer Stelle aus mit dem gemeinsamen Erdpunkt verbunden.

Ursprünglich sollte dieses Millivoltmeter auch für Nf verwendet werden, doch gelang dies nur auf Kosten der oberen Frequenzgrenze. Deshalb wurde ein gesondertes Nf-Gerät aufgebaut. Für die Eichung ist eine genau bekannte Hf-Spannung erforderlich. Mit dem Emittereinsteller des vorletzten Transistors wird die Verstärkung dann auf Vollausschlag eingestellt. Ist ein Spannungsbereich geeicht, stimmen die anderen automatisch auch.

Zur Anzeige dient ein Instrument mit einer Skala 0...15, weshalb im empfindlichsten Bereich auch 1,5 mV Vollausschlag vorgesehen wurde. Die unempfindlichste Schalterstellung geht dann bis 1,5 V. Der Eingangswiderstand ist frequenzabhängig, er beträgt bei 200 kHz etwa 400 kΩ. Bei höheren Frequenzen sinkt R_e dann auf wenige kΩ ab. Zum Abhören der Nf-Modulation wurde noch eine Schaltbuchse eingebaut.

Nf-Millivoltmeter

Auf die Eingangsbuchse folgt der unkompensierte Spannungsteiler mit einem Bereich von 1 mV bis 100 V *(Bild 4)*. Der Teiler muß abgeschirmt werden. Die darauffolgende integrierte Schaltung TAA 320 bedämpft diesen mit ihrem hohen Eingangswiderstand nicht. Niederohmig wird das Signal an den Universal-Nf-Verstärker (FUNKSCHAU 1972, Heft 5, Seite 162) gegeben. Vom Emitter des ersten Transistors führt ein RC-Glied an Masse, durch Veränderung des Einstellers läßt sich die Verstärkung in weiten Grenzen ändern. Bei Einstellung auf 1 kΩ beträgt $V \approx 40$ dB (1:100), beim Kurzschließen des Einstellers konnten je nach Transistortyp Verstärkungen bis zu 70 dB (1:3200) beobachtet werden. Der Frequenzbereich dieses Gerätes reicht von 20 Hz bis 100 kHz.

Die Eichung kann im 100-V-Bereich mit Netzfrequenz erfolgen. Bei höherfrequenten Spannungen muß mit Fehlanzeigen infolge des nichtkompensierten Eingangsteilers gerechnet werden. Eine Beschaltung der hochohmigen Teilerwiderstände mit Kompensationskapazitäten würde Abhilfe schaffen (auf Kosten des Eingangswiderstandes). Die Verstärkung des Hauptverstärkers würde an sich für Vollausschlag bei 1 mV ausreichen, ein nicht zu unempfindliches Instrument vorausgesetzt. Es müßte aber der Eingangsteiler niederohmiger gehalten werden, da $R_e \approx 2$ MΩ parallel dazu liegt.

Der mechanische Aufbau ist denkbar einfach. Die Buchsen für die Eingänge und Spannungszuführungen befinden sich an den Stirnseiten der Gehäuse. Der Lautsprecher bzw. die Instrumente sind am Deckel befestigt. Die Eingangsverstärker sind ebenso wie die Spannungsteiler unmittelbar neben den Eingangsbuchsen befestigt. Die Gehäusedeckel wurden mit vier Tropfen Klebstoff festgelegt; sie lassen sich erforderlichenfalls mit einem Messer wieder abheben.

Werner Scholz

Steckfeld und Netzschalttafel für das Heimstudio

4. Teil

Die ersten drei Teile dieses Beitrages erschienen in den Heften 13, 14 und 15. Sie befaßten sich mit dem Prinzip und erläuterten im Detail die einzelnen Baugruppen des Steckfeldes und der Netzschalttafel.

Aufbau und Verdrahtung

Die für Steckfeld und Netzschalttafel notwendigen Gehäuse mit möglichst großer Frontfläche und geringer Tiefe sind im Handel kaum erhältlich. Als Ausweg wurden handelsübliche Aluminium-Chassis der Größe 400 mm x 205 mm x 55 mm verwendet.

Beim Steckfeld sind sämtliche Buchsen und Schalter von innen mit versenkten Schrauben montiert. Damit die Schrauben nicht sichtbar werden, ist über der Frontseite eine weitere 1 mm dicke Aluminiumplatte angebracht, die nur Löcher für die Steckverbindungen, Tasten, Kontrollampe, Schalter- und Potentiometerachsen enthält. Damit die Löcher genau übereinander liegen, sollten Chassis und Frontplatte unbedingt zusammengeschraubt und gleichzeitig gebohrt werden. Für die großen Löcher eignet sich sehr gut ein konischer Schäl-Aufreibebohrer Drillfile der Größe 1 in Verbindung mit einer elektrischen (Hand-)Bohrmaschine.

Die Frontplatte ist, ebenso wie die Seiten des Gehäuses, mit seidenmattem Lack einbrennlackiert und enthält die Beschriftung sowie das Blindschaltbild. Um Enttäuschungen, unnötigem Zeit- und Kostenaufwand aus dem Wege zu gehen, sei empfohlen, die Lackierung und das Einbrennen für ein paar Mark einer guten Autolackiererei zu überlassen. Beschriftung und Blindschaltbild werden mit Tusche und Schablone auf den Lack gezeichnet. Die Tusche haftet besser, wenn auf die saubere und fettfreie Lackschicht etwas Talkum aufgetragen wird. Die Beschriftung kann man aber auch mit aufreibbaren Buchstaben von Übertragungs- bzw. Haftdruckfolien (Alfac, Letraset) herstellen. Die fertige Platte wird zum Schluß mit einem in Sprühdosen erhältlichen klaren Lack (z. B. Marabu Fixativ) fixiert und geschützt.

Die Gehäuserückwände sind aus Aluminiumblechen hergestellt. Wie *Bild 23 a* zeigt, bilden die an den Enden des langen Blechstreifens hochgebogenen Lappen die Seitenflächen der Gehäuse. Je sechs in die Chassis eingelassene Nietmuttern gestatten das Anschrauben der Rückwände mit normalen Senkkopfschrauben M 3.

Jeweils vier Langlöcher *(Bild 23 b)* ermöglichen es, die Gehäuse mit Hilfe eingedübelter Halbrundkopf-Holzschrauben an der Wand aufzuhängen.

Zur Verdrahtung von Steckfeld und Netzschalttafel ist zu bemerken, daß

Tabelle 1. Anschlußdaten der verwendeten aktiven Heimstudiogeräte

Gerät	Eingangspegel p_1 von...bis dBm	Eingangspegel p_1 von...bis ≈mV, V	Z_1 kΩ	max. Ausgangspegel p_2 max. dBm	max. Ausgangspegel p_2 max. ≈V	Z_2 Ω	R_2 Ω
Externe Geräte							
MIC LO	−74...−33	0,15... 17 mV	2,2				
Tonbandgerät MIC HI	−52...− 7	2...350 mV	160	+ 8,24	2	600	≧5 kΩ
Revox A 77 RA	−52...− 7	2...350 mV	33				
AUX	−26...+15	39 mV...4,3 V	600				
Tuner Revox A 76	–	–	–	+ 2	1	verschieden (5-kΩ-Pot.)	
Plattenspieler-Vorverst.	(−43...−30)	(5,5...25 mV)	(50)	+ 10[1])	2,5	46	≧5 kΩ
Stereoverst. KLINKE (TAPE)	−12...+15	0,2...4,3 V	70[2])				
Kenwood AUX	−12...+15	0,2...4,3 V	70	+ 24	12	0,29	4
KA-4000 MIC	−52...−25	2...44 mV	100				
Monoverstärker MIC	−66...−16	0,39...120 mV	1,4	+ 18	6,2		5
(Eigenbau) TB	−16...+22	0,12...10 V	≧ 220				
Fernsehempfänger Blaupunkt CTV 500	–	–	–	+ 12	3		5
Telefonvorverstärker	max. −38	max. 10 mV	90	+ 12	3	300	≧10 kΩ
Interne Geräte							
Pegeltongenerator	–	–	–	+ 8,24	2	<170	≧ 2 kΩ
Mischverstärker	1 Eing. max. +16 2 Eing. max. +10 (kohärente Signale)	4,9 V 2,5 V	350	+ 8	1,95	70	≧47 kΩ
2-Kanal-Trennverstärker	+10	2,5 V	3600	+ 10	2,5	250	≧10 kΩ
Stereo-Aussteuerungsmesser	+8,24 ≙ 100 %	2 V ≙ 100 %	45[3])	–	–	–	–

1) normaler Ausgangspegel mit Shure V 15/II bei 8 cm/s Schnelle: −3,5 dBm (≈ 0,5 V)
2) ohne parallelgeschalteten Aussteuerungsmesser (mit: $Z_1 \approx 45$ kΩ)
3) mit parallelgeschaltetem Verstärkereingang *Tape* (ohne: $Z_1 = 130$ kΩ)

Es bedeuten: Z_1 = Eingangsscheinwiderstand
Z_2 = Ausgangsscheinwiderstand
R_2 = Abschlußwiderstand
Alle Angaben beziehen sich auf die Meßfrequenz 1000 Hz

Tabelle 2. Technische Daten der aktiven Selbstbaugeräte

Pegeltongenerator

Frequenzgang 60 Hz, 1 kHz, 10 kHz:	< ± 0,2 dB
Klirrfaktor bei 1 kHz:	< 0,2 %
zulässige Umgebungstemperatur:	+ 65 °C
Temperaturabhängigkeit der Frequenz:	< 0,5 · 10^{-4}/°C
Temperaturabhängigkeit der Ausgangsspannung:	< 0,5 · 10^{-3}/°C
Betriebsspannung:	24 V ± 15 %
Spannungsabhängigkeit der Frequenz:	< 0,5 · 10^{-4}/V
Spannungsabhängigkeit der Ausgangsspannung:	< 0,5 · 10^{-3}/V

Mischverstärker

Frequenzgang 30...20 000 Hz:	< ± 0,5 dB
Klirrfaktor (R_2 = 47 kΩ, p_2 = +8 dBm):	< 0,5 %

2-Kanal-Trennverstärker

Frequenzgang 30...20 000 Hz:	< ± 0,5 dB
Klirrfaktor (R_2 = 10 kΩ, p_2 = +10 dBm):	< 0,5 %

Stereo-Aussteuerungsmesser

Frequenzgang: 30...20 000 Hz:	< + 0/– 2,5 dB
60...20 000 Hz:	< + 0/– 1 dB
Anzeigebereich:	> 20 dB
Ansprechzeit: Anzeige ca. 90 % (– 1 dB), wenn ein Sinus-Dauerton von 1 % (– 40 dB) für die Dauer von 10 ms auf 100 % (0 dB) springt	
Rücklaufzeit:	≈ 1,5 s

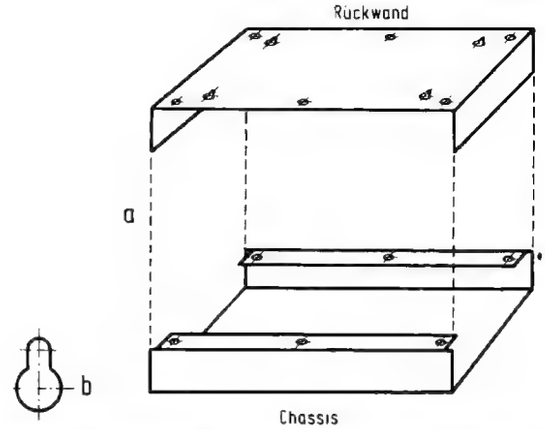


Bild 23. Gehäuse für Steckfeld und Netzschalttafel. a = Skizze von Chassis und Rückwand, b = Befestigungsloch

Die qualitativen technischen Daten gehen aus *Tabelle 2* hervor. *Tabelle 3* enthält die in den Mustergeräten verwendeten Spezialteile.

Die vorliegende Bauanleitung wird sich wohl kaum in allen Einzelheiten auf ein anderes Heimstudio übertragen lassen, sie kann aber sicher mit den zahlreichen Anregungen bei der Lösung ähnlicher Probleme helfen.

alle Nf-Leitungen, die länger als ein paar Zentimeter sind, unbedingt abgeschirmt sein müssen. Bei den Stereoleitungen darf der Schirm keinesfalls beide Adern umschließen, sondern jede Ader muß getrennt abgeschirmt sein. Der Schirm einer Leitung wird jeweils nur an einem Ende auf das 0-V-Potential gelegt. Hinweise zur Verdrahtung der 0-V-Verbindungen wurden bereits gegeben.

In *Bild 24* sind der Aufbau und die fertige Verdrahtung des Steckfeldes zu sehen.

Tabelle 1 gibt einen Überblick über die Anschlußdaten aller aktiven Geräte. Damit läßt sich beim Zusammenschalten zweier oder mehrerer Geräte sofort erkennen, welcher Ausgang zu welchem Eingang paßt, ob also Aus- und Eingangspegel übereinstimmen und der Ausgang nicht zu stark belastet wird, kurz, ob die Anpassung richtig ist.

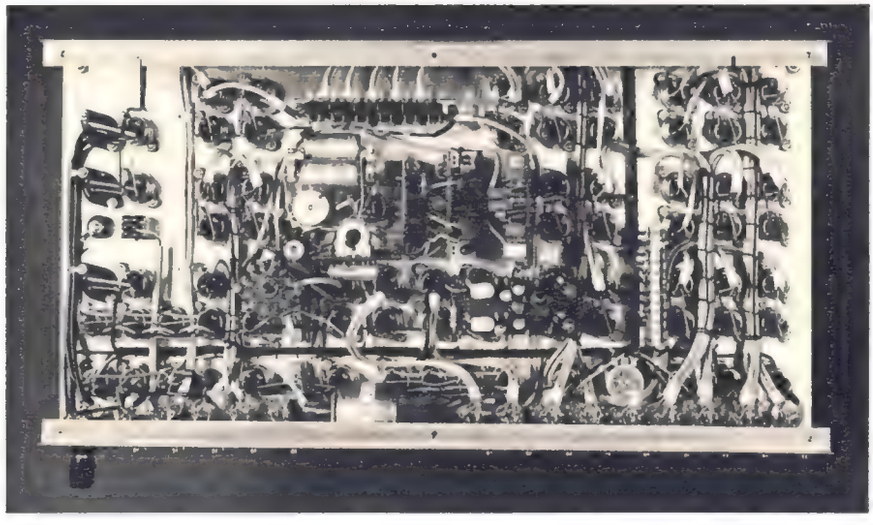


Bild 24. Rückansicht des fertigen Steckfeldes

Tabelle 3. In den Mustergeräten verwendete Spezialteile

Drucktastensätze: 3 Tasten 4 x Um gegenseitig auslösend, 6 Tasten 4 x Um gegenseitig auslösend	Schadow
Übertrager: T 172	Haufe
Flanschdose M: 10 A/250 V ~, T 2262	Tuchel
Kupplungsdose: 10 A/250 V~, T 2261	Tuchel
Zweifachdrossel: 2 × 65 µH, 2 × 6 A/380 V ~ (B 82 523 – C – A 13)	Siemens
Koaxiale Durchführungskondensatoren: 5000 pF, 16 A/250 V ~ (B 85 121 – A – B 3)	Siemens
Funk-Entstörgerät (Zweileiter-Vorschaltgerät): 2 x 2 A, 2 x 1,1 µH; 2 × 2 µH; 2 × 0,035 µF (Y) (B 84 102 – C 140)	Siemens
Dreheisen-Einbauinstrument: 250 V, Klasse 1,5, RkE 65	Neuberger
Buchsenleiste: 12polig 10 A/380 V ~, T 2009/12	Tuchel
VU-Meter: Ersatzinstrument für Revox G 36	Revox
Kupplungsdose: 5polig, 3 A/380 V ~, T 3084/2	Tuchel
Flanschdose M: 5polig, 3 A/380 V ~, T 3085	Tuchel

Das Beste aus unserer Rubrik für **Praxis und Hobby** ist in dem Band

Elektronik-Baubuch für Praxis und Hobby

zusammengefaßt.

Das Buch enthält auf 219 Seiten 32 Bauanleitungen, hat 181 Abbildungen und 21 Tabellen. Zum Preis von 24.80 DM kann es bei jeder Buchhandlung oder direkt vom Franzis-Verlag bezogen werden.

Michael Arnoldt

Linearer elektronischer Wobbelgenerator 1 Hz bis 1 MHz

1. Teil

Die obere und untere Wobbelgrenze des im folgenden beschriebenen Wobbelgenerators sind getrennt von Hand einstellbar. Dabei ist das Frequenzverhältnis bis 1000 (max. 80 000 bei geringerer Linearität) beliebig wählbar. Die kleinste sinnvoll anwendbare Auflösung beträgt 1...2 ‰ der Mittenfrequenz.

Als Anwendungsgebiete bieten sich an: Filter im Nf-, Zf- und Hf-Bereich bis 1 MHz, Nf-Verstärker, Weichen sowie Lautsprecher. Zusätzlich wird ein für diesen Wobbelgenerator entworfener Frequenzzähler mit LED beschrieben.

Arbeitsweise des Funktionsgenerators

Der Funktionsgenerator erzeugt Schwingungen durch die Auf- und Entladung eines externen Kondensators. Diese Vorgänge sind im Fall der hier verwendeten IS ICL 8038 mittels der Widerstände R_a und R_b einstellbar. Die Summe aus Anstiegs- und Abfallzeit der Kondensatorspannung bildet die Periodendauer T, deren Kehrwert die Frequenz.

$$T = t_1 + t_2 \quad f = 1/T = 1/(t_1 + t_2)$$

Die Aufladung erfolgt über die Konstantstromquelle K 1. bis der Schwellwert des Comparators 1 mit $^2/_3\ U_B$ erreicht ist *(Bild 1)*. Dann wird das Flipflop FF gekippt und die Konstantstromquelle K 2 zugeschaltet. Diese nimmt den Entladestrom auf. Beim Erreichen des unteren Schwellwertes $^1/_3\ U_B$ wird das FF über Comparator 2 zurückgestellt, und die Aufladung beginnt erneut. Die Schwellwerte sind über gleiche Widerstände R 8, R 9, R 10 intern festgelegt *(Bild 2)*. Daher beträgt der Spannungshub an C_{ext}:

$$\Delta U = {}^2/_3\ U_B - {}^1/_3\ U_B = {}^1/_3\ U_B$$

Über die Verstärker und den Sinusumformer stehen die Signale in Rechteck-, Dreieck- und Sinusform zur Verfügung. Zur Berechnung der Frequenz über die Zeiten $t_{1,2}$ sind vorerst die Anschlüsse 7 und 8 miteinander zu verbinden *(Bild 3)*. R 1 und R 2 teilen U_B im Verhältnis 1 : 4, so daß an der Basis von T 1 $^4/_5\ U_B$ anliegen. Da die Basis-Emitter-Spannungen von T 1 und T 2 bzw. T 3 entgegengesetzt und annähernd gleich sind, tritt die Spannung $^4/_5\ U_B$ auch an den Emittern T 2 und T 3 auf. Der Strom durch R_a und R_b errechnet sich dann zu:

$$I_a = \frac{U_B - \frac{4}{5}U_B}{R_a} = \frac{1}{5}\cdot\frac{U_B}{R_a} \qquad (1)$$

$$I_b = \frac{U_B - \frac{4}{5}U_B}{R_b} = \frac{1}{5}\cdot\frac{U_B}{R_b} \qquad (2)$$

Während $I_a = I_1$ ist, wird I_b über die Wilson-Konstantstromquelle T 10...T 13 verdoppelt: $I_2 = 2\ I_b$.

Für die Aufladezeit ergibt sich aus der Ladung:

$$q_1 = C_{ext}\cdot\Delta U = I_1\cdot t_1 \qquad (3)$$

Mit $\Delta U = {}^1/_3\ U_B$ wird:

$$t_1 = \frac{1}{3}\cdot\frac{U_B}{I_1}\cdot C_{ext} \qquad (4)$$

und mit $I_1 = I_a = \frac{1}{5}\cdot\frac{U_B}{R_a}$

$$\text{wird:}\quad t_1 = \frac{1}{3}C_{ext}\cdot\frac{U_B}{\frac{1}{5}\cdot\frac{U_B}{R_a}} = \frac{5}{3}R_a\cdot C_{ext} \qquad (5)$$

Entsprechend gilt für die Entladung:

$$t_2 = C_{ext}\cdot\frac{\Delta U}{I_{entl}}$$

mit: $I_{entl} = I_2 - I_1 = 2\ I_b - I_a =$

$$\frac{2}{5}\cdot\frac{U_B}{R_b} - \frac{1}{5}\cdot\frac{U_B}{R_a} = \frac{1}{5}U_B\left(\frac{2}{R_b} - \frac{1}{R_a}\right)$$

$$\text{wird:}\quad t_2 = \frac{C_{ext}\cdot\Delta U}{\frac{1}{5}U_B\left(\frac{2}{R_b} - \frac{1}{R_a}\right)} =$$

$$\frac{5}{3}C_{ext}\frac{R_a R_b}{2R_a - R_b} \qquad (6)$$

Und für die Frequenz ergibt sich:

$$f = \frac{1}{T} = \frac{1}{t_1 + t_2}$$

$$f = \frac{1}{\frac{5}{3}C_{ext}\cdot R_a\left(1 + \frac{R_b}{2R_a - R_b}\right)} \qquad (7)$$

Verwendet man gleiche Widerstände $R_a = R_b = R$:

$$f = \frac{0{,}3}{R\cdot C_{ext}} \qquad (8)$$

In diesem Fall sind Lade- und Entladestrom durch C_{ext} annähernd gleich und das Tastverhältnis wird 50 %.

Benutzt man anstelle von R_a und R_b einen einzigen Widerstand R und verbindet die Anschlüsse 4 und 5 miteinander, erhält man:

$$f = \frac{0{,}15}{R\cdot C_{ext}} \qquad (9)$$

Um nun das Tastverhältnis zu beeinflussen, muß ein veränderbarer Widerstand R 5 zwischen die Anschlüsse 4

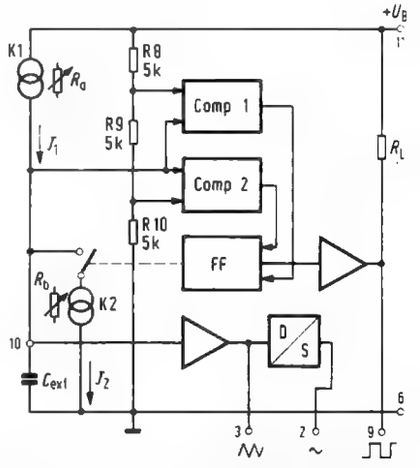


Bild 1. Blockschaltbild des Funktionsgenerators

und 5 gelegt werden, dessen Mittelabgriff über R mit $+\ U_B$ zu verbinden ist.

Die Beschränkung auf einen Widerstand bzw. ein Potentiometer verringert zwar den Materialaufwand, jedoch rät der Hersteller, diese Beschaltung nur für einfache Zwecke zu verwenden. In Fällen, die höhere Präzision verlangen, werden getrennte Widerstände empfohlen. Diese Überlegungen haben gezeigt, wie die Frequenzeinstellung durch R_a, R_b und C_{ext} vorgenommen werden kann.

Spannungsgesteuerter Oszillator (VCO)

Wie die Gleichungen (1) und (2) gezeigt haben, beeinflußt die Spannung an Anschluß 8 die Ströme I_a und I_b. Somit kann durch Variation von U_8 eine zusätzliche Frequenzeinstellung vorgenommen werden. In diesem Fall arbeitet

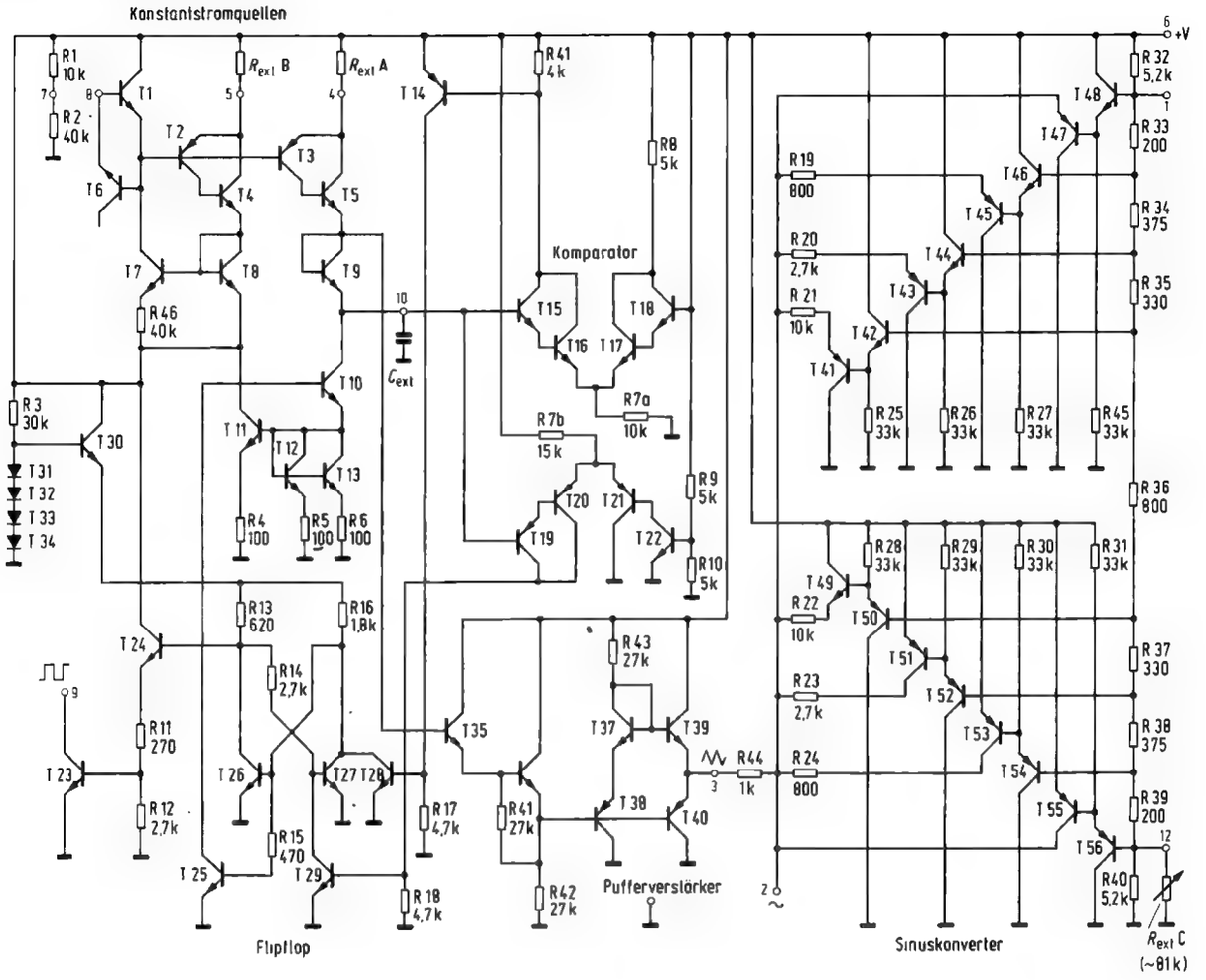


Bild 2. Gesamtschaltbild des Funktionsgenerators

der Funktionsgenerator als VCO. Diese Möglichkeit wird für den Betrieb als Wobbler ausgenutzt. Anstelle (1) und (2) gilt nun:

$$I_{A,B} = \frac{U_B - U_8}{R_{a,b}} \qquad (10)$$

Wendet man den vorherigen Rechengang analog an, wird:

$$f = \frac{U_B - U_8}{C_{ext} \cdot \frac{1}{3} U_B \cdot R_a \left(1 + \frac{R_B}{2R_a - R_b}\right)} \qquad (11)$$

und mit $R_a = R_b = R$:

$$f = \frac{U_B - U_8}{R \cdot C_{ext} \cdot \frac{2}{3} U_B} \qquad (12)$$

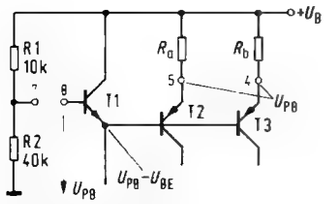


Bild 3. Teilschaltbild des Funktionsgenerators

Die Frequenz sinkt also mit steigender Spannung am Anschluß 8 und umgekehrt. Zudem ist der Zusammenhang $f(U_8)$ linear, was auch die Praxis beweist. Bezieht man U_8 nicht auf Masse, sondern auf U_B, wird mit $U'_8 = U_B - U_8$ anschaulicher:

$$f = \frac{1{,}5}{R \cdot C_{ext}} \cdot \frac{U'_8}{U_B}$$

In der Praxis erfährt der untere Wert von U_8 eine Begrenzung durch die Tatsache, daß

1. die Schwelle von Comp 1 bei $^2/_3$ U_B liegt, C_{ext} also bis zu diesem Punkt aufladbar sein muß, und
2. die Kollektor-Emitter-Spannungen von T 5 und T 9 nicht beliebig klein werden können. Damit ergibt sich der Variationsbereich:

$$^2/_3\, U_B \leq U_8 \leq U_B.$$

Das somit erzielbare Frequenzverhältnis ist sehr groß, es umfaßt mehrere Oktaven. Daraus ergeben sich für eine gute Frequenzkonstanz folgende Forderungen:

1. Die Frequenz ist abhängig von den Strömen I_a und I_b, die aus der Differenz $U_B - U_8$ abgeleitet werden. Daher ist die eingestellte Spannung gegen U_B und nicht gegen Masse konstant zu halten. Das ist dann von besonderer Bedeutung, wenn eine nicht stabilisierte Spannungsquelle Verwendung finden soll.
2. Die Spannung U_8 und ihre Grenzen beim Wobbeln werden durch veränderbare Widerstände eingestellt. Da Trimmer und Potentiometer größere Schwankungen als Festwiderstände aufweisen, empfiehlt es sich, die kontinuierliche Veränderbarkeit auf einen hinreichend kleinen Bereich zu beschränken (z. B. 1 Oktave) und den größeren Teil des Spannungsabfalls im Bereich $^2/_3$ U_B...U_B durch Festwiderstände zu erzeugen.

Der Funktionsgenerator weist auch als VCO eine sehr geringe Spannungs- und Temperaturabhängigkeit auf. Der Grund ist in der Tatsache zu suchen, daß Spannungsschwankungen sowohl die Schwellwerte als auch die Ströme in fast glei-

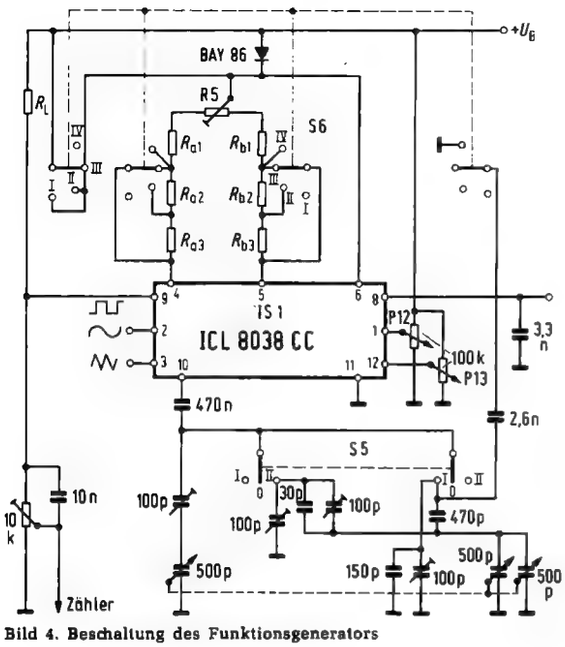


Bild 4. Beschaltung des Funktionsgenerators

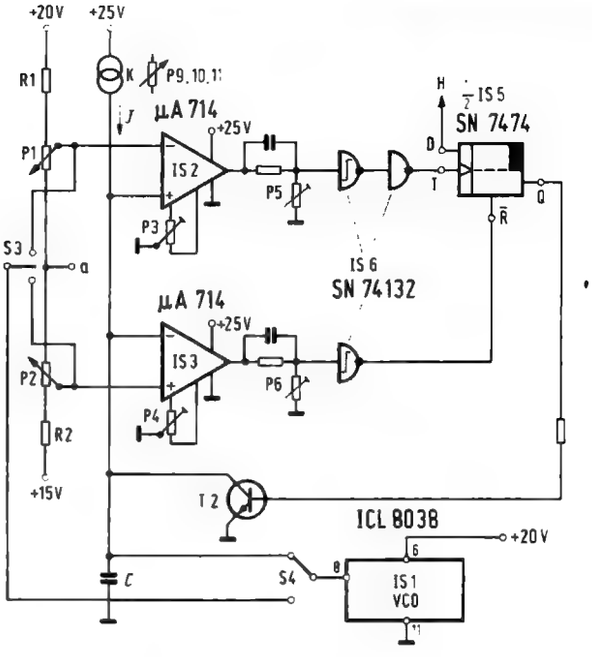


Bild 5. ▶ Steuergenerator (vereinfacht)

chem Maß verändern, wodurch sich diese Einflüsse praktisch aufheben.

Beschaltung des Funktionsgenerators

Die Beschaltung *(Bild 4)* mittels R_a, R_b und C_{ext} ist für den vorliegenden Fall so gestuft, daß der Bereich 1...1000 kHz in neun Teilen überstrichen werden kann. Die Frequenzangaben beziehen sich jeweils auf die obere Wobbelgrenze. Zur eigentlichen Frequenzvariation dient der Dreifach-Drehkondensator C 1, C 2, C 3. Mit dem Schalter S 6 wird die Teilung im Verhältnis 10 : 1, mit S 5 in den Stufungen 10...5, 5...2, 2...1 vorgenommen. Die *Tabelle 1* zeigt die oberen Wobbelgrenzen und die zugehörigen Schalterstellungen.

Der Wobbelhub bestimmt jeweils die untere Frequenzgrenze. Die Potentiometer P 12, P 13 dienen zur Verringerung der Sinusverzerrungen.

Tabelle 1. Obere Frequenzgrenzen

S 6	S 5	C_{max}	C_{min}
I (x 1)	I	1 kHz	2 kHz
I	II	2 kHz	5 kHz
I	0	5 kHz	10 kHz
II (x 10)	I	10 kHz	20 kHz
II	II	20 kHz	50 kHz
II	0	50 kHz	100 kHz
III (x 100)	I	100 kHz	200 kHz
III	II	200 kHz	500 kHz
III	0	500 kHz	1000 kHz
IV	I	20 Hz	20 kHz

Tabelle 2. Obere Wobbelgrenzen

In Stellung	ergeben sich als Wobbelgrenzen
„Min"	(0,8...0,9) f_o...f_o (S 2 betätigt)
„1 Oktave"	0,5 f_o...f_o (S 1, S 2 nicht betätigt)
„Max"	(1/20...1/25) f_o...f_o (S 1 betätigt)
„1000"	1/1000 f_o...f_o

Neben der Feineinstellung der Wobbelgrenzen f_o, f_u ist im Steuergenerator eine Grobschaltung vorgesehen (S 1, S 2) *(Tabelle 2)*.

Da die Frequenzwahl automatisch (beim Wobbeln) und von Hand über P 1, P 2 vorgenommen werden kann, arbeitet das Gerät auch als reiner Nf- bzw. Hf-Generator zwischen 20 Hz und 1 MHz. Darüber hinaus erlaubt die Vergrößerung von C_{ext} bzw. R_a und/oder R_b das Absenken der unteren Frequenzgrenze. Eine weitere Frequenzerhöhung ist bis etwa 1300 kHz ebenfalls möglich. Wegen der damit verbundenen Linearitätsabnahme ist jedoch hier der Betrieb als Wobbler nicht zu empfehlen.

Steuergenerator

Zum VCO wird eine Schaltung benötigt, die die VCO-Spannung sägezahnförmig innerhalb definierter Grenzen periodisch verändert und dabei den VCO über einen bestimmten Frequenzbereich durchstimmt (wobbelt). Dieser Steuergenerator arbeitet im Prinzip ähnlich wie der Funktionsgenerator, mit dem Unterschied, daß die freie Wahl der Vergleicherschwellwerte möglich ist. *Bild 5* zeigt das vereinfachte Schaltbild.

Der Kondensator C wird über die Konstantstromquelle K aufgeladen, bis der durch P 1 vorgegebene Schwellwert erreicht ist. Dann steigt die Spannung am Ausgang des Vergleichers IS 2

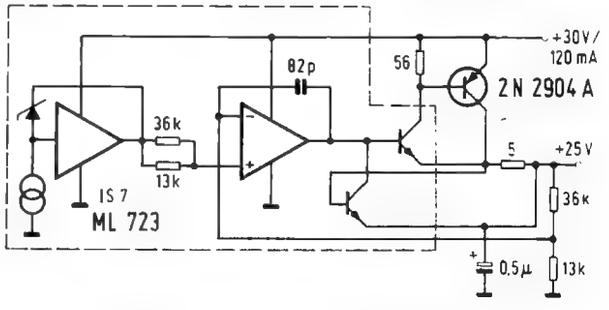
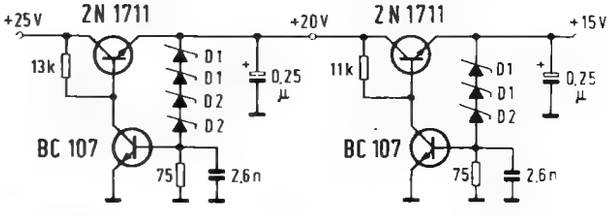


Bild 6. Stabilisierungsspannung



Z-Dioden
D1 = BZX 83 4,7 V
D2 = BZX 83 5,1 V

schnell an und gibt über den Schmitt-Trigger 1/4 SN 74132 und den Inverter 1/4 SN 74132 eine positive Flanke an den Takteingang des Delay-FF 1/2 SN 7474, das dabei den H-Zustand seines D-Eingangs an den Ausgang Q überträgt. Damit wird T 2 leitend, entlädt den Kondensator, wobei er auch den Ladestrom aufnimmt, bis der untere Schwellwert P 2 erreicht ist. Das Ausgangspotential des Vergleichers IS 3 schnellt dabei hoch, der nachgeschaltete Schmitt-Trigger 1/4 SN 74132 gibt ein L-Signal an den Rückstelleingang $\overline{R}$ des FF. Dieses kippt zurück und der Ladevorgang beginnt von vorn.

An C wird über S 4 die Steuerspannung für den VCO abgegriffen. Da der Ladestrom für C konstant ist und die Linearität zwischen U_C und f besteht, ist auch die Frequenzänderung zeitproportional. Dabei nimmt die Frequenz mit steigender Spannung U_C ab.

Die Widerstände R 1, R 2 schränken den Wobbelhub ein. Die Potentiometer P 1, P 2 können in % der Mittenfrequenz geeicht werden. Die Mittenfrequenz liegt vor, wenn man die VCO-Spannung am Punkt a abgreift. Wird häufiger ein kleinerer Wobbelhub als eine Oktave benötigt, empfiehlt es sich, durch Vergrößern von R 1, R 2 den einstellbaren Bereich zu verkleinern, die %-Skala somit zu dehnen.

Die Trimmer P 3, P 4 dienen zur Nullspannungskompensation. Sie und die Trimmer P 5 und P 6 sind so einzustellen, daß die Schmitt-Trigger schalten, wenn die Differenzeingangsspannung der Operationsverstärker Null ist.

Spannungsstabilisation

Da die Auflösungsgrenze bei Minimalhub letztlich durch ungewollte Frequenzschwankungen begrenzt wird und mangelnde Spannungskonstanz derartige Schwankungen hervorrufen kann, sollte an Stabilisierungsmaßnahmen nicht gespart werden. Neben einer einfachen 5-V-Stabilisation enthält der Wobbler je eine weitere für + 15 V, + 20 V und + 25 V *(Bild 6)*. *(Fortsetzung folgt)*

Dr. Götz Corinth

Ein einfacher Nf-Verstärker mit symmetrischem Ausgang

Oft ist man gezwungen, elektroakustische Übertragungs- und Aufnahmeeinrichtungen aus mehreren Einzelgeräten zusammenzustellen. Dabei erweist sich oft die korrekte „Nullung" als ein schwieriges Problem. Unerklärliche Brummstörungen und geheimnisvolle Verkopplungen können viel Mühe und manchen Ärger verursachen. Nicht umsonst verwendet die kommerzielle Übertragungstechnik zur Verbindung mehrerer Geräte fast ausschließlich erdfreie und symmetrische Leitungen, deren Ankopplung über Transformatoren erfolgt. Als Pegel auf diesen Leitungen hat sich im Tonstudiobetrieb + 6 dBm (entspricht 1,55 V) allgemein in Deutschland eingeführt, während für die Impedanz Werte um 200 Ω üblich sind.

Die allgemeine Anwendung dieser Technik wurde durch die früher sehr teuren, schweren und großen Übertrager verhindert. Diese sind heute allerdings bei mindestens gleicher Güte sehr viel kleiner und billiger geworden. In der herkömmlichen Transistortechnik mit diskreten Bauteilen ist die Endstufe, welche den Ausgangsübertrager speist, in der Auslegung und Dimensionierung bei hohen Anforderungen an Stabilität und Verzerrungsfreiheit recht kritisch. Wesentlich günstiger erscheint eine Verwendung von integrierten Schaltungen.

Nachfolgend wird ein Leitungsausgangsverstärker beschrieben, der folgende Bedingungen erfüllen sollte:

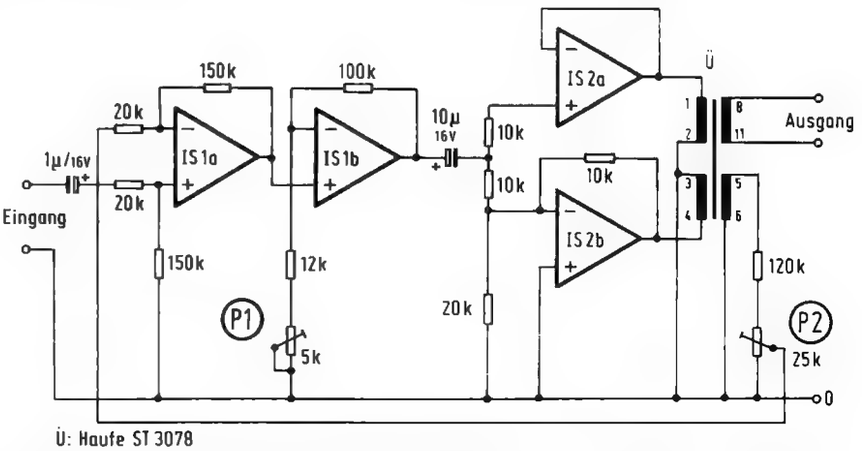
Frequenzbereich: 40...15 000 Hz ± 1 dB
Eingang asymmetrisch, Impedanz > 10 kΩ
Eingangsspannung für Nennausgangspegel: 100 mV
Nennausgangspegel: ÷ 6 dBm (1,55 V) an 200 Ω reell
Klirrfaktor beim Nennpegel < 0,5 % im gesamten Übertragungsfrequenzbereich
Übersteuerungsreserve (bis k=1 %): min. 10 dB
Fremdspannung am Ausgang: max. 0,5 mV_{eff}
Speisespannung: ± 15 V

Der Verstärker sollte mit leicht zu beschaffenden Bauteilen möglichst raumsparend aufgebaut werden.

Die entwickelte Schaltung ist im *Bild* dargestellt. Das Eingangssignal gelangt zum nicht invertierenden Eingang des ersten Operationsverstärkers und nach weiterer Verstärkung in einem zweiten Operationsverstärker IS 1 b zu den beiden Endstufenverstärkern IS 2 a und IS 2 b. Diese sind mit je einem invertierenden und einem nicht invertierenden Eingang über 10-kΩ-Widerstände miteinander verbunden, so daß an ihren beiden Ausgängen das Nutzsignal mit um 180° gedrehter Phasenlage auftritt. Auf diese Weise steht für die Primärwicklung des Ausgangsübertragers die doppelte Ausgangsspannung eines Einzelverstärkers zur Verfügung. Der Übertrager hat zwei Sekundärwicklungen, an der einen kann das Ausgangssignal erdfrei und symmetrisch abgenommen werden. Die zweite liefert eine Gegenkopplungsspannung, von welcher ein mit dem Pot. P 2 einstellbarer Teil dem invertierenden Eingang von IS 1 a zugeführt wird. Damit ist eine sehr weitgehende Beseitigung der Verzerrungen der Endstufen und des Ausgangsübertragers möglich.

Tabelle der am Versuchsmuster gemessenen elektrischen Daten

Nennpegel am Eingang: 100 mV_{eff}
Nennpegel am Ausgang: ÷ 6 dBm (1,55 V) an 200 Ω Last
Klirrfaktor beim Nennpegel: (Meßabschluß 200 Ω)
bei 40 Hz: k = 0,3 %
bei 1000 Hz: k = 0,08 %
bei 8300 Hz: k = 0,05 %
Übersteuerungsreserve (bis k = 1 %): 12 dB über Nennpegel im gesamten Übertragungsfrequenzbereich
Fremdspannung am Ausgang: 0,25 mV_{eff}
Geräuschspannung am Ausgang: 0,22 mV_{ss}
Frequenzgang: 20...20 000 Hz ± 1 dB
Stromverbrauch bei Nennpegel und Abschluß mit 200 Ω: 10 mA pro Zweig der Versorgungsspannung
Übertragung von 1-ms-Rechteckimpulsen: ohne sichtbares Überschwingen



Schaltbild des beschriebenen Leitungsverstärkers mit erdfreiem und symmetrischem Ausgang. Ausgangsübertrager: Typ ST 3078 von Fa. Dipl.-Ing. Hellmut Haufe

Als Operationsverstärker kommen die günstig erhältlichen MC 1458 von Motorola zum Einsatz, die in einem gemeinsamen TO-99-Gehäuse zwei IS des bekannten Typs 741 enthalten. (Selbstverständlich können auch getrennte IS vom Typ 741 verwendet werden.)

Der Ausgangsübertrager ist eine Sonderanfertigung, die von der Firma Haufe hergestellt wurde. Er hat die Kerngröße MD 30, welche etwas größer als der bekannte Kernschnitt M 30 ist.

Es empfiehlt sich, aus Gründen der thermischen Sicherheit den bzw. die beiden IS der Endstufe mit einem Kühlstern zu versehen. Der Aufbau erwies sich im übrigen als sehr unkritisch, auf das Boucherot-Glied konnte verzichtet werden, da keine Schwierigkeiten mit wildem Schwingen auftraten.

Die am Versuchsmuster gemessenen elektrischen Werte faßt die *Tabelle* zusammen: Die gestellten Forderungen sind mit Sicherheit erfüllt.

Die Entwicklung wurde am Physiologischen Institut der Universität Mainz (Abt. für Biophysik) durchgeführt.

Egon Koch

Frequenzteiler zur Erweiterung des Meßbereichs von Frequenzzählern

Viele der heute benützten Frequenzzähler haben einen zu niedrigen Meßbereich. Mit dem hier als Bauanleitung beschriebenen Frequenzteiler 10 : 1 *(Bild 1)* läßt sich deren Meßbereich um den Faktor 10 erweitern, so daß beispielsweise in Verbindung mit einem 20-MHz-Zähler noch Frequenzen bis 200 MHz meßbar sind.

Als Teiler wird in dem Zusatzgerät die integrierte Schaltung 95 H 90 von Fairchild verwendet, die temperaturkompensiert und in ECL-Technik ausgeführt ist. Der Chip befindet sich in einem 16poligen Dual-in-Line-Gehäuse *(Bild 2)*. Die obere Frequenzgrenze gibt der Hersteller mit 320 MHz [1] an, die aber im heißen Zustand der IS (Stromaufnahme etwa 85 mA) zurückgeht. In der Praxis kann man unter Berücksichtigung von Exemplarstreuungen mit einer Frequenzgrenze bei 250 MHz rechnen. Das reicht aber noch aus, um die Oszillatorfrequenz von Fernsehtunern im Bereich III zu messen.

Die Schaltung

Die Vorstufe mit hochohmigem Eingang und dem UKW-Transistor BF 314 *(Bild 3)* dient zur breitbandigen Vorverstärkung. Zum Schutz vor zu hohen Eingangsspannungen dienen zwei antiparallel geschaltete Dioden 1 N 4148. Wer nur ständig einen enger begrenzten Frequenzbereich, z. B. 144...146 MHz, für

Bild 1. Frequenzteiler mit abgenommenem Gehäuseoberteil

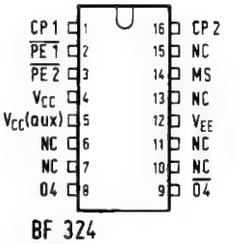


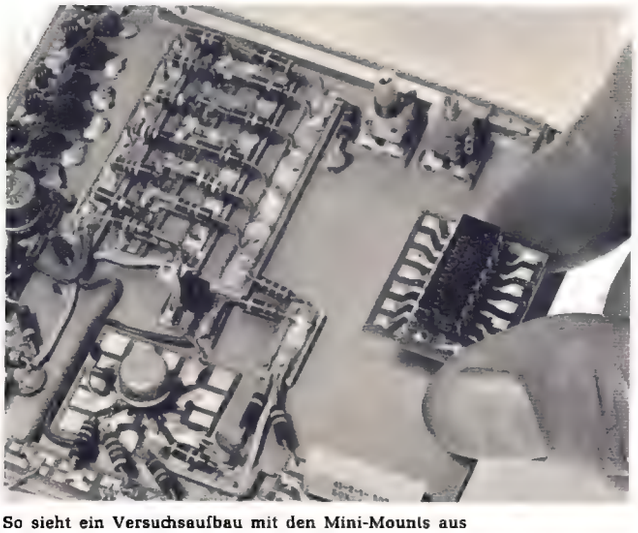
Bild 2. Anschlußschema der integrierten Schaltung 95 H 90, von oben gesehen

Christian Rockrohr

Neuartiges System für den Aufbau von Versuchsschaltungen

Unter dem Namen Mini-Mounts werden z. Zt. 18 verschiedene Lötstellenmuster zum Aufbau von Versuchsschaltungen angeboten. Es handelt sich um kleine einseitig kaschierte Miniatur-Druckschaltungen, auf die die Bauelemente aufgelötet werden. Die Rückseite der Druckschaltungen ist selbstklebend beschichtet. Die bestückten Bausteine klebt man dann auf ein- oder beidseitig kaschierte Trägerplatten. Die Verbindung der Bausteine untereinander erfolgt mit üblicher Verdrahtung. Im *Bild* ist zu erkennen, wie ein solcher Versuchsaufbau aussieht.

Der Hauptvorteil dieser Art von Versuchsaufbau ist darin zu sehen, daß oft benützte Bauteile mechanisch kaum noch beansprucht werden. Die Anschlußdrähte brechen nicht mehr so leicht ab. Allerdings erfolgen die Verbindungen nach wie vor durch Löten, weshalb darauf zu achten ist, daß die Bauteile nicht thermisch zerstört werden.



So sieht ein Versuchsaufbau mit den Mini-Mounts aus

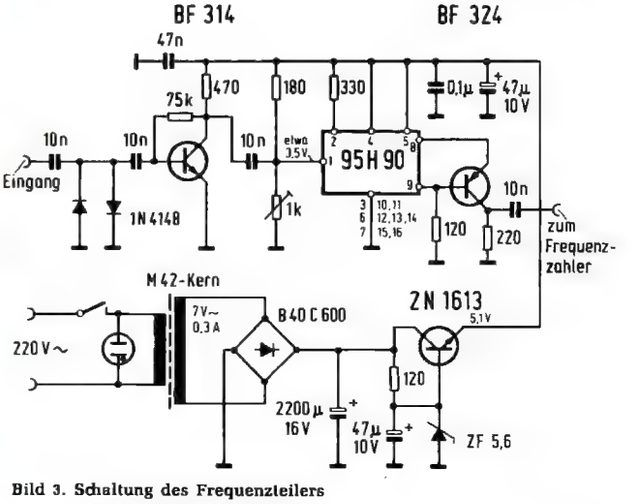


Bild 3. Schaltung des Frequenzteilers

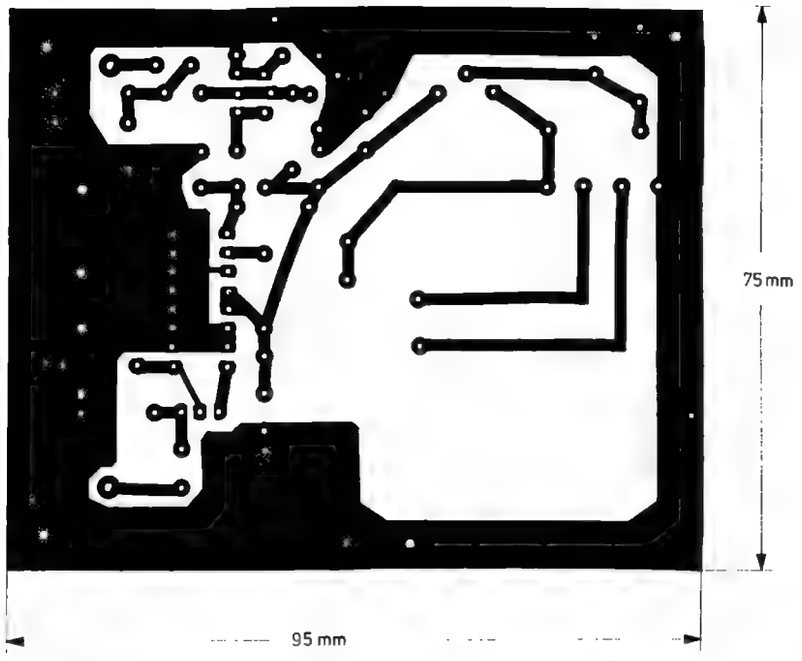
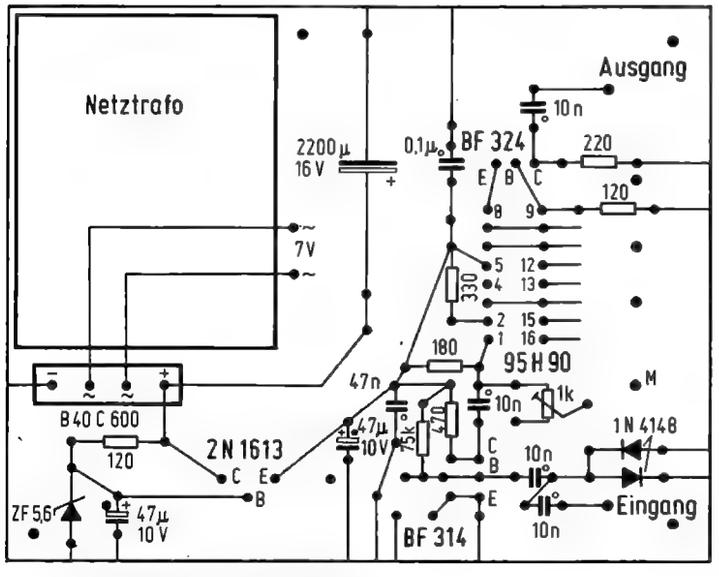


Bild 4. Leiterplatte



○ keramischer Scheibenkondensator
• Tantalkondensator in Tropfenform

Bild 5. Bestückungsplan

Senderfrequenzüberwachung messen will, kann anstelle des im Kollektorkreis liegenden 470-Ω-Widerstandes eine auf diese Frequenz grob abgestimmte Hf-Drossel verwenden und bekommt dann eine etwas größere Vorverstärkung. Mit dem 1-kΩ-Trimmwiderstand wird der optimale Arbeitspunkt der IS eingestellt, der bei etwa + 3,5 V liegt. Am IS-Ausgang schließt sich eine Transistorstufe mit dem Transistor BF 324 an, die als Puffer und zur Anpassung an den nachgeschalteten Frequenzzähler dient. Die vom Netzteil gelieferte Versorgungsspannung wird mit einem Längstransistor in Verbindung mit einer Z-Diode auf 5,1 V stabilisiert.

Der Aufbau

Bei der Konstruktion des Frequenzteilers wurde von der Voraussetzung ausgegangen, daß die meisten den Teiler nicht nachträglich in einen kommerziell hergestellten Frequenzzähler einbauen wollen, um diesen im Originalzustand zu belassen. Er wurde daher als Vorsatzgerät mit Netzteil ausgelegt. Die gedruckte Schaltung und den Bestückungsplan zeigen die *Bilder 4* und *5*. Bei dem Mustergerät ist eine hochwertige IS-Fassung benützt worden, jedoch kann man die IS auch direkt in die Schaltung einlöten.

Zum Einbau des Frequenzteiler-Bausteins wird ein mit einer blauen PVC-Kunststoffolie beschichtetes Gehäuse (z. B. Ettinger, München, Bestell-Nr. 9513.23) in den Abmessungen 100 mm × 80 mm × 50 mm verwendet. Die Leiterplatte sitzt auf 5 mm hohen Abstandsstücken. An der einen Stirnseite des Gehäuses befinden sich die beiden BNC-Buchsen mit Schraubbefestigung (z. B. Wisi, Bestell-Nr. UG 1094 U) für den Ein- und Ausgang. Das Verbindungskabel zum Zähler muß so kurz wie möglich sein. An der anderen Stirnseite sind die Netzkabeleinführung, der Netzschalter (z. B. Bürklin, Bestell-Nr. 10 G 700) und eine Signal-Glimmlampe (z. B. Bürklin, Bestell-Nr. 36 G 600).

Abgleich und praktische Erfahrungen

Zum Abgleich des Teilers auf optimale Empfindlichkeit kann man einen auf 100 MHz oder 30 MHz abgestimmten Meßsender verwenden, der eine Ausgangsspannung von etwa 50 mV liefert und der mit dessen Eingang verbunden wird. Der Trimmwiderstand ist sehr langsam durchzudrehen, bis der Zähler anspricht und die eingestellte Frequenz anzeigt, die mit 10 zu multiplizieren ist. Nun ist die Eingangsspannung mehrmals etwas herabzusetzen und der Regler dabei jedes Mal nachzustimmen, bis man bei geringster Eingangsspannung noch eine sichere Frequenzanzeige bekommt. Sinngemäß läßt sich auch das Signal von einem 2-m-Sender benützen, das entsprechend lose kapazitiv eingekoppelt wird.

Bei dem Mustergerät in Verbindung mit dem Heathkit-Frequenzzähler IB 1101 [2] benötigte man bei einer Frequenz von 100 MHz eine Eingangsspannung von 25 mV und bei 150 MHz von 50 mV. Zur Frequenzanzeige bei einem 2-m-Amateursender mit 10 W Output und auf dem Dach befindlicher Antenne genügte es, an den Teilereingang eine im Zimmer befindliche 5/8-λ-Stabantenne anzuschließen. Bei Dauerbetrieb empfiehlt es sich, den Stabilisierungstransistor mit einem Kühlstern zu versehen und die Wärme der IS durch ein auf dessen Gehäuseoberseite aufdrückendes 2 mm starkes Kühlblech aus Kupfer oder Aluminium in der Größe von 30 mm × 20 mm abzuleiten.

Literatur

[1] Datenblatt Fairchild 95 H 90.
[2] Koch, E.: Digital-Frequenzmesser IB-1101. Funk-Technik, 1972, Heft 17, S. 619...622.

Hartmut Schaller, DL 2 UH

Fernseh-Standbilder von der Compact-Cassette 1. Teil

In den USA entwickelten bereits 1958 Funkamateure das „Slow-Scan-TV-Verfahren" (SSTV), mit dem sie drahtlos Fernsehbilder zu ihren Freunden nach allen Kontinenten übermitteln können. Dieses neue Hobby erfreut sich jetzt auch in Deutschland zunehmender Beliebtheit. Im Prinzip ließe sich das SSTV-Verfahren auch zur Bildübertragung über Mittel- und Kurzwellen-Rundfunksender einsetzen, und es könnte dann die Hörberichterstattung ergänzen. Ebenso sind drahtgebundene Übertragungen möglich.

Die Bildauflösung vom SSTV liegt bei 120 Zeilen, dabei beträgt die Zeitdauer für das Schreiben eines Bildes etwa 8 s. Das bedingt die Verwendung von Monitorröhren mit lang nachleuchtendem Schirm (Radarröhren). Der zu übertragende Frequenzbereich erstreckt sich von 1200 Hz bis 2300 Hz, so daß sich die empfangenen oder die von der Kamera aufgenommenen Bilder auf Kassettentonband mit 4,75 cm/s Bandgeschwindigkeit speichern lassen, um sie zu gegebener Zeit wieder auszusenden (Testbilder).

Die vorliegende Bauanleitung beschreibt einen SSTV-Monitor in neuester Schaltungstechnik mit integrierten Schaltungen. Das Gerät *(Bild 1)* wird an den Lautsprecherausgang eines KW-Empfängers angeschlossen. Da die Funkamateure mit SSB arbeiten, muß das benutzte Gerät über einen BFO verfügen. Mit dem hier beschriebenen Monitor wurden Bilder aus USA, Argentinien, Brasilien, Angola, Canada, Ungarn, Italien und Deutschland empfangen. SSTV-Sendungen sind an dem charakteristisch erkennbaren knarrenden, kontinuierlich verlaufenden Geräusch leicht zu erkennen.

Zur Ausstrahlung eigener Bilder ist eine Schwarzweiß-Kamera mit Normwandler nötig. Man kann aber auch auf Tonband gespeicherte Bilder senden. Wer das SSTV erproben möchte und kein Funkamateur ist, kann diese Experimente mit seinem Partner über eine private Fernsprechanlage oder im Kurzschlußverfahren durchführen. Das Blockschaltbild des Monitors ist in *Bild 2* dargestellt.

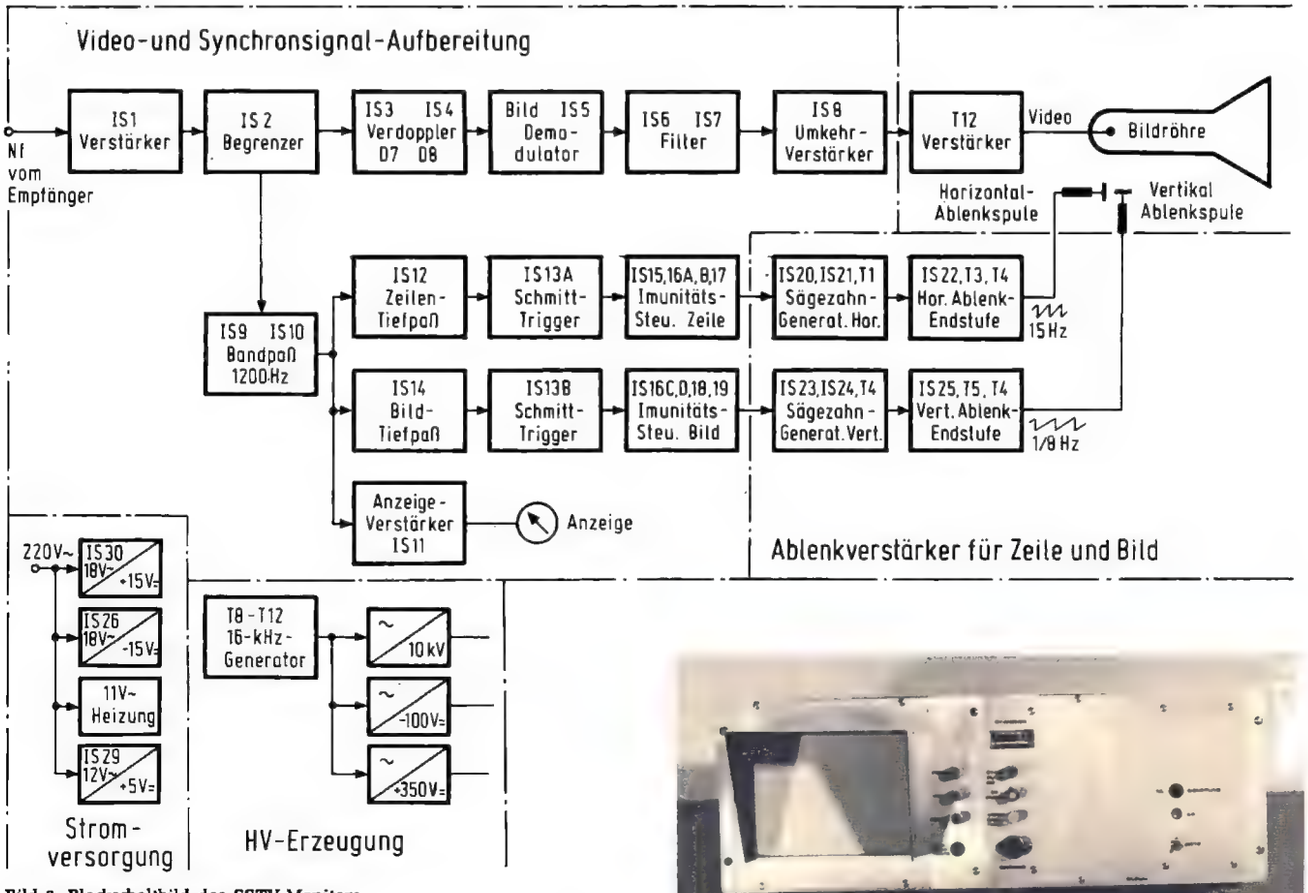


Bild 2. Blockschaltbild des SSTV-Monitors

Bild 1. Außenansicht des Monitors

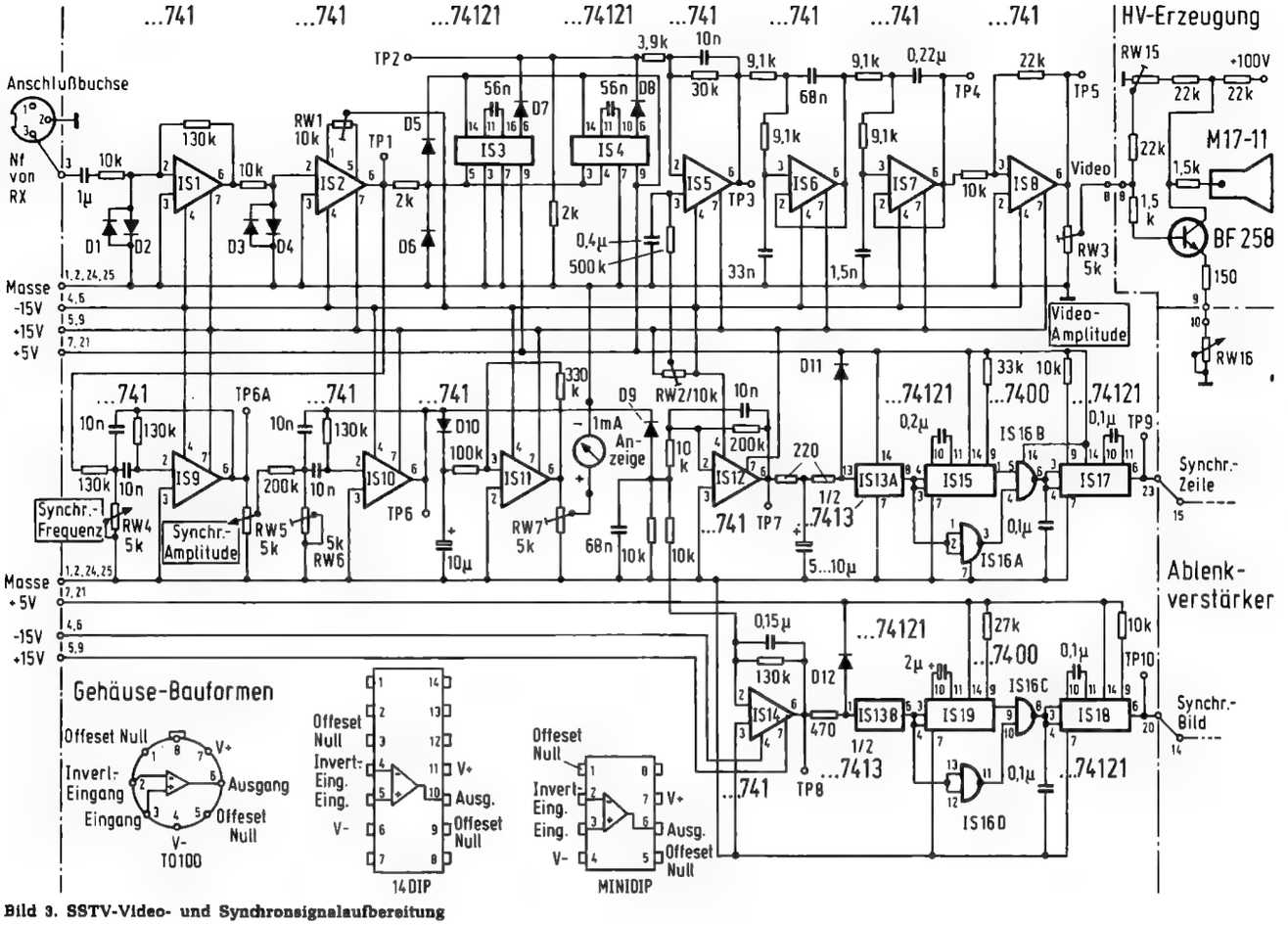


Bild 3. SSTV-Video- und Synchronsignalaufbereitung

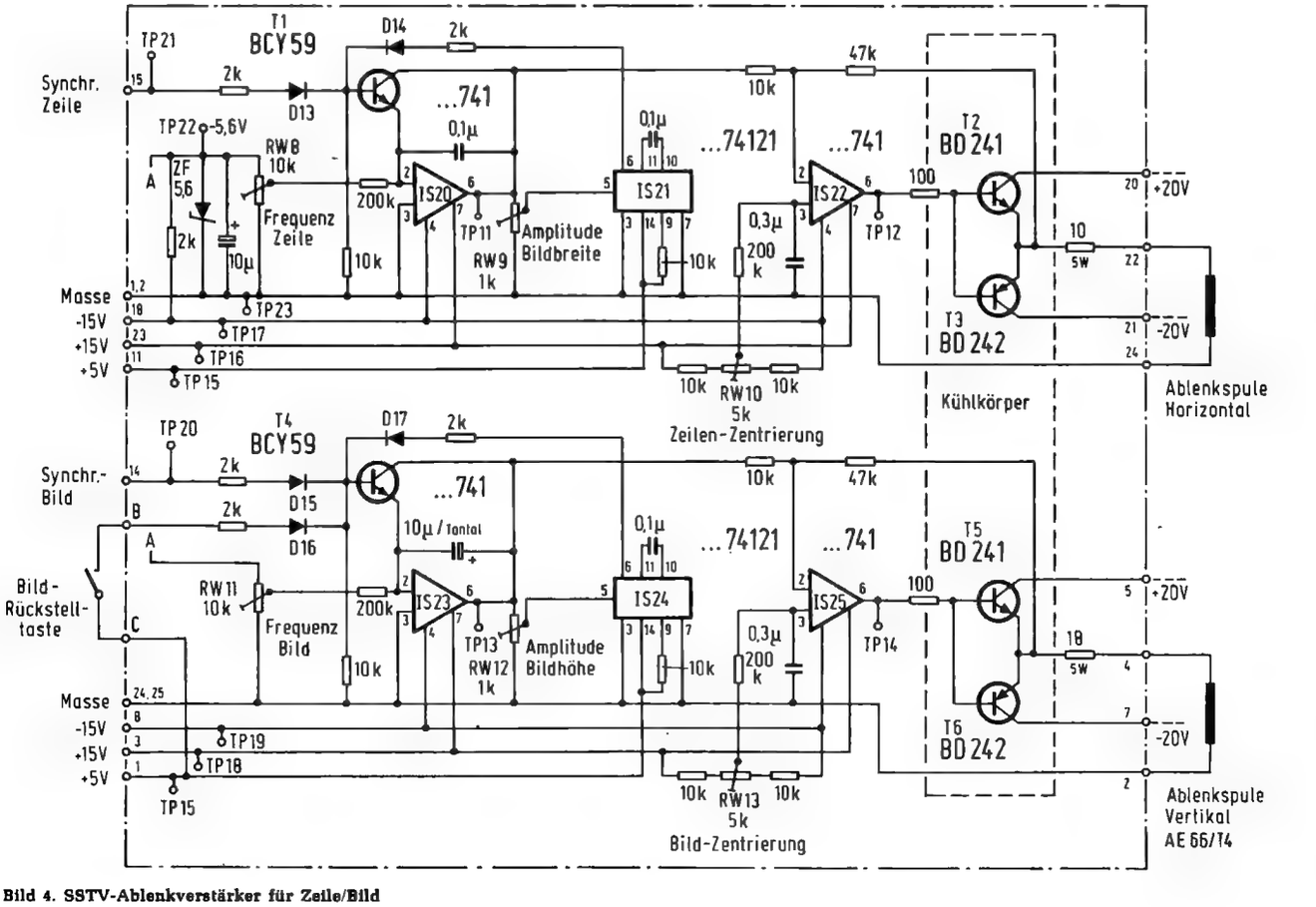


Bild 4. SSTV-Ablenkverstärker für Zeile/Bild

Schaltung des Monitors

Videosignalaufbereitung

Das von der Kamera, vom Tonbandgerät oder vom Lautsprecherausgang des Empfängers kommende SSTV-Signal *(Bild 3)* gelangt zum Eingang des als Impedanzwandler arbeitenden Verstärkers IS 1, dabei soll die Eingangsspannung mindestens U_{ss} 150 mV betragen. Die integrierte Schaltung IS 2 arbeitet mit voller Leerlaufverstärkung als Begrenzer und gleicht Amplitudenschwankungen des SSTV-Signales aus. Mit RW 1 wird die Symmetrie dieser Stufe eingestellt. Die Dioden D 1, D 2, D 3, D 4 schützen IS 1 und IS 2 vor Spannungsspitzen.

Die beiden TTL-Mono-Flops IS 3 und IS 4 verdoppeln den übertragenen Frequenzbereich des SSTV-Signales zur besseren Trennung der Videoinformation vom Synchronsignal. Mit der als Demodulator arbeitenden IS 5 wird aus dem Videosignal eine schwankende Gleichspannung zur Steuerung der Helligkeit der Bildröhre gewonnen. Zwei in Reihe geschaltete Tiefpaßfilter mit IS 6 und IS 7 sieben die Gleichspannung von den Resten noch vorhandener Nf-Frequenzen. Die Signalspannung verstärkt IS 8, die dann über den Transistor T 7 die Katode der Bildröhre steuert.

Synchronsignalaufbereitung

Zur Erzeugung der 5-ms-Zeilen und 30-ms-Bildsynchronimpulse aus dem mitübertragenen 1200-Hz-Synchronsignal führt man das am Ausgang von IS 2 entnommene SSTV-Signal einem Bandpaß bestehend (IS 9 und IS 10) zu. Die Bandbreite ist mit 200 Hz bei einer Mittenfrequenz von 1200 Hz festgelegt. Letztere ist mit RW 4 regelbar, so daß bei den von der Norm abweichenden Sendungen eine optimale Einstellung des Synchronsignales erreicht wird. Die Diode D 9 schneidet die positiven Halbwellen des Synchronsignales ab, das dann zu den beiden Tiefpässen IS 12 und IS 14 gelangt, in denen eine Trennung der Bild- und Zeilensynchronimpulse mit der Frequenz 1200 Hz nach Impulslänge (30 ms, 5 ms) vorgenommen wird.

Zeilensynchronisation

Die am Ausgang von IS 12 bei jeder Zeile, alle 66 ms anstehende 5-ms-Zeilensynchronimpulse werden zur Impulsformung einem Schmitt-Trigger IS 13 A zugeführt. Sein Ausgangsimpuls steuert eine Immunitätsschaltung bestehend aus IS 16 A, IS 15 und IS 16 B. Sie unterdrückt die unter 5 ms liegende Störimpulse und verhindert damit einen vorzeitigen Zeilenrücklauf.

Der 5-ms-Zeilenimpuls am Ausgang vom Trigger IS 13 A stößt den Monoflop IS 15 mit einer Zeitdauer von ca. 5 ms an, so daß die Torschaltung IS 16 B über IS 17 den Ausgang sperrt. Nach Ablauf der Sperrzeit muß der Eingangsimpuls von IS 13 A noch vorhanden sein, um die Torschaltung zu öffnen. Damit kann nun das Monoflop IS 17 starten und einen 1-ms-Rechteckimpuls zur Synchronisierung des Zeilengenerators abgeben.

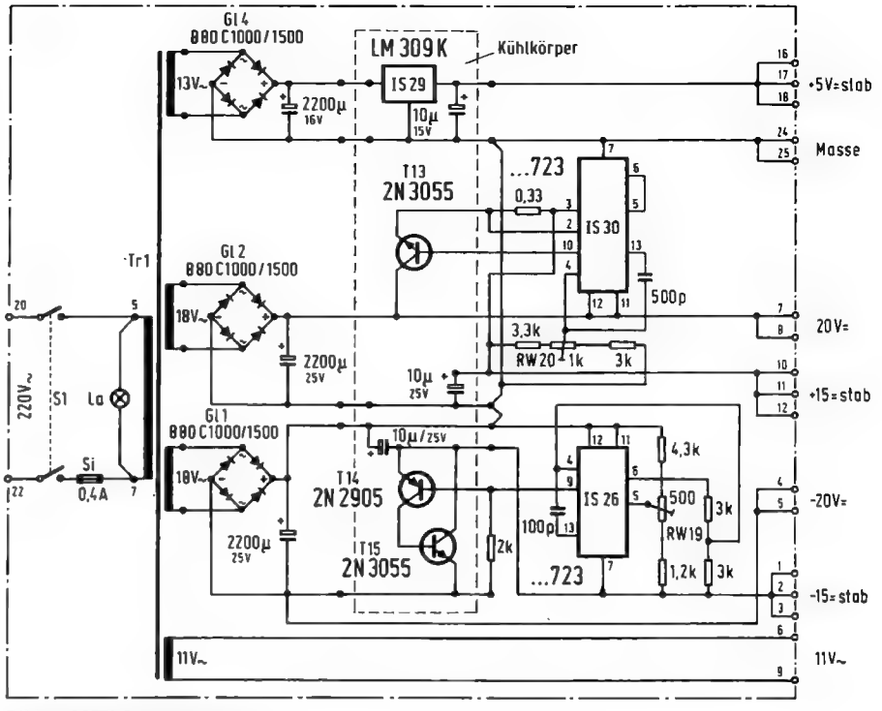


Bild 5. SSTV-Stromversorgung

Zeilenablenkung

Die Zeilenablenkung *(Bild 4)* besorgt ein freilaufender, synchronisierbarer Sägezahngenerator mit der als Integrator arbeitenden IS 20 in Verbindung mit dem Transistor T 1 und IS 21. Das Ablenksignal, verstärkt von IS 22 steuert das Transistor-Komplementärpaar T 2/T 3, in dessen Ausgang die Horizontalablenkspule liegt.

Bildsynchronisation

Alle 8 s nach jedem Bild steht am Ausgang von IS 14 (Bild 3) ein 30-ms-Bildsynchronisationsimpuls, der dem Schmitt-Trigger IS 13 B zugeführt wird. Die auch hier eingesetzte Immunitätseinrichtung mit den IS 13 B, IS 16 C und IS 19 verhindert einen vorzeitigen Bildrücklauf durch Störimpulse. Der 1-ms-Ausgangsimpuls vom IS 18 liefert den Synchronimpuls für den Bildgenerator.

Bildablenkung

Die Bildablenkung *(Bild 4)* wird ebenfalls mit einem freilaufenden synchronisierbaren Sägezahngenerator, bestehend aus der als Integrator arbeitenden IS 23 in Verbindung mit den Transistoren T 4 und IS 24, vorgenommen. Von IS 25 wird das Ablenksignal verstärkt, das das Transistor-Komplementärpaar T 5/T 6 steuert, in dessen Ausgang die Vertikalablenkspule liegt. Die Leistungstransistoren T 2, T 3, T 5, T 6, befinden sich isoliert auf einem Kühlkörper.

Abstimmanzeige

Bei drahtlosem Empfang der SSTV-Bilder ist eine exakte Abstimmung auf die Frequenz der Sendestation erforderlich. Zur Abstimmanzeige wird das am Ausgang von IS 10 (Bild 3) selektierte Synchronsignal herangezogen, das über die Diode D 10 die als Meßverstärker arbeitende IS 11 steuert. An ihrem Ausgang liegt das Zeigermeßinstrument. Die Pegeleinstellung wird mit dem Regelwiderstand RW 4 vorgenommen.

Bildröhre

Für die visuelle Beobachtung von langsam verlaufenden Vorgängen (z. B. Radar, SSTV) auf dem Bildschirm benötigt man eine Röhre mit langer Nachleuchtdauer. Bewährt haben sich Schirme mit P 7 Phosphor (Typenangabe P oder P 7) bzw. besonders LF- und GM-Schirme. Beim Mustergerät wurde die Telefunken-Bildröhre M 17-11 LF verwendet. Ebenso ist eine Ausführung M 17-11 GM einsetzbar.

Stromversorgung

Sämtliche Versorgungsspannungen *(Bild 5)* liefert ein Netztransformator. Die von drei Siliziumbrückengleichrichtern gewonnenen Gleichspannungen

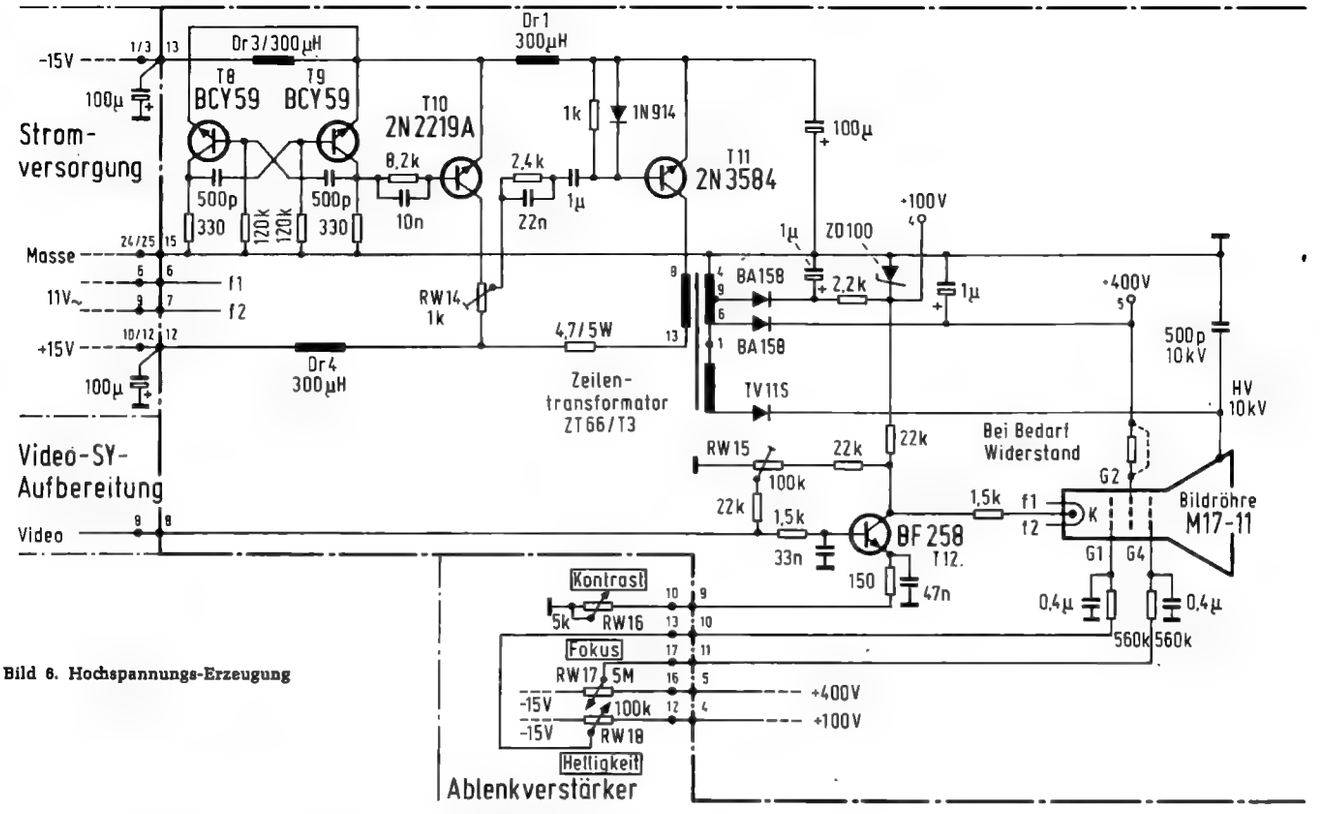


Bild 6. Hochspannungs-Erzeugung

werden mit IS-Spannungsreglern (IS 26, IS 29, IS 30 stabilisiert. Die Anoden- u. Gitterspannungen für die Bildröhre *(Bild 6)* erzeugt ein Multivibrator mit den Transistoren T 8 und T 9, der auf der Frequenz von 16 kHz schwingt. T 10 dient zur Verstärkung.

Der Leistungstransformator T 11 arbeitet als Schalter auf einen Transformator, der nach Gleichrichtung die Versorgungsspannungen 100 V, 400 V und 10 kV für die Bildröhre liefert. Hier wird ein Zeilentransformator aus einem tragbaren Schwarzweiß-Fernsehgerät verwendet. Die Transistoren T 13, T 14 und IS 29 sind auf einem Kühlkörper isoliert montiert.

(Fortsetzung folgt)

Wickeldaten des Netztransformators

Kern M 74 Dyn.-Blech IV

Primärwicklung: 220 V ~	1200 Wdg./0,35 CuL
Sekundärwicklung 1 (18 V ~)	98 Wdg./0,6 CuL
Sekundärwicklung 2 (18 V ~)	98 Wdg./0,6 CuL
Sekundärwicklung 3 (13 V ~)	71 Wdg./0,6 CuL
Sekundärwicklung 4 (11 V ~)	60 Wdg./0,2 CuL
Sekundärwicklung 5 (2 x 6,3 V ~)	2x35 Wdg./0,6 CuL

Sekundärwicklung 5 ist als Reserve für andere Bildröhrenheizungen gedacht.

Im Mustergerät verwendete Spezialteile

Operationsverstärker ...741	(MIC 741-5 Intermetall, µA 741 Fairchild)
TTL-IS-Monoflop ...74121	(MIC 74121 Intermetall)
TTL-IS-Gatter ...7400	(MIC 7400 Intermetall)
TTL-IS-Schmitt-Trigger ...7413	(MIC 7413 Intermetall)
Si-Dioden D1-D17 1N4148	(Ersatz 1N914) (Intermetall)
Z-Diode 5.6	(ZPD 5.6 Intermetall)
Z-Diode ZD 100	(Intermetall)
Anzeigeinstrument Anschlußbuchse 3pol.	
Transistor T2,T5,T3, T6, BD 241/BD 242	(Texas Instruments)
Ablenkeinheit AE 66/T4	(AEG-Telefunken Ulm)
Kühlkörper für Ablenktransistoren	(Assmann 104 511/50/AL)
Kühlkörper Stromvers. 3xTo 3	(Assmann 104 511/120/AL)
Fingerkühlkörper für TO 66	für 3 x TO 3) (Assmann)
Si-Gleichr. Gr 1, 2, 4 B80C1000/1500	(Intermetall)
Transistor 2N3055 T 13, 15	(Intermetall)
Transistor T 14 2N2905	(Intermetall)
Kühlkörper 3 x TO 3	
Integrierte Spannungsregler IS 29	(Fairchild)
Integr. Spannungsregler ...723	(MIC 723-5 Intermetall, µA 723 Fairchild)
Transistor T1, 4, 8, 9 BCY 59	(Intermetall)
Transistor T 10 2N2219A	(Intermetall)
Transistor T 11 2N3584	(Texas Instruments)
Si-Diode BA 158	(Intermetall)
Hochspannungsgleichrichter TV11S	(ITT-Bauelemente, Nürnberg)
Hochspannungskondensator 500 p/10 kV	
Transistor BF 258 (T12)	(Intermetall)
Zeilentrafo AE 66/T3	(AEG-Telefunken)
Bildröhre M17-11 GM oder LF	(AEG-Telefunken)
Hochspannungsanschluß für Bildröhre	
Bildröhrenfassung für M17-11	(AEG-Telefunken)
Gehäuse (E-Gehäuse 20814-009)	(Schroff)
2 m Universal Führungsschiene 80600-036	(Schroff)
16 Kopfstücke 20800-07 f. Führungsschiene	(Schroff)
25pol. Stecker f. Platinen	(ITT-SKN-Nürnberg)
25pol. Leisten f. Platinen	(ITT-SKN-Nürnberg)
8 Kartenhalter Nr. 62099	(Vero-Elektronics)

Michael Arnoldt

Linearer elektronischer Wobbelgenerator 1 Hz bis 1 MHz

2. Teil

Der erste Teil dieser Bauanleitung beschrieb das Prinzip des Wobbelgenerators sowie einige Schaltungsdetails. Im vorliegenden zweiten Teil bespricht der Autor die X-Ablenkschaltung, gibt Hinweise auf den Abgleich und zeigt einige Anwendungsbeispiele auf.

X-Ablenkschaltung

Da die Frequenzänderung linear mit der Spannungsänderung an C erfolgt, kann U_C direkt zur Ansteuerung der Ablenkschaltung herangezogen werden (*Bild 7*). Beim Wobbeln normal schmalbandiger Filter ist wegen der geringen Frequenzdifferenz jedoch die Verstärkung des Spannungshubes erforderlich. Die nötige Linearität bietet ein Operationsverstärker (IS 7). Da der Spannungshub auf höherem Potential vor sich geht, empfiehlt es sich, die Spannung + 20 V zur Bildung der Differenz zu benutzen. Mit P 7 wird die Einstellung der Verstärkung (Dehnung des gewünschten Wobbelbereich auf den gesamten Oszillografenschirm) vorgenommen. P 8 legt den Arbeitspunkt in den linearen Teil der Aussteuerungskennlinie. Dadurch bewirkt P 8 auch die Verschiebung der Filterkurve auf der X-Achse.

Anstelle von P 7, P 8 könnte ein Tandem-Potentiometer verwendet werden. In der Praxis hat sich jedoch gezeigt, daß dann zusätzlich eine Korrektur von P 8 notwendig ist. Der Transistor T 3 wurde eingefügt, um die Belastung des Kondensators gering zu halten.

Da die Frequenz des VCO mit steigender VCO-Spannung kleiner wird, ist der X-Ablenkverstärker invertierend ausgeführt, wodurch die obere Frequenzgrenze auf dem Oszillografen rechts, die untere links erscheint.

Konstantstromquelle und Überlaufzeit T

Für die Ladung des Kondensators gilt: $q = C \cdot U_w$ mit U_w als Spannungswobbelhub. Daraus folgt für die Überlaufzeit: $T = CU_w/I_3$. Die Überlaufzeit hängt also bei konstantem C von U_w und dem eingestellten Konstantstrom I_3 ab. Verkleinert man den Wobbelhub, so erfolgen die Überläufe in schnellerer Reihenfolge. In der Konstantstromquelle wird der Spannungsabfall an P 9 + P 10 + P 11 mit der Diodenspannung von 3 V verglichen. IS steuert über T 1 den Strom, der an P 9, P 10 und P 11 den Spannungsabfall 3 V erzeugt. Die Aufteilung P 9, P 10, P 11 erlaubt, die Überlaufzeit in weiten Grenzen zu ändern und der jeweiligen Filtergüte anzupassen. Für eine Oktave Hub ergeben sich mit der in Bild 7 angegebenen Dimensionierung:

$T_{min} = 1/20$ s T_{max} = beliebig hoch.

Der Basiswiderstand von T 1 hängt wesentlich von der Stromverstärkung ab. Er sollte einerseits groß gewählt werden, andererseits die zeitproportionale Aufladung bis etwa $25\ V - U_z = 22$ V noch erlauben.

Rücklaufunterdrückung

Während beim Hinlauf mit vertretbarer Geschwindigkeit das Dargestellte dem Frequenzverhalten weitgehend entspricht, bewirkt die schnelle Entladung von C, daß das Filter erst eingeschwungen ist, wenn der Strahl bereits über den zugehörigen Frequenzbereich hinweggelaufen ist. Dadurch entsteht auf dem Schirm eine stark verzerrte, in Rücklaufrichtung verschobene Kurve geringerer Helligkeit.

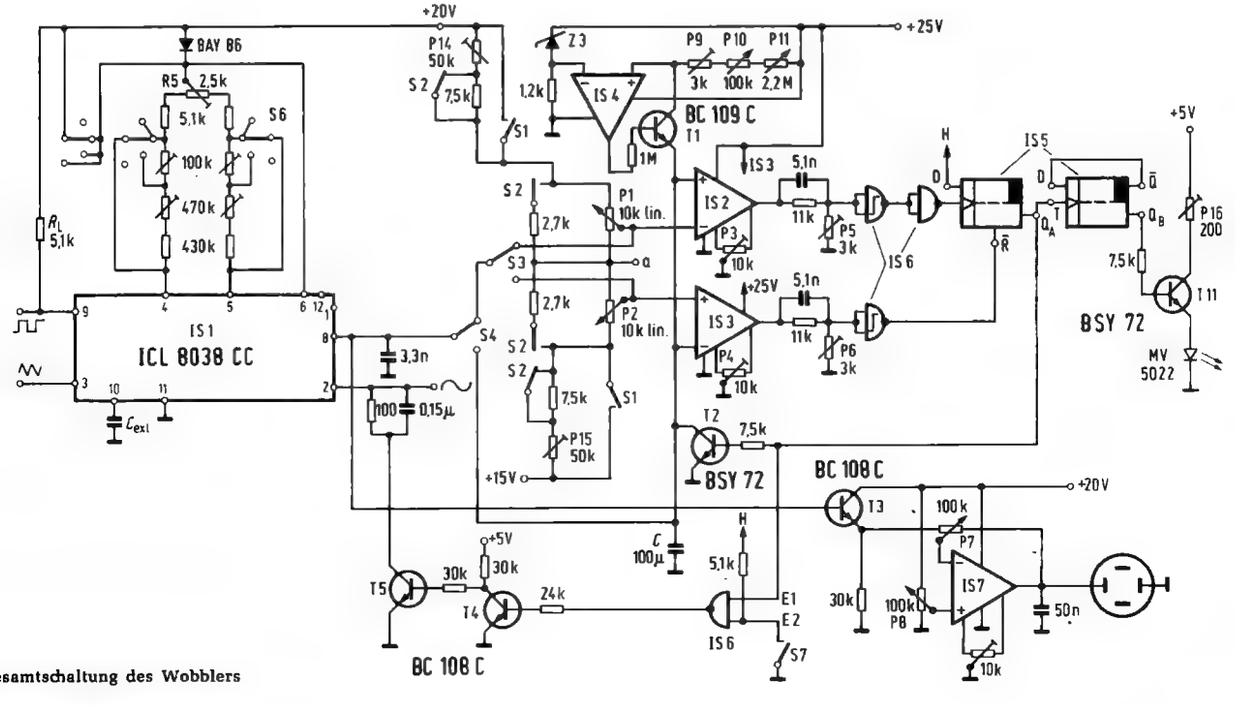


Bild 7. Gesamtschaltung des Wobblers

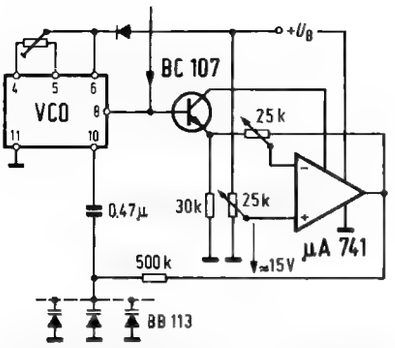


Bild 8. Schaltung zur extremen Erweiterung des Variationsfaktors

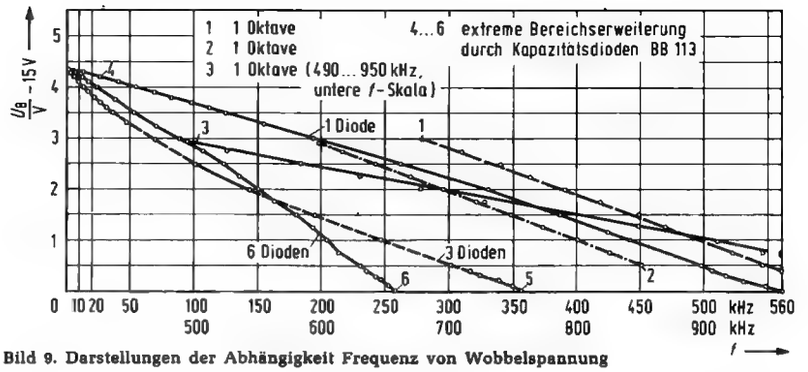


Bild 9. Darstellungen der Abhängigkeit Frequenz von Wobbelspannung

Abhilfe bietet hier die Unterdrückung des Sinussignals während des Rücklaufs. Zu diesem Zweck wird das Ausgangssignal Q_A des ersten D-FF ½ SN 7474 an E 1 des noch zur Verfügung stehenden Schmitt-Triggers ¼ SN 74132 gelegt. Beim Rücklaufimpuls (H-Signal an Q) wird dann T 5 leitend und legt den Sinusausgang über die RC-Kombination an Masse. R sollte nicht zu klein gewählt werden, um T 55 im IS 1 nicht zu überlasten. Währenddessen liegt an E 2 des Schmitt-Triggers über 5,1 kΩ normalerweise H-Potential. Soll das Wobbeln ohne Rücklaufunterdrückung erfolgen, wird E 2 über S 7 (Schalter oder Taster) mit Masse verbunden.

Anzeige des Betriebszustands

Das Ausgangssignal Q_A kann zur Darstellung des Überlaufs herangezogen werden. Dabei bieten sich zwei Möglichkeiten an: Die Basis von T 11 wird über 7,5 kΩ mit Q_A verbunden. Die GaAs-Diode MV 5022 leuchtet während des Überlaufs und erlischt beim Rücklauf. Da die Rücklaufzeit sehr kurz ist, bereitet es mitunter Schwierigkeiten, die Unterbrechungen zu erkennen.

Da im Steuergenerator nur ½ SN 7474 belegt ist, kann die zweite Hälfte als Teiler verwendet werden. Verbindet man D mit $\overline{Q}$, so kippt das Flipflop beim Eintreffen jeder positiven Taktflanke in den jeweils anderen Zustand. Die GaAs-Diode leuchtet dann während eines Überlaufs und erlischt bei Beginn des nächsten usw. Mit P 16 wird der Strom auf max. 40 mA eingestellt.

Zusatz zum Wobbeln von Vierpolen im Bereich 20 Hz bis 20 kHz

Speziell zum Wobbeln von Nf-Verstärkern, Weichen, Lautsprechern usw. wurde die Möglichkeit der Frequenzvariation $f_o \approx 1000\, f_u$ zwischen 20 Hz und 20 kHz vorgesehen.

Die Betrachtung von Gleichung 12 zeigt, daß mit $U_8 = U_B$ unabhängig von R und C_{ext} die Frequenz gegen Null geht. Damit kann eine sehr große Frequenzvariation verwirklicht werden. Dem wirkt allerdings die Tatsache entgegen, daß die Basis-Emitter-Spannungen von T 2 und T 3 (IS 1) nicht genau gleich groß sind.

Zur Abhilfe wird die IS über eine Diode mit der Versorgungsspannung verbunden (entsprechend Bild 7, Schalterstellung S 6–IV). So läßt sich ein Variationsfaktor von 1000 bequem erreichen. Dabei muß allerdings eine verminderte thermische Stabilität in Kauf genommen werden.

Zusammen mit dem zusätzlichen Kondensator von 2,6 nF in S 5–I läuft dann der Wobbelbereich von etwa 10 (< 20) Hz bis etwa 20 kHz. Die Ausgangsamplitude ist konstant, und die harmonischen Verzerrungen sind minimal.

Für die Ansteuerung von Nf-Verstärkern muß die effektive Ausgangsspannung von etwa 1,2 V gedämpft werden. Dabei ist zu beachten, daß diese Spannungsteilung nicht frequenzabhängig sein darf. Im Zweifelsfall ist immer der Frequenzgang unmittelbar am Eingang des zu betrachtenden Vierpols zum Vergleich heranzuziehen. Insbesondere beim Wobbeln (Durchheulen) von Lautsprechern und deren Weichen muß die Ausgangsimpedanz des VCO der des Prüflings angepaßt werden.

Abgleich der Schaltung

Man beginnt mit der Prüfung der Frequenzlinearität und stellt P 14 und P 15 so ein, daß gleich große Spannungsänderungen an Anschluß 8 des VCO bei Variation von P 1 und P 2 auch gleichgroße Frequenzänderungen bewirken. Schwierigkeiten treten erfahrungsgemäß in der Nähe von 1 MHz auf. Deshalb wird zweckmäßig bei dieser Frequenz begonnen.

Wenn Schalter S 1 und S 2 nicht betätigt sind – entsprechend Bild 7 –, soll mit P 1 und P 2 eine Oktave überstrichen werden. Die richtige Einstellung von P 3...6 vorausgesetzt, müssen die so erzielten Frequenzgrenzen gleich denen beim Wobbeln sein. Nun folgt der Abgleich der VCO-Beschaltung, indem man die Frequenzgrenzen nach Tabelle 2, (1. Teil), beginnend mit 1 MHz, festlegt.

Tabelle der verwendeten Spezialbauteile

IS 1: ICL 8038 CC Intersil Spezial Elektronik GmbH, München 70
IS 2, 3, 4, 7: µA 741 A (TBA 221 A)
IS 5: SN 7474 (FLJ 141)
IS 6: SN 74132
IS 7: ML 723

Weitere Erhöhung des Variationsfaktors

Für extreme Anwendungen besteht die Möglichkeit einer weiteren Erhöhung des Variationsfaktors. Anstelle der festen Kondensatoren C_{ext} finden Kapazitätsdioden Verwendung, die über die Wobbelspannung angesteuert werden. Wie im Fall der X-Ablenkung ist die Verstärkung des Wobbelhubes Voraussetzung. Eine geeignete Kapazitätsvariationsdiode ist der Typ BB 113. *Bild 8* zeigt die verwendete Schaltung. Wichtig ist auch hierbei die richtige Zuordnung der Verstärkereingänge. Anderenfalls erhält man einen kompensierenden Effekt.

Die einzelnen Dioden der BB 113 lassen sich getrennt benutzen. Unter Verwendung von n Dioden wurden in Stellung S 6 –... folgende Frequenzbereiche und Variationsfaktoren VF erzielt *(Tabelle 3)*.

Tabelle 3.
Variationsfaktoren des Wobblers

n	f_o/kHz	f_u/Hz	VF	S 6–...
1	560	7	ca. 80 000	x 100
1	58	1	ca. 58 000	x 10
2	435	7	ca. 60 000	x 100
2	44	1	ca. 44 000	x 10
3	350	5	ca. 70 000	x 100
3	37	1	ca. 37 000	x 10
6	280	5	ca. 50 000	x 100

Die Linearitätsabweichungen sind auch bei Verwendung der Kapazitätsdioden erstaunlich gering. *Bild 9* zeigt die Abhängigkeit f (U_w).

Erzielte Ergebnisse

Die Abweichungen von der Frequenzlinearität sind beim normalen Wobbelbetrieb vernachlässigbar gering. Die Temperaturdrift nach dem Einschalten wird hauptsächlich durch die Erwärmung des ICL 8038 hervorgerufen. Der Wert beträgt etwa 2 ‰, und ungewollte Frequenzschwankungen in der Größen-

ordnung 100 Hz begrenzen die maximale Auflösung, so daß die Grenze des sinnvollen Arbeitens mit dem Wobbelgenerator bei etwa 1 kHz/Schirmbreite liegt.

Die Transistoren haben Schalter-, Regel-, Potential- und Impedanzwandlerfunktionen. Ihre Wahl ist daher nicht kritisch, jedoch sollten entsprechende Hinweise im Text beachtet werden. So wurden die Transistoren T 2, 4, 5, 8, 10, 11 probeweise erfolgreich durch geprüfte Universaltransistoren ersetzt.

5½stelliger Frequenzzähler mit LED im Zeitmultiplexbetrieb

Die Frequenz des Wobbelgenerators ist mit einem Frequenzzähler leichter als anhand einer Skala zu bestimmen. Wie Bild 4 zeigt, kann die Rechteckausgangsspannung über P 14 an Anschluß 9 des VCO abgenommen werden. Meist wird man dafür einen Universalzähler benutzen.

Für den vorliegenden Fall wurde ein Frequenzzähler entworfen, der das fünfstellige LED hp 5082–7405 benutzt. Die Abmessungen des LED gleichen denen einer 14poligen IS und gestatten somit die raumsparende Unterbringung an der knapp dimensionierten Frontplatte. Die Höhe der einzelnen Ziffern beträgt 3 mm, sie wird aber durch die vorgeschaltete Linse auf etwa 5 mm vergrößert. Dadurch ist bei normalem Tageslicht die Ablesung in etwa ½ m Entfernung noch gut möglich.

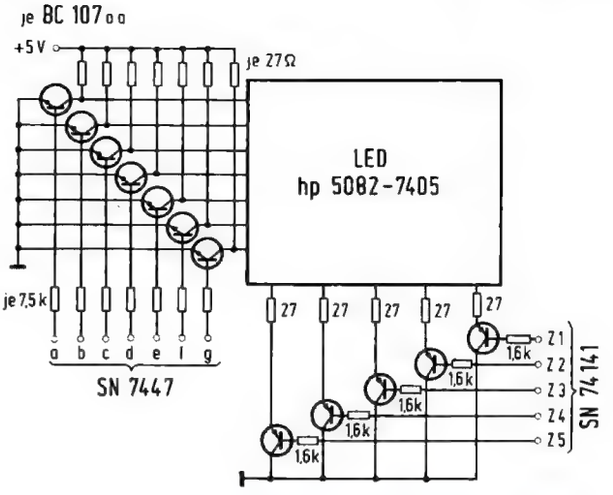


Bild 11. Ansteuerung der LED

Die einzelnen Stellen der LED werden zeitlich nacheinander angesteuert und die Speicher der zugehörigen Zählstufen synchron abgefragt. Die gleichen Segmente der fünf Stellen sind untereinander parallelgeschaltet und über sieben Zeilenleitungen zu erreichen. Jeder Stelle ist eine Spaltenleitung zugeordnet.

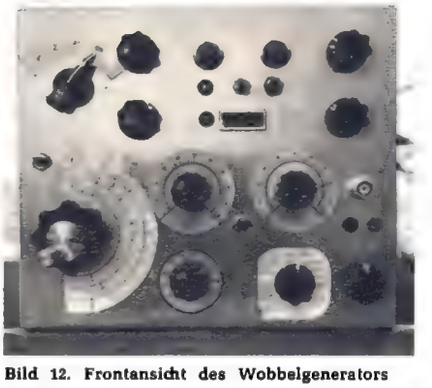
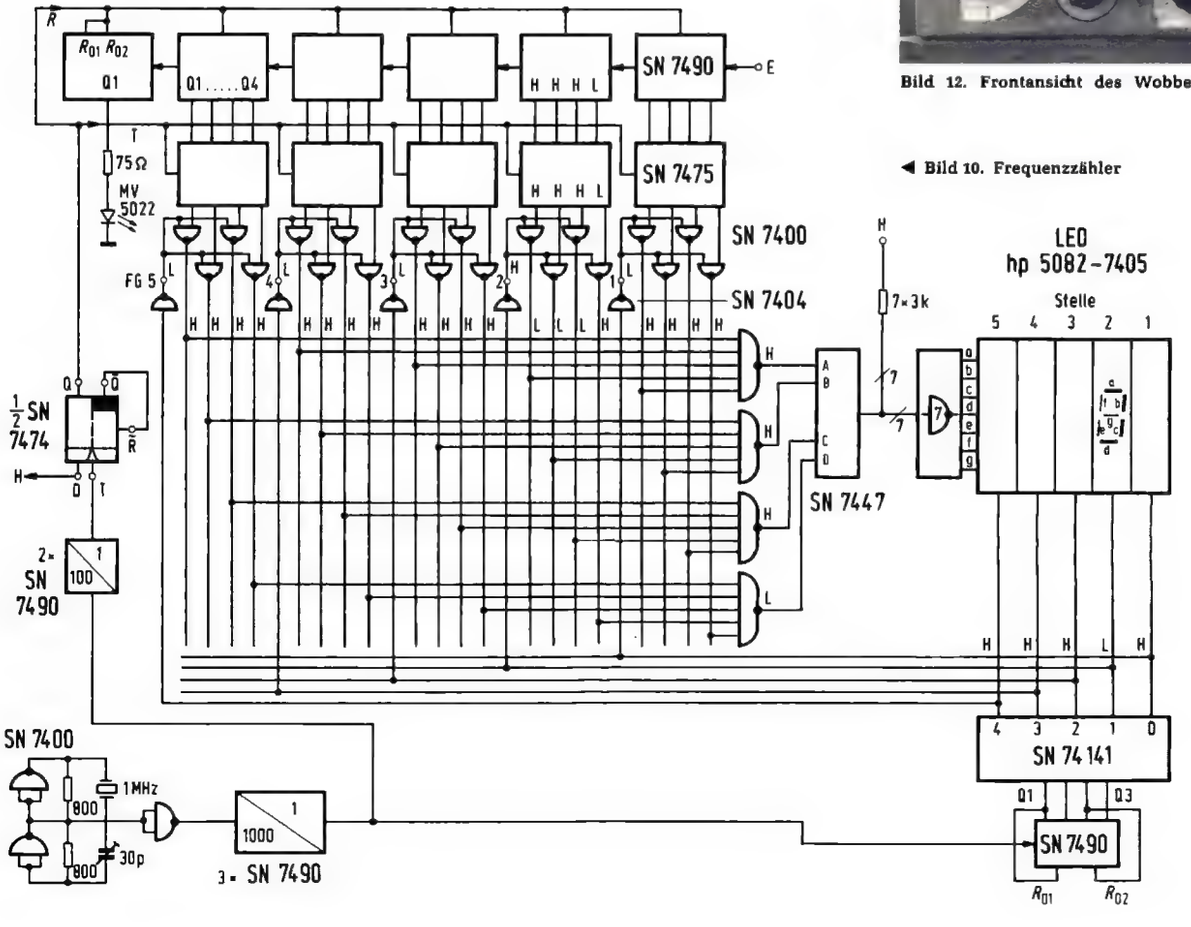


Bild 12. Frontansicht des Wobbelgenerators



◀ Bild 10. Frequenzzähler

Bild 13. Platinen- und Rückansicht

Bild 14. Zählerplatine in freier Verdrahtung

Bild 15. Gesamtansicht des Wobbelgenerators mit Zählerplatine

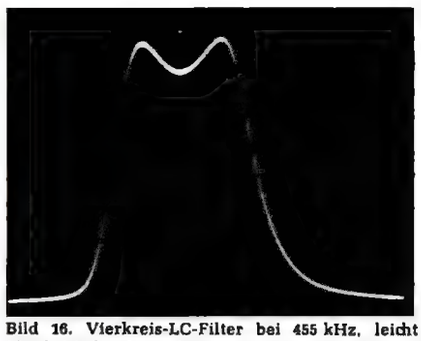


Bild 16. Vierkreis-LC-Filter bei 455 kHz, leicht überkritisch gekoppelt, Frequenzteilung 2 kHz/cm, Amplitudenskala linear

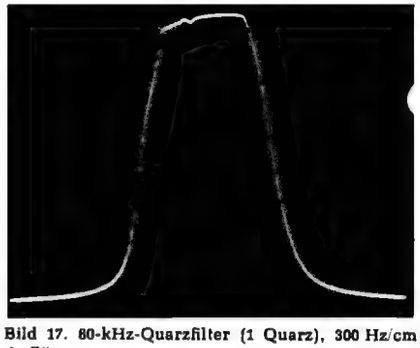


Bild 17. 80-kHz-Quarzfilter (1 Quarz), 300 Hz/cm Auflösung

Bild 10 zeigt die vollständige Schaltung. Hinsichtlich der Zähler-, Speicher- und Zeitbasisstufen ist die Schaltung fast konventionell aufgebaut. Auf die hier überflüssige Eingangstorschaltung wurde verzichtet.

Die Ausgänge der Speicher laufen über NAND-Gatter SN 7400, die die Eingangsinformationen im Zeitmultiplex zum Abfragen durchschalten.

Den Takt geben der Zähler SN 7490 und der nachgeschaltete Decoder SN 74141 als Multiplexsteuerung an. Durch die Rückstellverbindungen RO 1 – Q 1 und RO 2 – Q 3 läuft der Zähler von 0...4 und wird bei Erreichen des Zustands 5 sofort auf 0 zurückgesetzt. Während jeder der 5 Phasen 0...4 wird über die Freigabe- und die Spaltenverbindung eine andere Stelle angezeigt.

Die NAND-Gatter SN 4931 fassen die Ausgänge der Freigabegatter zusammen und leiten Informationen an den BCD-auf-7-Segment-Decoder SN 7447. Mit dessen Ausgang kann zur Kontrolle eine 7-Segment-Anzeige (Minitron) verbunden werden. Angezeigt wird dann der Inhalt des Speichers, dessen Freigabegatter am Punkt FG H-Potential aufweist, sofern alle anderen L bekommen.

Da die Zeileneingänge der LED mit H-Potential zu versorgen sind, müssen die Ausgänge des Decoders invertiert werden. Inverter des Typs SN 7404 lassen wegen des integrierten 130-Ω-Widerstandes in der Endstufe nur einen unzureichenden Ausgangsstrom zu. Daher sind Inverter mit offenem Kollektor oder npn-Transistoren BC 107 o. ä. besser geeignet *(Bild 11)*.

Die Segmente der LED sind als Leuchtdioden mit Durchlaßrichtung Zeile nach Spalte ausgeführt. Daher muß der Spaltenanschluß der jeweils anzuzeigenden Stelle L-Potential aufweisen. Der jeweils durchgeschaltete Ausgang des Decoders SN 74141 nimmt L-Potential an. Dieses gelangt an die Basis je eines pnp-Transistors BC 177 o. ä., der den Leuchtdiodenstrom aufnimmt.

Die Funktion der Multiplexschaltung soll anhand eines Beispiels verdeutlicht werden. Zähler und Speicher 2 befinden sich im Zustand 7, das Ausgangspotential ist $\{ Q_1, \ldots, Q_4 \} = \{ H, H, H, L \}$. Die anderen Zähler- bzw. Speicherinhalte seien beliebig. Speicher 2 soll abgefragt werden. Der Decoder der Multiplexsteuerung muß zu diesem Zweck L am Ausgang „1" aufweisen. Das Freigabegatter FG 2 erhält diese Information invertiert. An seinen Ausgängen liegt der Speicherinhalt invertiert vor: LLLH. Alle anderen Freigabegatter erhalten von der Steuerung L-Signal. Somit sind deren Ausgänge sämtlich auf H-Potential.

Nach der Zusammenfassung dieser Ausgänge auf die Gatter SN 4931 geben diese den ursprünglichen Speicherinhalt HHHL an die Decodereingänge A, B, C, D des SN 7447 weiter. Dessen Ausgänge haben freie Kollektoren. Daher müssen extern Arbeitswiderstände angeschaltet werden. Ihre Wahl ist unkritisch. Jedoch darf der Kollektorstrom 20 mA nicht überschreiten. Über die Inverter werden die Zeileneingänge der LED mit $\{ a, b, c, d, e, f, g \} = \{ H, H, H, L, L, L, L \}$ versorgt. Das entspricht der Ziffer 7.

Da der Speicher 2 abgefragt wurde, muß dessen Inhalt an der 2. Stelle erscheinen. Dies geschieht, indem der Ausgang 1 des Decoders SN 74141 L-Potential auf den Spalteneingang 2 liefert. Damit sind die Segmente a, b, c (Ziffer 7) der 2. Stelle in Durchlaßrichtung geschaltet und leuchten auf. Sobald der nächste Impuls im Multiplexzähler registriert ist, wird Speicher 3 freigegeben und abgefragt usw.

Dieser Vorgang erfolgt zyklisch mit der Frequenz 1000/5 Hz. Jede Stelle leuchtet während einer Millisekunde auf. Den Ablauf kann man verdeutlichen, indem die Zyklusfrequenz weit, auf z. B. 1 Hz, herabgesetzt wird.

Da der eigentliche Frequenzzähler in diesem Fall bis etwa 1 MHz betrieben werden soll und die LED eine fünfstellige Anzeige erlaubt, wird der Zähltakt mit 10 Hz festgelegt. Dabei fällt jedoch die Anzeige des MHz-Wertes heraus.

Um diesen Nachteil zu vermeiden, wurde ein 6. Zähler SN 7490 nachgeschaltet, dessen Ausgang Q 1 während der Zählphase auf H-Potential schaltet und die Diode MV 5022 aufleuchten läßt, sofern die Frequenz gleich 1 MHz oder größer ist. Für diese Stufe kann der Speicher entfallen, wenn man den kleinen Nachteil in Kauf zu nehmen bereit ist, daß die Diode mit der Zähltaktfrequenz von 10 Hz flackert. Der Zähler wurde in freier Verdrahtung aufgebaut und ist über zwei Metallwinkel mit dem Chassis des Wobblers verbunden.

Die *Bilder 12* bis *15* zeigen den Aufbau des Mustergerätes, *Bild 16* und *17* zwei aufgenommene Durchlaßkurven.

Selbstbau-Erfahrungen mit einem Taschenrechner

Taschenrechner – auch Bausätze hierfür – gibt es viele. Uns interessierte einmal die Frage: Wie leicht läßt sich ein solcher Bausatz aufbauen, und welche Dinge sind hierbei unbedingt zu beachten? Als Versuchsmuster diente uns das Sinclair-Modell Cambridge, ein Gerät, das für die vier Grundrechnungsarten mit Gleitkomma und einer Speicherkapazität von 10^{-20} bis 10^{70} ausgestattet ist.

Beim Aufbau stand uns noch die englische Bauanleitung zur Verfügung, die inzwischen auch deutsch übersetzt vorliegt. Hier findet der Praktiker ausführlich alle Angaben, die zum Nachbau erforderlich sind. Viel löten muß man nicht – was Wunder, wenn in einem solchen Rechner kaum noch etwas drin ist *(Bild 1)*. Zwei integrierte Schaltungen, ein Widerstands-Netzwerk, ein Transistor, mehrere Dioden und ein paar Widerstände und Kondensatoren sind alles, was zu verdrahten ist *(Bild 2)*. Nun ist dies alles leichter gesagt als getan. Sinclair hat nämlich den Ehrgeiz, besonders kleine und flache Taschenrechner auf den Markt zu bringen, und so sind einige Punkte beim Aufbau unbedingt zu beachten.

Einmal sollte man auf keinen Fall einen zu großen Lötkolben benutzen (10 W reichen völlig), anderenfalls wird man seine Freude mit Doppel- und Mehrfachlötungen haben. Auch das übrige erforderliche, nicht sehr umfangreiche Werkzeug sollte schon für die Miniaturelektronik-Anwendungen vorgesehen sein. Falsche Bestückungen, insbesondere der integrierten Schaltungen und des Widerstands-Netzwerkes, sind unbedingt zu vermeiden, denn ein Auslöten ist nahezu unmöglich.

Bild 2. Einzelteile des Bausatzes

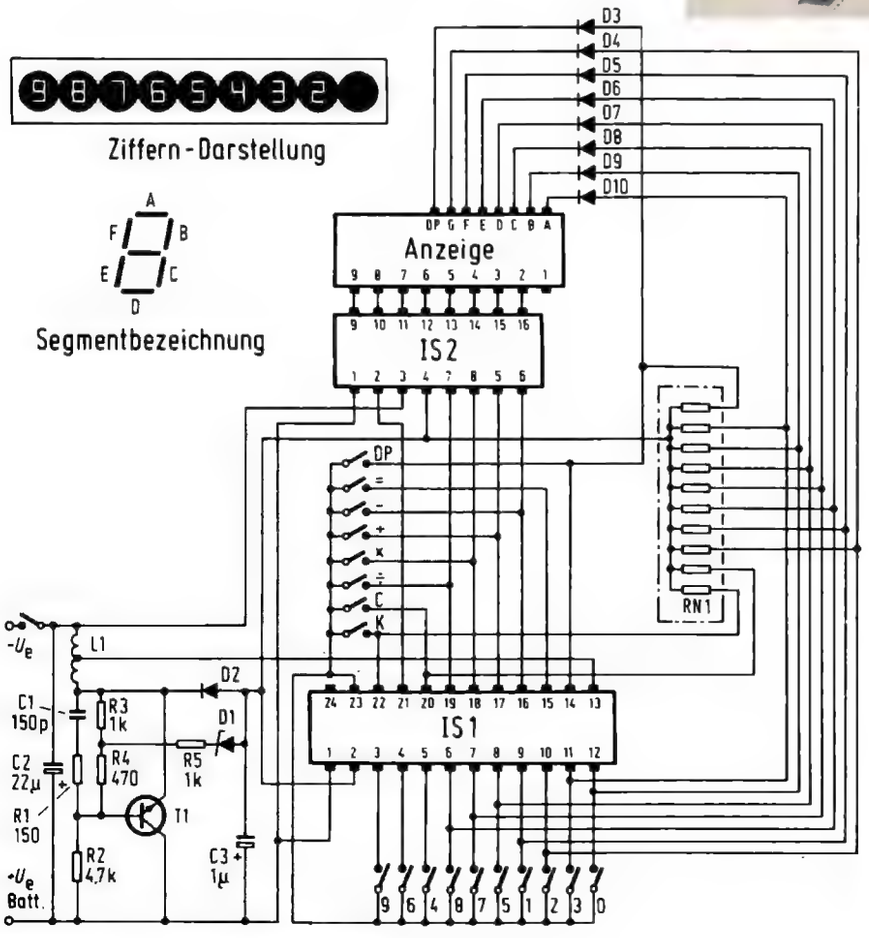


Bild 1. Gesamtschaltung des Taschenrechners

Zu diesem Teil der Bauanleitung sei eine kleine Kritik angemerkt. Nachträgliche Änderungen seitens des Herstellers bei Bauelementen verwirren den Nachbauenden sehr. Beim Mustergerät waren für eine Diode bereits zwei Typen unterschiedlicher mechanischer Abmessungen angegeben. Verwendet wurde eine dritte, deren Äußeres auf einem kleinen Zettel erläutert wird. Wenn sich dies aus herstellungstechnischen Gründen schon nicht vermeiden läßt, sollte man dieses Zettelchen am besten in die Bauanleitung einkleben.

Der mechanische Aufbau des Rechners ist zwar mit viel Kleinarbeit verbunden, aber nicht schwierig, wenn man mit der erforderlichen Geduld und „Feinfühligkeit" arbeitet. Ein Schraubenzieher ist nicht erforderlich. Etwas mißfallen hat uns die Batteriehalterung, denn das Einlegen der Batterien ist schon recht mühsam. (Wie uns der Hersteller mitteilt, wurde diese inzwischen verbessert und ist jetzt unproblematisch.)

Insgesamt benötigten wir zum Zusammenbau 2½ Stunden, ohne dabei den Ehrgeiz entwickelt zu haben, besonders schnell sein zu wollen. Und wenn man sich strikt an die Bauanleitung hält, wird der Aufbau für geschickte Hände auch kaum Schwierigkeiten bereiten.

Henning Kriebel

Ing. Gerd Ebinger

PTC-Widerstand als selbstheilende Sicherung

PTC-Widerstände, auch PTC genannt, werden neuerdings mit Kaltwiderständen $< 1\ \Omega$ angeboten. Ihre Verwendung zum Absichern von elektronischen Geräten, Modulen und Stromkreisen in elektrischen Geräten oder in Kraftfahrzeugen hat folgende Vorteile:

1. die Sicherung ist zerstörungsfrei,
2. der Kurzschlußstrom ist kleiner als der Nennstrom,
3. der PTC darf in gedruckte Schaltungen eingelötet werden (auch an unzugänglicher Stelle),
4. Kühlkörper von Längsregeltransistoren sind nur einen Bruchteil so groß (siehe 2.)
5. Vorwiderstände brauchen nur für den Nennstrom berechnet zu werden (siehe 2.).

Dazu Beispiele mit einem PTC, der folgende Daten aufweist:

Kaltwiderstand = R_{kalt} = 0,5 Ω
Max. Betriebsspannung = U_B = 15 V
Max. Verlustleistung = P_{tot} = 1,2 W
Heißwiderstand (> 85 °C) = $R_{heiss} \approx 250\ \Omega$
Ansprechzeit bei Kurzschluß = < 0,5 s
Ansprechzeit bei Überlastung = einige Sekunden

In *Bild 1* wird ein Verbraucher, z. B. eine Glühlampe 12 V/1 A, abgesichert. Die Verlustleistung am PTC beträgt

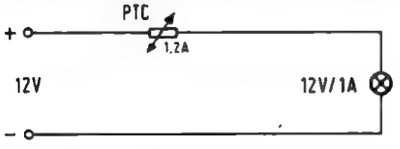


Bild 1. Absicherung einer Glühlampe durch einen PTC-Widerstand

$P_{tot} = I^2 \cdot R = 1 \cdot 0{,}5 = 0{,}5$ W. Das sind weniger als 4 % der Leistungsaufnahme des Verbrauchers; diese Verlustleistung spielt in den meisten Anwendungen keine Rolle. Wird der Verbraucher kurzgeschlossen, so stellt sich der PTC auf einen Strom ein, der bei 12 V eine maximale Verlustleistung P_{tot} = 1,2 W ergibt:

$$I = \frac{N}{U} = \frac{1{,}2\ \text{W}}{12\ \text{V}} = 0{,}1\ \text{A}$$

Nach Beseitigen des Kurzschlusses behält der PTC seinen Heißwider-

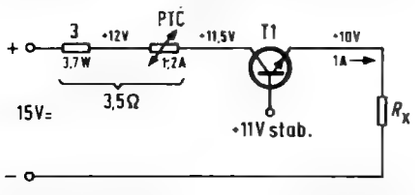


Bild 2. PTC-Sicherung in einem stabilisierten Netzgerät

standswert, weil der Nennstrom größer als der Kurzschlußstrom ist. Erst nach dem Abschalten des Verbrauchers für einige Sekunden ist der PTC abgekühlt und hat seinen Kaltwiderstand von 0,5 Ω erreicht.

Bild 2 zeigt die Vorteile der PTC-Sicherung in einem stabilisierten Netzgerät. Der Strom wird durch den Wert von R_X bestimmt und soll nicht größer als 1 A sein, weil der PTC schon bei 1,2 A „zuregelt".

Die Verlustleistung am Längsregeltransistor T1 beträgt bei

I = 1,2 A	P_{tot} = 1,2 A · 1 V = 1,2 W
I = 1 A	P_{tot} = 1 A · 1,5 V = 1,5 W
I = 0,75 A	P_{tot} = 0,75 A · 2,4 V = 1,8 W
I = 0,5 A	P_{tot} = 0,5 A · 3,2 V = 1,6 W
bei Kurzschluß von Rx	P_{tot} = 0,08 A · 1 V = 0,08 W [1]

Für T1 genügt also ein Kühlkörper mit 2 W Wärmeableitung.

Wird dagegen nach *Bild 3* der Strom in üblicher Weise auf 1,1 A begrenzt,

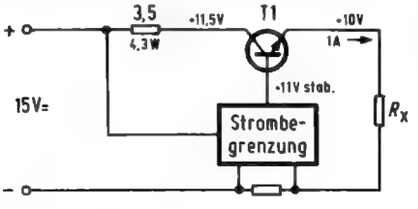


Bild 3. Netzgerät mit Strombegrenzung

so ergibt sich im Kurzschlußfall von R_X folgende Verlustleistung an T1:

Spannungsabfall an 3,5 Ω = 1,1 A · 3,5 Ω = 3,9 V
Spannung an T1 = 15 V − 3,9 V = 11,1 V
P_{tot} an T1 = 11,1 V · 1,1 A = 12,1 W

Der Kühlkörper von T1 muß nach Bild 3 die sechsfache Wärmeableitung haben.

Bild 4 zeigt den Schutz eines Moduls durch einen PTC. Der Entkopplungswiderstand R1 braucht nur 0,35 W zu betragen, wenn ein 0,15-W-PTC mit $R_{kalt} = 5\ \Omega$ verwendet wird. Die größte Verlustleistung mit 0,5 W an (R1+PTC) tritt auf, wenn der Abschaltstrom 0,125 A fließt. Im Kurzschlußfall treten dagegen nur 0,15 W am PTC auf.

Anders liegen die Verhältnisse in *Bild 5*, in dem der Widerstand R1 mit 4,4 W belastbar sein muß, wenn er nicht durchbrennen soll. Die auftretende Wärme ist mit 4,4 W gegenüber den 0,5 W nach Bild 4 neunmal so groß.

Technologisch lassen sich PTC für kleinere und größere Ströme und Spannungen herstellen. Auch sei hier die Möglichkeit der Parallelschaltung zur Vergrößerung des Strombereiches erwähnt. So bietet Valvo z. B. einen PTC-Widerstand vom Typ 8222 298 71521 (400 mA/15 V/1,6 Ω) und vom Typ 2322 664 91086 (800 mA 15 V/0,8 Ω) an.

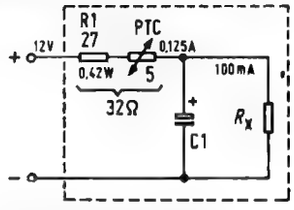


Bild 4. Schutz eines Moduls durch einen PTC-Widerstand

Weitere Anwendungen wären das Absichern von Autoradios oder von Elektronikschaltungen in Unterhaltungs- und professionellen Geräten.

Im Auto würde die PTC-Sicherung die Sicherheit der Beleuchtung (außer Scheinwerfer) erhöhen. Nach kurzzeitigen Kurzschlüssen von Steckern, Armaturen und Kabeln bleibt die Beleuchtung betriebsbereit. Außerdem wäre die schlechte Kontaktgabe der Sicherungselemente beseitigt. PTC-Sicherungsverteiler müßten dafür entwickelt werden.

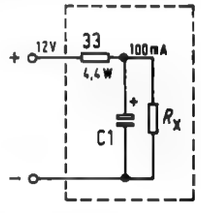


Bild 5. Variante zu Bild 4

Ton-Endverstärker oder deren Lautsprecheranschlüsse lassen sich gegen thermische Überlastung, die durch Fehlanpassung oder Kurzschluß der Lautsprecher auftreten können, schützen. Die für den Laien unzugängliche Feinsicherung kann durch einen PTC-Widerstand ersetzt werden und würde sich im obigen Fall regenerieren.

Anfragen unserer Leser

nach Einzelheiten zu in der FUNKSCHAU erschienenen Beiträgen beantworten wir gern. Jedoch bitten wir in jedem Fall um **Angabe des Titels, des Jahrgangs, der Heft-Nr. und der Stelle,** um ein zeitraubendes Suchen möglichst zu ersparen.
Bei Fragen, die offensichtlich der Autor nur beantworten kann, bitte stets einen frankierten Rückumschlag beilegen, zumindest jedoch Marken für das doppelte Briefporto (1.– DM). Aus dem Ausland bitte internationale Antwortscheine versenden.

Anschrift: Redaktion FUNKSCHAU
8000 München 37, Postfach 37 01 20

[1]) 0,8 A weil der PTC sich im Heißwiderstand an 15 V so einstellt; 1 V = Spannungsabfall an T1 bei 0,1 A

Hartmut Schaller, DL 2 UH

Fernseh-Standbilder von der Compact-Cassette 2. Teil

Der erste Teil dieser Arbeit erschien in FUNKSCHAU 1974, Heft 18, Seite 699. Er beschrieb Schaltung und Arbeitsweise des SSTV-Monitors. Nachstehend wendet sich der Verfasser dem praktischen Aufbau zu.

Aufbau des Monitors

Der Monitor setzt sich, wie aus dem Blockschaltbild (Bild 2) ersichtlich, aus vier Baugruppen zusammen:

- Video und Synchronsignalaufbereitung
- Ablenkverstärker für Zeile und Bild
- Hochspannungserzeugung
- Stromversorgung *(Bild 7)*.

Die Bestückung der Leiterplatten ist aus den *Bildern 8...10* ersichtlich. Bei dem Monitor werden die Baugruppen mit Leiterplatten und Steckleisten in ein Gehäuse von der Fa. Schroff mit Steckvorrichtung eingeschoben. Aus dem Bohrplan *(Bild 11)* der Frontplatten geht auch die Anordnung der Bedienungselemente und der Bildröhre hervor, die mit Kartenhaltern auf den Leiterplatten befestigt werden. Außerdem sind die an der Frontplatte befestigten Bauelemente mit der Leiterplatte zu verdrahten. Es bleibt aber dem Nachbauer überlassen, die Baugruppen mit oder ohne Steckvorrichtung in andere geeignete Gehäuse einzubauen.

Abgleich des Monitors

Zum Abgleich werden Tongenerator, Oszillograf mit Gleichspannungseingang und Röhrenvoltmeter benötigt.

Die Bildröhre ist zunächst noch nicht einzustecken!

Stromversorgung

Vor Inbetriebnahme des Gerätes prüft man den Stromversorgungsbaustein, dabei sind dessen Gleichspannungs-Ausgänge mit den in der *Tabelle 1* angegebenen Widerständen zu belasten. Die stabilisierten Spannungen +5 V, +15 V, −15 V können bis 1 A belastet werden.

Ablenkverstärker

Bei angeschlossenen Ablenkspulen sind die Regelwiderstände RW 8 bis RW 13 in Mittelstellung zu bringen, und es werden dann der Ablenkverstärker und der Stromversorgungsbaustein in das Gehäuse eingesteckt. An den Testpunkten müssen in etwa die in *Tabelle 2* angegebenen Spannungen vorhanden sein.

Tabelle 2. Abgleich des Ablenkverstärkers

Testpunkt	*Spannung*
15	+ 5 V
16,18	+15 V
17,19	− 15 V
Anschlußleiste 22,5	ca. +18...24 V
Anschlußleiste 21,2	ca. − 20...24 V

Tabelle 1. Abgleich der Stromversorgung

Anschluß	*Spannung*	*Lastwiderstand*	*Masse*
16–18	+4,5...5,1 V	10 Ω/5 W	24/25
7/8	+18...24 V	20 „	„
4/5	− 18...24 V	20 „	„
	+15 mit RW 19		
10-12	einst.	30 „	„
	− 15 mit RW 20		
1–3	einst.	30 „	„
6	11 V AC	110 Ω/1 W	9

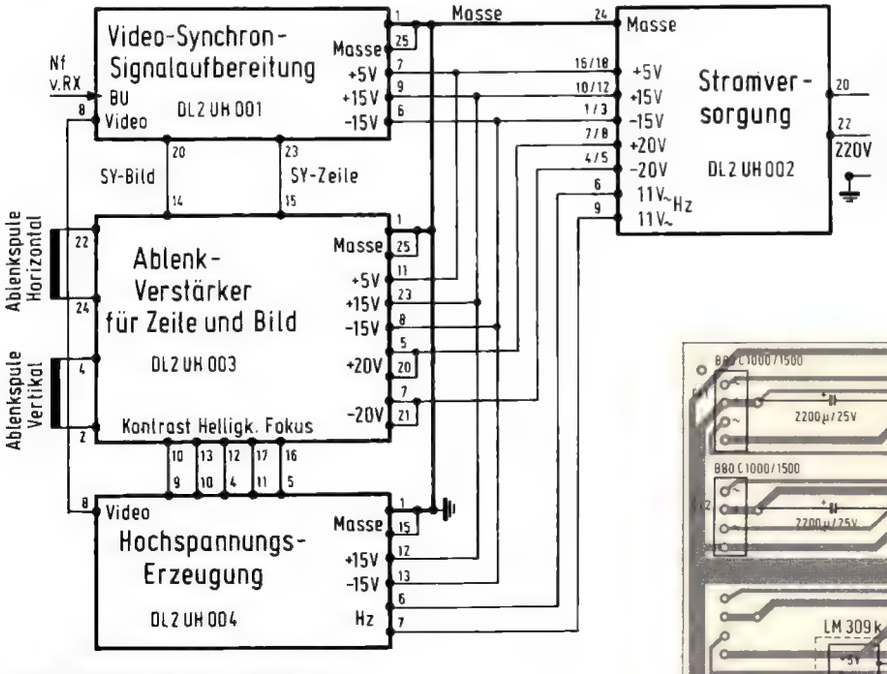


Bild 7. SSTV-Monitor-Verdrahtungsplan

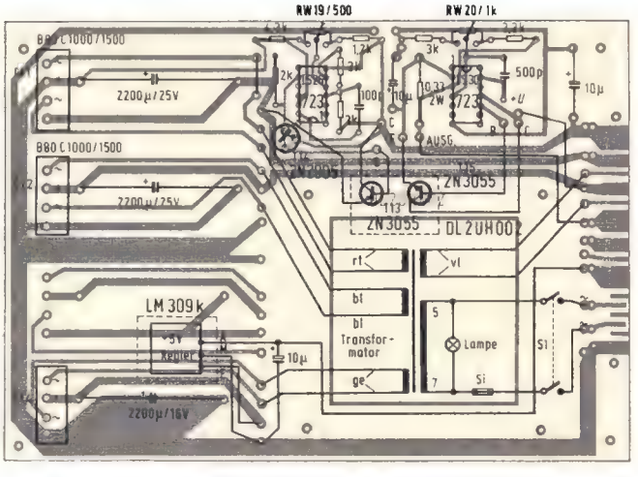


Bild 10. ▶
Stromversorgung, Bestückungsplan. Die Bilder 8 bis 10 sind hier nur als Übersicht gedacht. Interessenten können Platinen und später auch Bausätze bei ITT-Schaub-Lorenz, Abt. Hobbykits, Pforzheim, bestellen

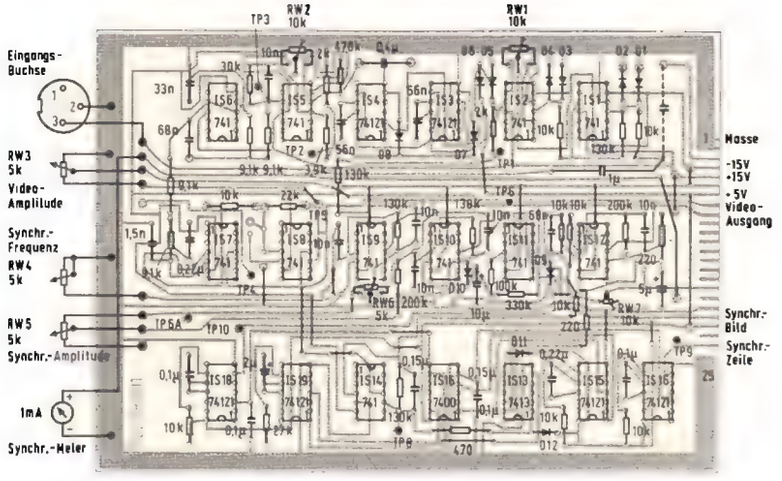


Bild 8. Video-SY-Bestückungsplan

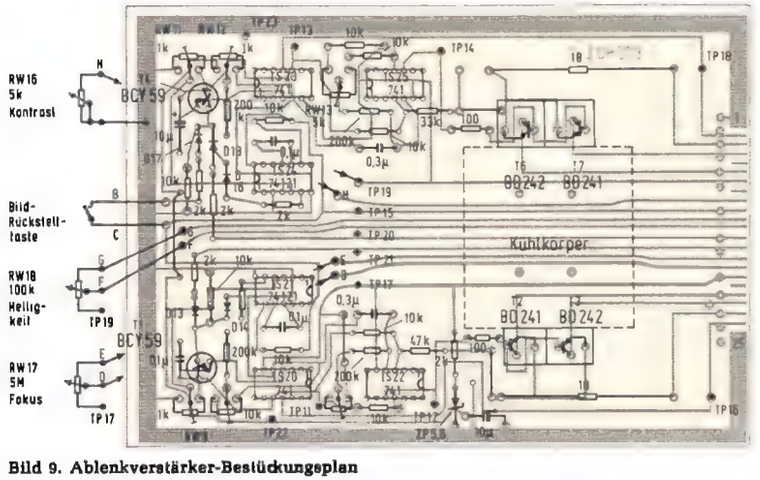


Bild 9. Ablenkverstärker-Bestückungsplan

Vertikalablenkung

Oszillograf auf DC stellen und mit TP 11 verbinden. Der Frequenzregler RW 8 ist auf eine Frequenz größer als 15 Hz (66 ms) und eine Spannung von 2,5 V_{ss} einzustellen *(Bild 12)*. Alsdann wird der Oszillograf an TP 12 gelegt und mit dem Amplituden-Regler RW 9 eine Spannung von ca. 10 V_{ss} eingestellt *(Bild 13)*. Mit dem RW 10 legt man nun die Abknickung in die Mitte des Sägezahns.

Horizontalablenkung

Nun ist der Oszillograf an TP 13 anzuschließen, der Frequenzregler RW 11 auf größer 8 s (mit der Uhr kontrollieren, *Bild 14*) und nach dem Oszillografenbild an TP 14 der Amplitudenregler RW 12 auf U_{ss} = 10 V einzustellen. Mit RW 13 wird die Abknickung des Sägezahns zur Bildzentrierung in die Mitte gelegt *(Bild 15)*.

Kontrolle der Betriebsspannungen für die Bildröhre

Auf dem auf der Rückseite des Gehäuses befindlichen Hochspannungsbaustein sind die Betriebsspannungen +15 V und – 15 V anzuschließen (Bild 6). Die in der *Tabelle 3* angegebenen Spannungen bzw. Oszillogramme müssen an den Testpunkten vorhanden sein. Anschließend ist der Fokusregler RW 17 in Mittelstellung zu bringen, der Helligkeitsregler RW 18 an den linken Anschlag (Masse) zu drehen und der Stromversorgungsbaustein des Monitors abzuschalten.

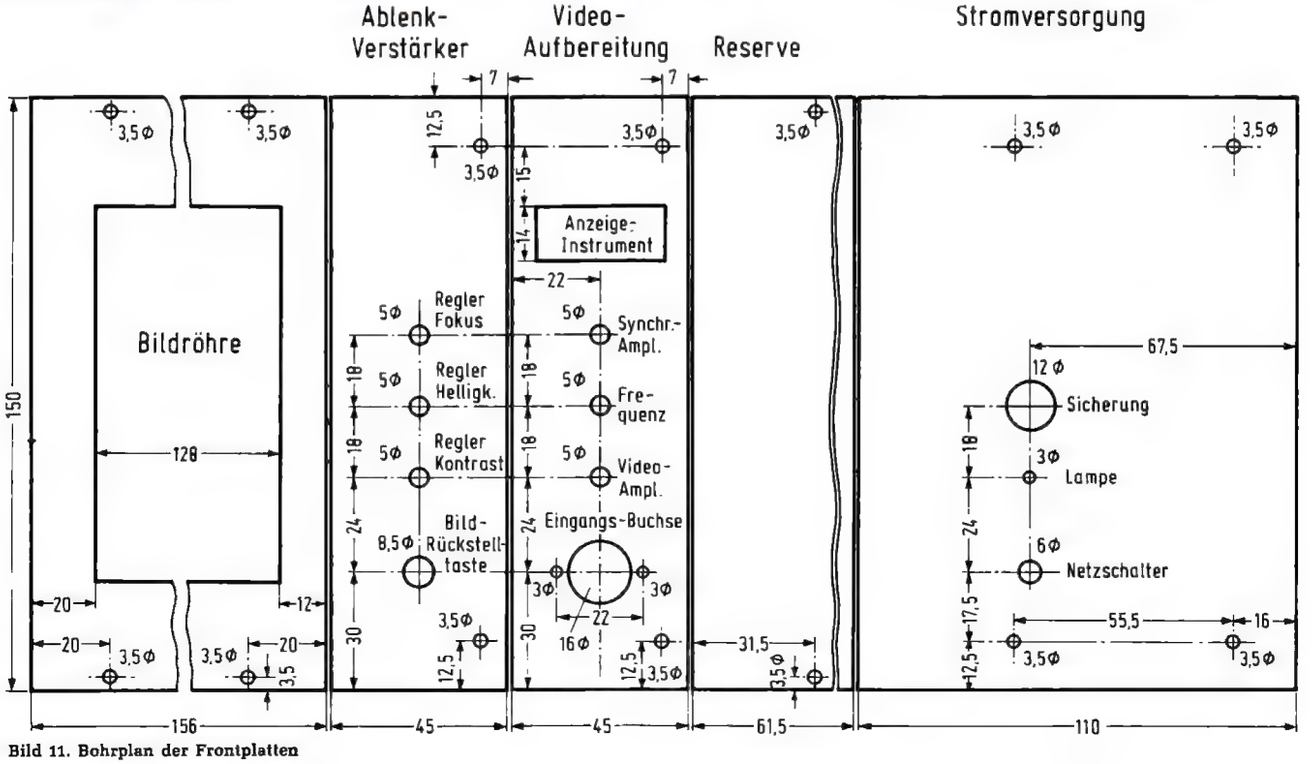


Bild 11. Bohrplan der Frontplatten

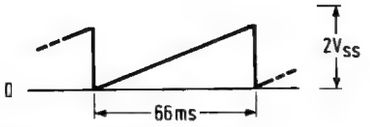


Bild 12. Sägezahn an TP 11

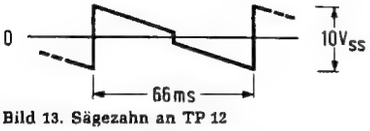


Bild 13. Sägezahn an TP 12

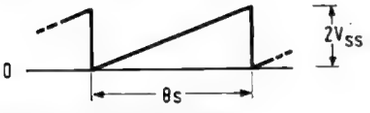


Bild 14. Sägezahn an TP 13

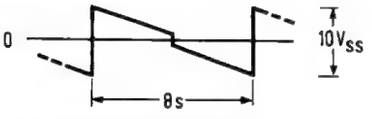


Bild 15. Sägezahn an TP 14

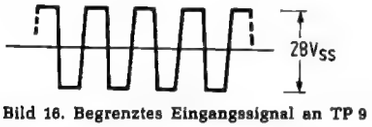


Bild 16. Begrenztes Eingangssignal an TP 9

Nun wird die Bildröhre in das Gerät montiert, die Röhrenfassung auf ihren Sockel geschoben und das Hochspannungskabel in die entsprechende Buchse am Kolbenhals eingesteckt. Jetzt schaltet man die Stromversorgung ein, dabei muß die Bildröhre dunkel bleiben. Mit dem Regelwiderstand RW 15 wird eine Spannung von 70 V bis 80 V an der Bildröhrenkatode eingestellt.

Bildaufbereitung

Der Oszillograf ist an TP 1 (Bild 3) anzuschließen und der Video-Amplitudenregler RW 3 auf Null zu stellen. Man speist nun ein Tongeneratorsignal mit einer Frequenz von 1500 Hz am Monitoreingang ein (Amplitude U_{ss} = 0,5 V). An TP 1 muß die begrenzte Amplitude *(Bild 16)* des Eingangssignals mit ca. U_{ss} = 28 V stehen.

Die Eingangsspannung ist so weit zu vermindern, bis das Eingangssignal gerade noch begrenzt wird. Mit RW 1 nimmt man die Symmetrierung des begrenzten Eingangssignals vor. Jetzt wird die Amplitude des Eingangssignals wieder auf U_{ss} = 0,5 V erhöht und die Spannung an TP 5 durch RW 2 auf 0 V eingestellt. Diese Justierung ist sehr sorgfältig vorzunehmen, weil hiervon die symmetrische Aussteuerung des Verstärkers IS 8 abhängt (Darstellung der Grauwerte).

Der Tongenerator wird jetzt abgeschaltet und der Helligkeitsregler RW 18 so weit aufgedreht, bis man den Elektronenstrahl gerade noch sieht, dabei sind der Kontrastregler RW 16 und der Video-Amplitudenregler RW 3 in Mittelstellung zu bringen. Bedingt durch die beiden freilaufenden Sägezahngeneratoren (Vertikal und Horizontal) erscheint auf dem Bildschirm ein Bildraster von oben nach unten, wobei die Zeile von links nach rechts geschrieben wird. Bei falscher Laufrichtung sind die Anschlüsse der entsprechenden Ablenkspule zu vertauschen.

Die Bildbreite läßt sich mit RW 9 korrigieren. Bei ungenügender Bildbreite verkleinert man den Widerstand in der Vertikal-Spulenzuleitung, jedoch ist dann nochmals die Zeilenzentrierung mit RW 10 vorzunehmen.

Die Bildhöhe ist mit RW 12 einzustellen. Bei zu geringer Bildhöhe verkleinert man den Widerstand in der entsprechenden Horizontal-Spulenzuleitung und stellt die Bildzentrierung mit RW 13 nach.

Jetzt ist wieder der Tongenerator mit der Frequenz 1500 Hz und der Ausgangsspannung U_{ss} = 0,5 V an den Monitoreingang anzuschließen. Der Helligkeitsregler wird so weit zurückgedreht, bis der Elektronenstrahl gerade unsichtbar wird. Der Tongenerator ist von 1500 bis 2300 Hz gleichmäßig durchzustim-

Bild 17. Synchronsignal an TP 6

Bild 18. ▶ Rückansicht des Monitors

Tabelle 3. Abgleich der Betriebsspannungen für die Bildröhre

Meßpunkt	*Oszillogramm*	*Spannung*
Kollektor T 11 einstellbar mit RW 14	16-kHz-Impulse	ca. 150 V_{ss}
Anschluß 5		ca. +350 V
Anschluß 4		+ 100 V
Hochspannung		ca. 10 KV
Anschluß 6 und 7		11 V AC Heizspannung

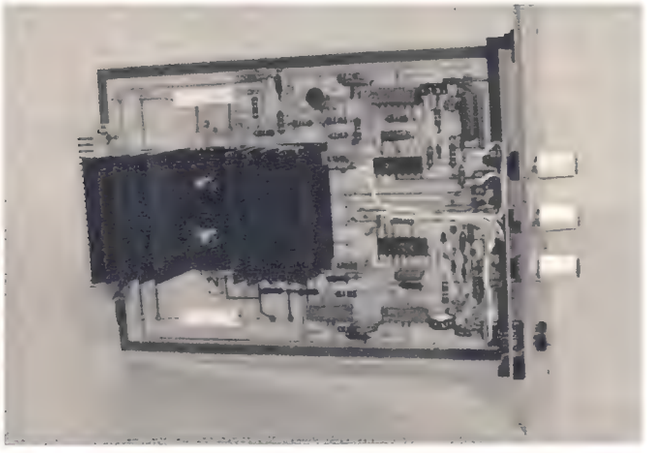


Bild 19. Der Ablenkverstärker

Bild 20. SSTV-Synchronisations-Video-Aufbereitung

Bild 21. Frontansicht der Bedienungselemente

Bild 22. Empfangenes Bild von DJ 7 NW

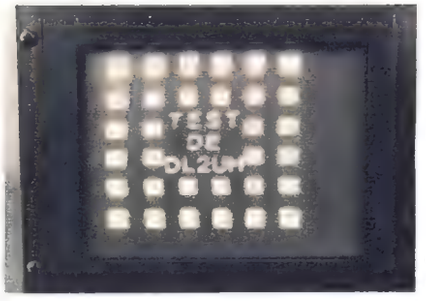


Bild 23. Das Testbild des Verfassers

Bild 24. Mit Feldstärke 8 und sonstigen Störungen empfangenes Bild I 1 BNT

Bild 25. Mit Feldstärke 7 empfangenes Bild der Akropolis in Athen

men (innerhalb von 8 s), dabei erscheint auf dem Bildschirm eine von grau nach weiß verlaufende Fläche (1500 Hz = dunkel, 2300 Hz = weiß). Dabei wird an TP 5 eine Spannung von ca. 0...5 V gemessen. Läuft das Raster nicht gerade über den Bildschirm, so ist eine Korrektur an der Ablenkeinheit vorzunehmen (drehen oder korrigieren an den beiden Hebeln der Ablenkeinheit).

Der Oszillograf ist an TP 6 A und der Tongenerator mit 1200 Hz und U_{ss} = 0,5 V an den Monitoreingang anzuschließen. Danach die Amplitude mit Regler RW 4 „SY-Frequenz" (Frontplatte) auf Maximum drehen. RW 7 an den masseseitigen Anschluß stellen. Den Oszillograf an TP 6 legen und den RW-5-Regler „SY-Amplitude" (Frontplatte) in Mittelstellung bringen, mit RW 6 die Amplitude auf Maximum einstellen, wobei mit dem Regler RW 5 eine Spannung von ca. U_{ss} = 3 V eingestellt wird.

Nun legt man an den Eingang ein SSTV-Signal an. RW 7 ist so weit aufzudrehen, daß beim Meßinstrument „SY-Anzeige" eine Anzeige bei 7 (10er-Teilung) erfolgt.

Damit ist der Abgleich des Monitors beendet und für die Wiedergabe von SSTV-Bildern bereit. Die *Bilder 18* bis *21* zeigen Einzelheiten des Aufbaues, während die *Bilder 22* bis *25* Schirmbildfotos drahtlos aufgenommener Sendungen sind.

Literatur

Backman, A.: SM Ø BUO, SSTV, DL-QTC 3/71
Pietsch, H., DJ 6 HP: SSTV-Monitor, cq-DL 5/6 73
Tschannen, R. F., W 9 LUO: SSTV, QST 3/73
Wrase, V., DL 2 RZ: SSTV, Funk-Technik 20/73
Telefunken-Handbuch für Elektronenstrahlröhren 1968/69

Globale Wetterkarten mit neuen Beobachtungssatelliten

Die globale Wetterbeobachtung mit Satellitensystemen macht gegenwärtig große Fortschritte. In nicht allzuferner Zeit könnte dieser Forschungszweig, der tagtäglich ungeheure Mengen an Basisdaten für wetterorientierte und wetterabhängige Produktions- und Dienstleistungsbetriebe auf der ganzen Welt liefert, aus der reinen Beobachtungsphase heraustreten und zu einer handfesten *Wetter-Technologie* mit großräumiger Klimalenkung und -beeinflussung werden. Daß damit ebenso handfeste Interessenkonflikte politischer und wirtschaftlicher Natur auftreten, ist bereits abzusehen.

Sehr aktiv in diesem zukunftsträchtigen Bereich ist natürlich die Nasa, die bereits zahlreiche Satelliten gestartet hat. Eine Reihe weiterer Starts steht für 1974 noch auf dem Programm. So zum Beispiel GARP (Global Atmospheric Research Program), mit dem die Effekte tropischer Luftströme über dem Atlantik auf das Wetter des gesamten Erdballs untersucht werden sollen. Zahlreiche Nationen, darunter die UdSSR, Brasilien, Kanada, Columbien, Frankreich, Mexiko, Holland, Portugal, Senegal, England und nicht zuletzt auch die Bundesrepublik Deutschland, nehmen an diesem Experiment teil.

Ein weiteres Beispiel der modernen Satellitentechnik zur Wetterforschung sind die beiden meteorologischen Satelliten des Projekts SMS, die der Nasa einen ununterbrochenen Überblick über das riesige Gebiet des Atlantiks, der Vereinigten Staaten und des Pazifiks geben werden. Beide Satelliten sollen ebenfalls in diesem Jahr gestartet werden. Die Satelliten sind in der Lage, Daten vom ständig wachsenden Netz der unbemannten Bojen und Wetterballons, von Schiffen und Beobachtungsflugzeugen aufzunehmen.

Ein Maß dafür, wie komplex und datenreich die Wetterbeobachtung inzwischen geworden ist, gibt die Zahl der Meßwerte, die der von RCA gebaute Polar-Satellit NOAA-3 täglich abgibt: 1400 Temperatur-Meßwerte aus der oberen Atmosphäre sendet er zu den Empfangsstationen. Dazu kommen zahlreiche Fotos von Wolkenformationen, die von mehreren hundert Bildempfangs-Stationen in 80 Ländern der Erde aufgenommen werden und bereits zum vertrauten Bild der Nachrichtensendungen im Fernsehen geworden sind. An dieser Bildübertragung sind auch die Satelliten ESSA 8 und NOAA-2 beteiligt.

Die bei RCA entwickelten Wettersatelliten des Typs TIROS, ESSA, ITOS und NOAA haben bis jetzt insgesamt mehr als 2 Millionen Wetterbilder zur Erde übertragen. Seit 1966, als das TIROS-Wetterbeobachtungs-Satellitensystem installiert wurde, ist kein Sturm auf unserem Erdball unbemerkt losgebrochen.

W. S.

Helmut Schweitzer

Schnelladegerät für NiCd-Akkumulatoren mit Sinterelektroden

1. Teil

Dieses Gerät lädt NiCd-Akkumulatoren mit Nennkapazitäten bis 7 Ah in einer Stunde und weniger auf. Eine nach dem Ladepakete-Verfahren arbeitende Ladeablaufsteuerung verhindert ein Überladen der Zellen und schaltet automatisch auf Erhaltungsladen um.

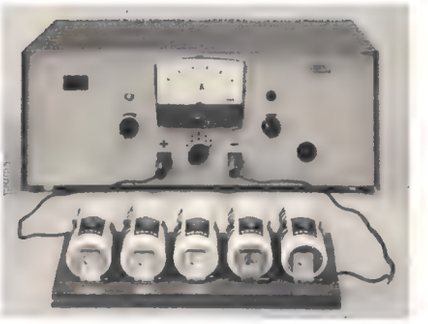


Bild 1. Schnelladegerät mit fünf NiCd-Zellen (Varta RS 4) im Ladebetrieb. Das Gerät hat die Abmessungen 300 mm × 130 mm × 190 mm und wiegt 4,1 kg

Nur NiCd-Zellen mit Sinterelektroden vertragen die hohen Ladeströme der Schnellladung bis zum Zeitpunkt der vollen Zellenkapazität. Durch Schnellladeströme verursachtes Überladen ist unzulässig und muß ausgeschlossen bleiben.

Bei den handelsüblichen NiCd-Zellen mit Sinterelektroden läßt sich zur Kapazitätsmeldung nur die Klemmenspannung heranziehen. Mißt man die Klemmenspannung unter Ladestrom, so hängt sie stark von der jeweiligen Stromhöhe ab. Mißt man sie unmittelbar nach einer Ladestromunterbrechung, so zeigt sie bis zu einigen Sekunden ab Abschaltmoment merklich abfallende Tendenz [1].

Rund 20 s nach Ladeunterbrechung hat sich die Klemmenspannung auf Spannungswerte beruhigt, die weitgehend unabhängig von der Höhe des zuvor geflossenen Ladestroms und von der Zellen-Nennkapazität sind. Diese Erkenntnis war Ausgangsbasis für die Entwicklung des Ladepakete-Verfahrens, das in dem hier beschriebenen Schnelladegerät *(Bild 1)* zur Anwendung kommt. Das Gerät erlaubt das Schnelladen von einer bis fünf in Serie liegenden NiCd-Zellen. *Tabelle 1* gibt über die Ladebetriebsdaten Auskunft.

Tabelle 1. Betriebsdaten

Anzahl der gleichzeitig ladbaren Zellen 1...5
Nennkapazität K_5 oder K_{10} 0,5...7 Ah
maximaler Schnelladestrom I_{DS}
- bei 1...3 Zellen 8 A
- bei 4 Zellen 6,5 A
- bei 5 Zellen 5,5 A

maximaler Erhaltungsladestrom I_{BE}
- bei 1...3 Zellen 1 A
- bei 4 Zellen 0,8 A
- bei 5 Zellen 0,4 A

kürzeste Schnelladezeit (einschließlich 20-s-Ladepausen für einen vollständig entladenen Akkumulator

$$t_k = \frac{100 \cdot K_{10}/\mathrm{Ah}}{I_{BS}/\mathrm{A}}$$

(t_k in min)

Netzleistungsaufnahme
- bei o. a. Höchstströmen etwa 70 VA
- bei 20-s-Ladepausen oder Erhaltungsladen 18...22 VA

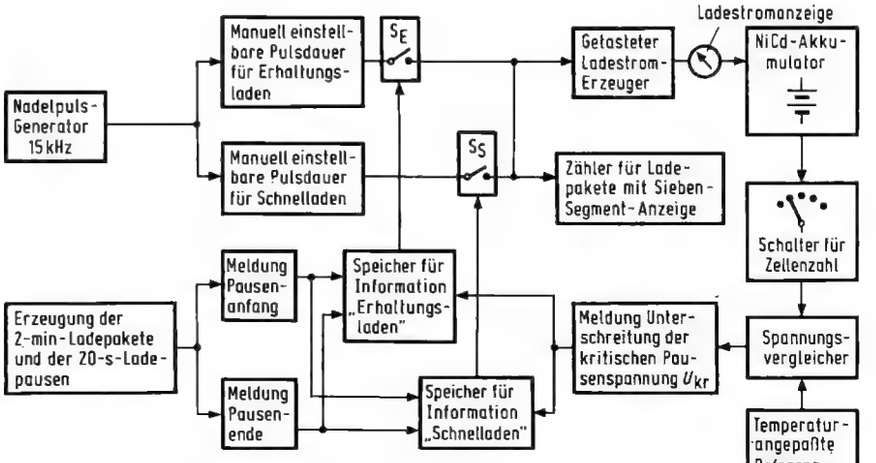
Die Vorzüge des Ladepakete-Verfahrens

Die Ladepakete sind 2 min dauernde Ladestromphasen, denen sich jeweils 20 s dauernde Ladestrompausen anschließen. Am Ende jeder Ladestrompause wird die Klemmenspannung, die hiermit den Charakter einer Leerlaufspannung hat, automatisch gemessen. Die Bestimmung der Leerlaufspannung hat den Vorteil, daß die Spannungsabfälle an den stromwirksamen Zelleninnenwiderständen und auf den äußeren Verbindungs- und Zuleitungen unwirksam bleiben. Registriert die Ladeablaufsteuerung am *Pausenende* weniger als 1,44 V pro Zelle, so startet sie ein neues Ladepaket, registriert sie mehr als 1,44 V/Zelle, so schaltet sie auf Erhaltungsladen um. Diese „kritische" Pausenspannung (U_{kr}) von 1,44 V trifft recht genau mit dem Volladezustand der frisch geladenen, jedoch nicht unter Ladestrom stehenden Zellen zusammen; sie ist das Resultat ausführlicher Meßuntersuchungen.

In den 20 s dauernden Ladepausen macht sich ein Teil der angestauten Ladewärme frei, so daß auch von der Temperaturseite keine verfälschende Rückwirkung auf die Klemmenspannung festzustellen ist.

Auch den Wechsel von Ladepaketen und Ladepausen und den Übergang von Schnelladen auf Erhaltungsladen steuert die Ladeablaufsteuerung automatisch, deren wichtigste Funktionen das Blockdiagramm *(Bild 2)* nennt.

Von besonderem Vorteil ist, daß die automatische Beendigung des Schnellladens vor dem Übergang zur schädlichen Überladung auch dann funktioniert, wenn nur teilentladene Zellen ans Ladegerät angeschlossen und von ihm



Schalterfunktion	S_E	S_S
2-min-Ladepaket		•
20-s-Ladepause		
Erhaltungsladen (ohne Pausen)	•	

Bild 2. Das Blockdiagramm zeigt die wichtigsten Funktionen der Ladeablaufsteuerung mit Ladeteil und Ladepaketezähler

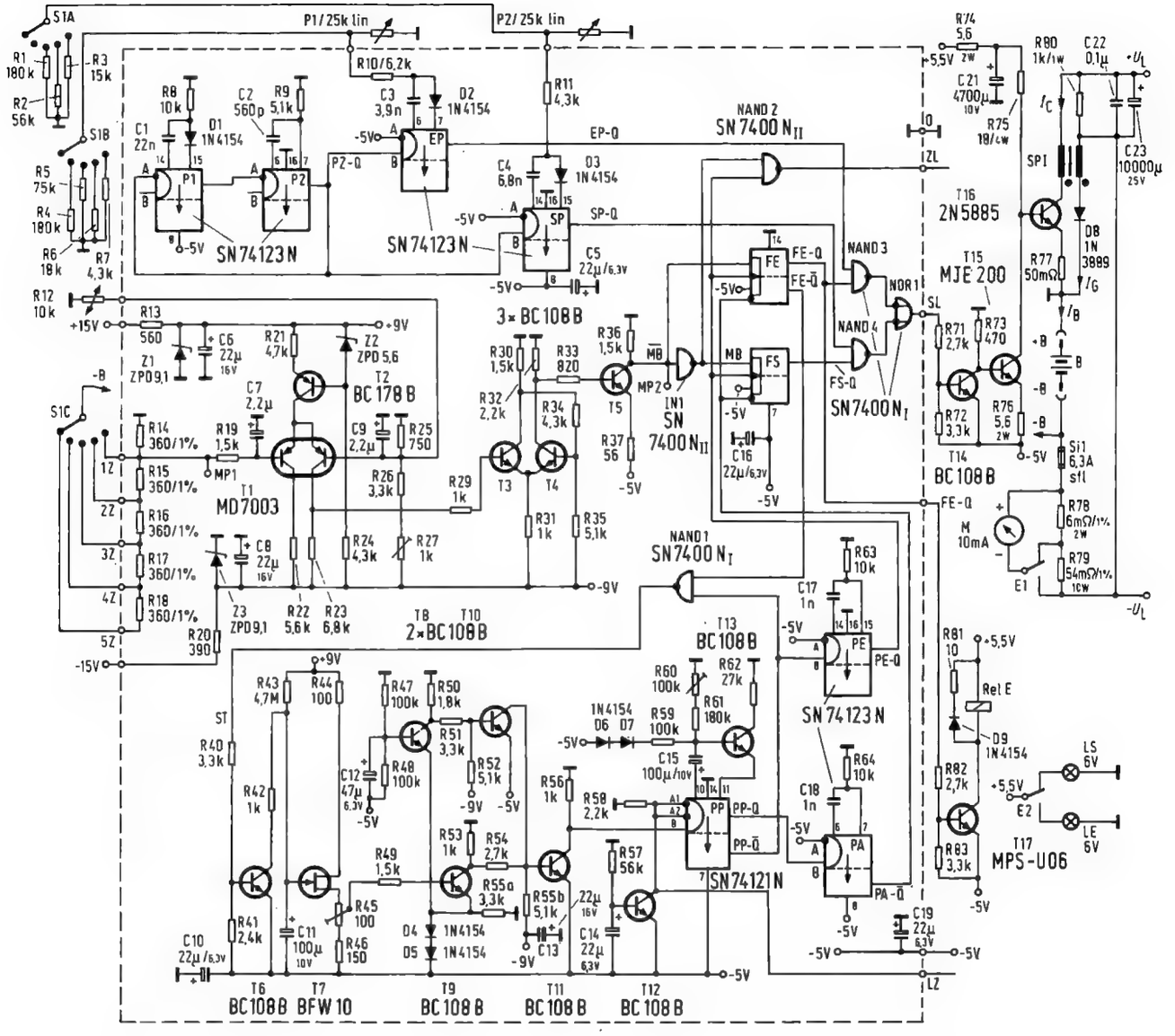


Bild 3. Schaltbild der Ladeablaufsteuerung, der Ladestromerzeugung und der automatischen Meßbereichumschaltung

geladen werden. Nach Angaben der Hersteller von NiCd-Zellen schont es die Zellen, wenn die Ladezyklen nicht voll durchfahren werden, d. h. es empfiehlt sich nicht, die Zellen immer bis zur vollständigen Entladung zu beanspruchen. Als Lebenserwartung stellt z. B. Varta [2] 800 Vollzyklen in Aussicht, denen bis zu 15 000 Teilentladungen bei jeweils 10...15 %iger Kapazitätsentnahme gegenüberstehen können. Auf die Gesamsttrommenge umgerechnet ist das mindestens eine Verdoppelung der Lebenserwartung. Besonders auch unter diesem Aspekt ist der Komfort des hier beschriebenen Schnelladegerätes gerechtfertigt, zumal NiCd-Zellen mit Sinterelektroden nicht gerade billig sind.

Erzeugung des Ladestroms

Zum Schnelladen benötigt man verhältnismäßig hohe Ladeströme. Das bedeutet hohe Strombelastbarkeit der an der Ladestromerzeugung beteiligten Bauelemente. Für das Schnelladen empfiehlt sich im allgemeinen, also abgesehen von den eingefügten 20-s-Ladepausen, eine Gleichstrombeaufschlagung mit leicht abfallender Stromkennlinie. Wegen der Abhängigkeit der Klemmenspannung von Stromhöhe und Ladezustand setzt gleichbleibender Ladegleichstrom einen relativ hohen Stromquelleninnenwiderstand (bzw. Vorwiderstand) voraus, der bei Wirkwiderstandscharakter zwangsläufig beträchtliche Verlustleistung beansprucht.

Der Wirkungsgrad von Batterie-Ladeleistung zur Speiseleistung erhöht sich beträchtlich, wenn man sich der induktiven Zwischenspeicherung bedient, ohne dabei den Effekt der Stromstabilisierung zu verlieren. Zu diesem Zweck wird der Speisestrom zerhackt und über eine Speicherinduktivität (Speicherdrossel) geleitet, deren Ladeenergie in den Pausen des zerhackten Speisestroms ebenfalls dem Akkumulator zur Verfügung steht.

Dieses Prinzip [3] findet gelegentlich in spannungsgeregelten Speisegeräten mit hoher Strombelastbarkeit Anwendung. In unserem Fall steht eine Spannungsstabilisierung nicht im Vordergrund. Bei Akkumulatorbelastung zwingt jedoch die Batteriespannung der Schaltungsanordnung eine gewisse Spannungsstabilität auf. Variiert man bei gegebener Spannungskonstellation das Tastverhältnis des zerhackten Speisestroms, so reagiert die Schaltung durch unterschiedlichen Strom, allerdings schließt sie dabei das Verhältnis von Batteriespannung zur Speisespannung mit ein.

Der Ladestromkreis

Die Schaltung des Ladestromkreises ist in *Bild 3* enthalten, das auch die Ladeablaufsteuerung beinhaltet. Auf zwei Kanälen – der eine fürs Schnellladen (SP-Q), der andere fürs Erhaltungsladen (EP-Q) – werden rechteckförmige Pulse mit manuell einstellbaren Tastverhältnissen erzeugt. Ihre Pegel entsprechen der Transistor-Transistor-Logik (TTL). Wahlweise die einen oder die anderen Pulse steuern als Pulse SL einen zweistufigen Vorverstärker (T 14, T 15) und dieser die Lade-Endstufe (T 16).

Die im Kollektorstromweg des Ladetransistors T 16 liegende Speicherinduktivität SPI ist ein anschlußfertiger Typ aus dem Speicherdrossel-Programm der Vakuumschmelze (Bestelldaten siehe *Tabelle 2*). Die Wicklung ist zweidrähtig im 1 : 1-Windungsverhältnis), also wie ein Transformator anschließbar. Als Pulsfrequenz wurde 15 kHz gewählt, die bei dieser Ausführung keine hörbare Kernvibration infolge Magnetostriktion hervorruft.

Der Basis- und der Kollektorstromkreis des Ladetransistors T 16 haben voneinander unabhängige Spannungserzeuger und sind nur am Emitterfußpunkt miteinander verbunden. Das macht die Basisstromversorgung von der Zahl der zu ladenden Zellen unabhängig.

Die mit dem Transistor T 15 bestückte Steuervorstufe sperrt den Ladetransistor, indem sie die Basis des Ladetransistors in dessen negativen Spannungsbereich zieht. Dadurch verkürzt sich der transistortypische Sperrverzug, verringern sich die Umschaltzeiten und dementsprechend die Umschaltverluste. Der Widerstand R 75 stellt den Basisstrom ein, der unter Berücksichtigung des transistortypischen $I_C : I_B$-Verhältnisses ausreichend groß sein muß, um auch bei den maximal vorgesehenen Kollektorströmen geringe U_{CE}-Restspannung zu gewährleisten (siehe *Tabelle 3*).

Während der Flußphase fließt der Kollektorstrom I_C des Ladetransistors T 16 durch den Akkumulator (B) und durch die Primärwicklung der Speicherinduktivität SPI. Wie das Stromdiagramm *(Bild 4)* veranschaulicht, zeigt der Kollektorstrom I_C je Flußphase T_D eine lineare Erhöhung. Diese Eigenart rührt vom Aufmagnetisieren der Speicherinduktivität her. Währenddessen bleibt die Gleichrichterdiode D 8 gesperrt, so daß sekundärseitig keine Wirkleistung abgegeben bzw. übertragen werden kann.

In den Sperrphasen (T_G) des Ladetransistors T 16 polen sich infolge Induktion die Klemmenspannungen der (zweidrähtigen) Speicherinduktivität um. Der im Abschaltaugenblick in der Speicherinduktivität gespeicherte Arbeitsinhalt kann sich dank der jetzt zwangsläufig geöffneten Diode D 8 kontrolliert abbauen und in den sekundärseitig angeschlossenen Akkumulator fließen. Wie Bild 4 zeigt, hat hier der Strom (I_G) linear abfallende Tendenz. Da die Batteriespannung zur Sekundär- bzw. Primärwicklung durchgreift, stabilisiert sie damit die induktive Rückschlagspannung.

Die Gleichrichterdiode D 8 muß schnell schalten. Sie muß verhindern, daß während des periodischen Umschaltens der Phasen zu hohe Spannungsspitzen der induktiven Rückschlagspannung den Ladetransistor gefährden. Bei hohen Ladeströmen unterbricht der durch den Akkumulator fließende Gleichstrom I_B nicht, er ist lediglich durch eine mehr oder weniger ausgeprägte Dreieckspannung überlagert. Das bedeutet relativ hohe Gleichstromvormagnetisierung des Kerns, die beim ausgesuchten Speicherdrosseltyp praktisch unterhalb der magnetischen Kernsättigung bleibt (Sättigungsinduktion 15,5 kG).

Bei den niedrigen Ladeströmen der Erhaltungsladung überbrückt der Energieabbau nicht die Gleichrichterphase T_G. Es entstehen dann periodische Ladestrompausen, die sich aber weder auf die Schaltungsfunktion noch auf die Ladefunktion nachteilig auswirken.

Die Ladeablaufsteuerung teilt der Eingangsvorstufe (T 14) sowohl das Tastverhältnis der 15-kHz-Pulse wie die Ladepakete mit. Nicht angeschlossener Eingang sperrt den Ladetransistor T 16. Läge am Eingang Dauer-H (+ 2,5 bis + 5 V gemäß TTL-Bedingungen)[1]), so würde der Ladetransistor nicht getastet und demzufolge thermisch überlastet. Dem Eingang (SL) darf man also in keinem Fall Dauer-H anbieten.

Das fest eingebaute Meßinstrument M mißt den Ladestrom (Mittelwert von I_B). Die von der Ladeablaufsteuerung gesteuerte Relaisstufe schaltet automatisch die Bereiche 10 A für Schnellladeströme und 1 A für Erhaltungsladeströme um. Über den Relais-Umschaltkontakt E 1 fließt nur der Meßwerkstrom (10 mA bei Vollausschlag), während der 1-A-Shunt auch bei eingeschaltetem 10-A-Bereich im Stromkreis bleibt. Diese Umschaltweise eignet sich nur für Meßwerke, welche bei Vollausschlag weniger als 100 mV Spannungsabfall beanspruchen. Das im Mustergerät verwendete Einbau-Meßinstrument weist einen Spannungsabfall von genau 60 mV bei 10 mA Vollausschlag auf. Der 1-A-Shunt R 79 darf daher nicht unter 6 W belastbar sein, weil über ihn bis zu 8 A fließen können. Der zweite Relais-Umschaltkontakt schaltet parallel dazu die Signallampen L_S (Schnelladestrom) und L_E (Erhaltungsladestrom) um.

Die in den Ladestromkreis eingefügte „ultraflinke" Sicherung Si 1 soll ansprechen, falls man den Akkumulator versehentlich falsch gepolt anschließt. Nicht angeschlossener Akkumulator oder Unterbrechung seiner Zuleitungen können die Ladeschaltung nicht beschädigen.

(Fortsetzung folgt)

[1]) Hier bezogen auf die Schaltkreisbasis von – 5 V.

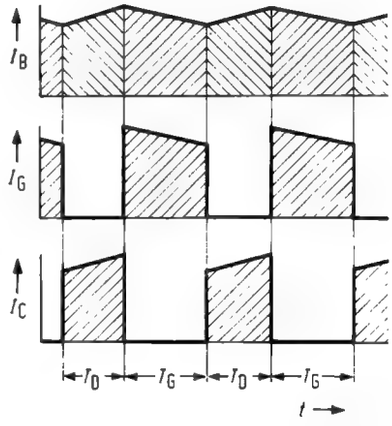


Bild 4. Der Batterieladestrom I_B setzt sich aus den Kollektorstromimpulsen I_C und den Gleichrichterstromimpulsen I_G zusammen

Tabelle 2. Kern- und Wickeldaten des Netztransformators NT

Schnittbandkern SM 74 Standardausführung mit Schnittqualität A und 3 %igen Siliziumeisen in 0,3 mm Bandstärke; Spannbandbefestigung
Kunststoffspulenkörper in Hauptabmessungen nach DIN 41 305
Primärwicklung (220 V): 0,38 CuL-Draht 930 Wdg. in 9 Lagen
Schirmwicklung
Sekundärwicklungen:

2× 18 V:	0,2	CuL	2× 60 Wdg.
9 V:	0,5	CuL	42 Wdg.
5,8 V:	0,45	CuL	26 Wdg.
12 V:	1,4	CuL	54 Wdg.

Tabelle 3. Signalnamen, Strom- und Zeitbezeichnungen

EP	Erhaltungsladepulse
FE	Flipflop für Erhaltungsladen
FS	Flipflop für Schnelladen
LP	Ladepakete (2 min)
LZ	Löschen des Ladepaketezählers
MB	Meldung, ob kritische Batteriespannung unterschritten
P 1, P 2	Pulsgenerator bzw. Steuerpulse
PA	Pausenanfangs-Impuls
PE	Pausenende-Impuls
PP	Pausenphase (20 s)
SP	Schnelladepulse
ST	Steuersignal Ladepaketerzeuger
ZL	Zählimpulse der Ladepakete
I_B	Batterie-Ladestrom
I_{BE}	Erhaltungsladestrom
I_{BS}	Schnelladestrom
I_C	Kollektorstrom des Ladetransistors
I_G	Entladestrom über Gleichrichterdiode
T_D	Durchlaßphase (15 kHz) des Ladetransistors
T_G	Durchlaßphase (15 kHz) der Gleichrichterdiode

Dipl.-Ing. W. Hammer, Warschau

Ein einfaches Digitalmeßgerät

Im folgenden Artikel wird ein Digitalmeßgerät mit einer Meßgenauigkeit von 0,1...0,2 % beschrieben. Die Zählkapazität beträgt 10^3, die Meßfrequenz 50 Hz. Bei Spannungsmessungen wird automatisch die Polarität angezeigt.

Funktion des Meßgerätes

Die Spannungsmessung erfolgt auf Grund eines Vergleiches der Meßspannung mit der linear zunehmenden Spannung. *Bild 1* zeigt den Schaltplan des Digital-/Analog-(D/A-)Umsetzers sowie der Hilfsschaltungen. Das Eingangssignal gelangt zunächst an den schaltbaren Spannungsteiler und von dort an den Eingang des Operationsverstärkers LM 302. Dieser OP bewirkt eine Entkopplung des Eingangssignals sowie eine Verstärkung. Das Ausgangssignal des OP wird an einen integrierten Komparator SN 72710 geleitet. Die von einem Taktgeber erzeugte linear ansteigende Spannung gelangt nun zu diesem und einem weiteren Komparator, wobei beide Spannungen, Eingangs- wie Sägezahnspannung, miteinander verglichen werden. Im Moment der Spannungsgleichheit wird ein Torimpuls erzeugt, dessen Breite proportional der Eingangsspannung ist. Dieses Rechtecksignal dient einerseits zur Polarisationserkennung mittels zweier Lumineszenzdioden sowie zur Öffnung einer Torschaltung, welche für die Dauer der Impulsbreite eine Rechteckfrequenz von 200 kHz aus einem quarzgesteuerten NAND-Multivibrator an den Ausgang der Steuerschaltung legt.

Das 200-kHz-Signal gelangt an den Dekadenzähler nach *Bild 2*. Der Taktgenerator besteht aus drei integrierten monostabilen Kippstufen SN 74121 nach *Bild 3*, welche die Steuerimpulse für Speicheröffnung, Zählen und Rückstellung liefern. Der Taktgenerator wird mit der Netzfrequenz synchronisiert.

Zur Widerstandsmessung von Werten kleiner als 10 kΩ wird Konstantstrom aus der in Stufen schaltbaren Konstantstromquelle BCY 67 und der Stabilisierungsschaltung TD 2 herangezogen. Bei Werten über 10 kΩ und Kapazitätsmessungen wird die Ladungszeitkonstante des Kondensators C_x in Verbindung mit einem Meßwiderstand zur Messung herangezogen. Eine Verwendung einer Konstantstromquelle auch für diesen Fall hat sich wegen der zu geringen Ströme als zu ungenau erwiesen.

Die Messung von Kapazitäten bzw. Widerständen über 10 kΩ wird in einer Schaltung mit zwei Transistoren BSY 54 realisiert. Zu Beginn der Messung ist der erste Transistor, der parallel der zu messenden Kapazität liegt, gesperrt während der zweite Transistor, der in Reihe zur Kapazität liegt, in den Sättigungszustand übergeht. Der Kondensator C_x wird durch einen Meßwiderstand und dem in Reihe liegenden Transistor geladen. Die dafür nötige Sägezahnspannung erzeugt der Verstärker LM 302, die Zeitkonstante bestimmen *C* und *R*.

Das entstandene Signal gelangt in der vorher beschriebenen Weise zu den beiden Komparatoren, wobei ein Komparator mit dem zugehörigen 25-kΩ-Potentiometer nahe an 0-Potential gelegt, der zweite Komparator mit dem Potentiometer 500 Ω auf positives Potential $+U$ gelegt wird. Um den Anstieg der Sägezahnspannung möglichst linear zu halten, wird nur etwa 1/10 der Zeitkonstante dafür genutzt. Dies ist wegen einer guten Meßgenauigkeit notwendig.

Die Zählschaltung nach Bild 3 ist nach üblicher Standardschaltung mit den integrierten Dezimalzählern SN 7490, Speicher-Flipflops SN 7475 und Decoder-Treibern 7441 bzw. 74141 zum Be-

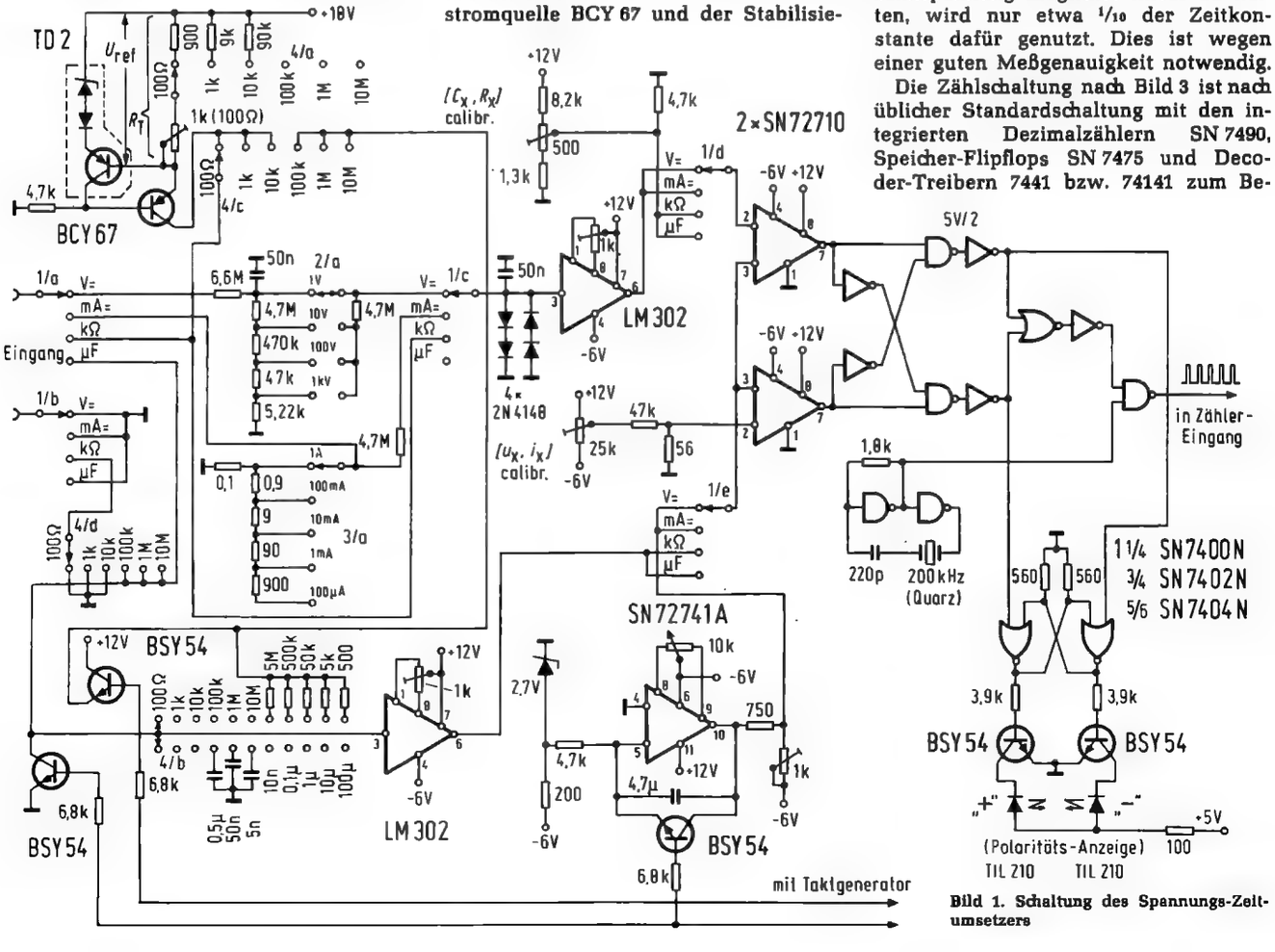


Bild 1. Schaltung des Spannungs-Zeitumsetzers

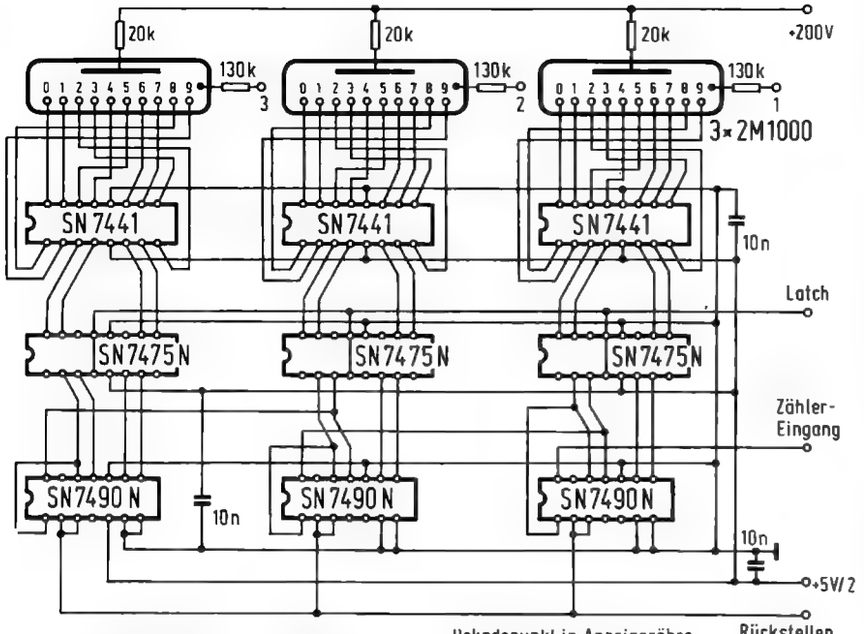


Bild 2. Schaltung des Zählers

trieb von Nixo-Röhren aufgebaut. Die Speicher-Flipflops dienen zur Verlängerung der Anzeige und verhindern damit das lästige Flimmern der Anzeige.

Wie schon erwähnt, wird die Ablaufsteuerung durch die Netzfrequenz von 50 Hz synchronisiert. Die erste monostabile Kippstufe SN 74121 erzeugt am Ausgang Q einen Impuls zur Speicheröffnung und an Ausgang Q einen Impuls, der über ein Verzögerungsglied RC (Kondensator 0,01...0,1 µF und Potentiometer 1 kΩ) die zweite Kippstufe auslöst, deren Signal den Zähler auf Null zurückstellt. Die Verzögerung der Steuerimpulse untereinander ist notwendig, um einerseits den Rest der Dekadenzähler nicht zur Anzeige gelangen zu lassen und andererseits während der Anzeige die neue Information aus dem D/A-Wandler in den Zähler einlesen zu können. Der Impuls der zweiten Kippstufe löst über ein analoges Verzögerungsglied die dritte Kippstufe aus, welche Rechteckimpulse von 6 ms Breite erzeugt. Während dieser Zeit sind die Speicher-Flipflops geschlossen und der Reset der Zähler beendet. Die 6-ms-Impulse starten bei der Messung von U_x, I_x und Widerständen größer als 10 kΩ den Sägezahngenerator und steuern auch die Transistorschaltung zur Kapazitätsmessung.

Das Signal zur Polaritätserkennung wird an den Eingang eines aus zwei konjugierten NOR-Gattern gebildeten R-S-Flipflops gelegt. Ein positives Eingangssignal verursacht den Übergang vom logischen Zustand H auf L. Die Flipflop-Ausgänge steuern zwei Transistoren, in deren Kollektorleitungen sich die zur Anzeige dienenden Lumineszenzdioden befinden. Der Diodenstrom wird mit einem Widerstand 100 Ω begrenzt.

Die Konstantstromschaltung besteht aus dem Transistor BCY 67 und dem Si-Referenzverstärker TD 2 (Transistor und temperaturkompensierte Z-Diode). Die schaltbaren Konstantströme betragen 10 mA, 1 mA und 100 µA. Für Widerstandsmessungen im Bereich bis 9,99 Ω könnte noch ein zusätzlicher Konstantstrom von 100 mA erzeugt werden, wobei aber der Stabilisierungstransistor gegen eine stärkere Ausführung ausgetauscht werden muß. In jedem Fall muß der verwendete Typ kleine Restströme für I_{CES} und I_{CBO} aufweisen sowie für große und kleine Kollektorströme einen großen β_{te}-Koeffizienten haben.

Technische Daten

Spannungen werden in vier Teilbereichen von 1 mV bis 999 V bei einer Genauigkeit von 0,15...0,2 % gemessen. Widerstände sind in sechs Teilbereichen von 0,1 Ω bis 9,99 MΩ meßbar. Die Genauigkeit beträgt im Bereich 0,1 Ω bis 9,99 kΩ 0,3...0,5 % und im Bereich 10 kΩ bis 9,99 MΩ 0,5...1,5 %. Der maximale Spannungsabfall am zu messenden Widerstand beträgt 1 V und die maximale Belastung 100 mW für 0,1...99,9 Ω.

Kapazitäten werden in fünf Teilbereichen von 100 pF bis 99,9 µF gemessen. Die Meßgenauigkeit beträgt im Bereich 100 pF bis 0,1 µF 0,7...1,6 % und im Bereich 0,1 µ bis 99,9 µF 0,6...0,9 %. An der zu messenden Kapazität liegt maximal 1 V, so daß auch kleine Tantalkondensatoren mit niedriger Betriebsspannung gemessen werden können.

Netzteil-, Eich- und Stabilisierungsschaltung

Bild 4 zeigt den Schaltplan des Netzteiles. Die Wicklung II des Netztransformators liefert die Hochspannung für die Anzeigeröhren sowie auch die Spannung 0,775 V zum Eichen des Spannunglsmeßbereiches. Die Eichspannung wird durch zweimalige Stabilisierung, zuerst mit einer Z-Diode und dann mit der integrierten Schaltung TAA 550, erzeugt. Der Stabilisierungsfaktor ist durch große Spannungsabfälle an den Widerständen recht hoch, der Tempera-

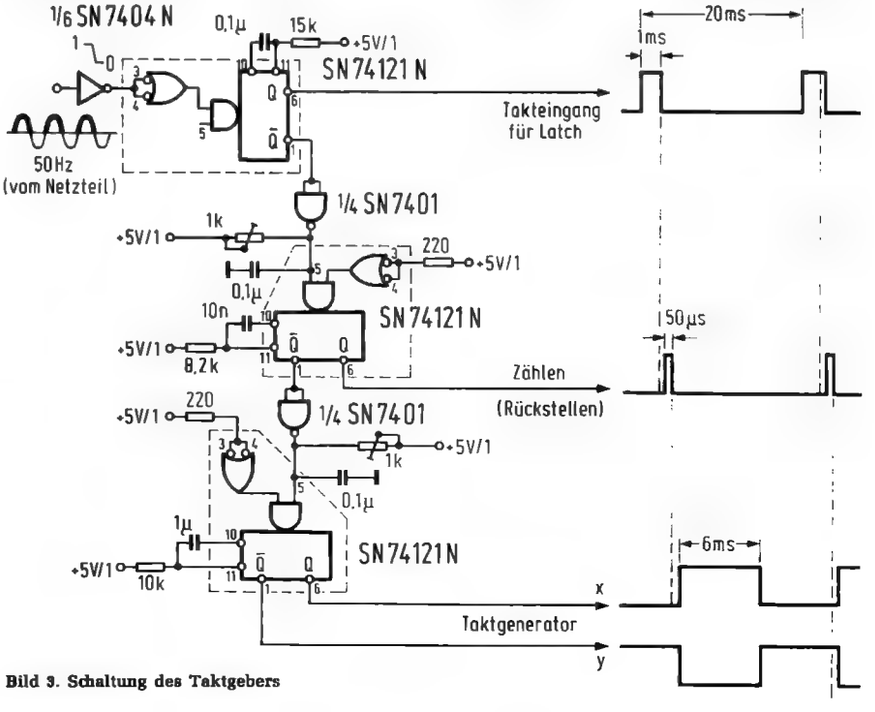


Bild 3. Schaltung des Taktgebers

turkoeffizient der IS TAA 550 beträgt etwa −3,0 bis +1,5 mV/°C. Zur Eichung des Spannungsmeßbereiches kann auch eine andere Spannung in den Grenzen von 0,4...0,9 V eingestellt werden. Die Temperaturstabilität der Eichspannung muß besser als 0,5 mV bei einer Temperaturdifferenz von 15 °C sein, d. h. für die Spannung 30...35 V am Eingang der IS TAA 550 etwa 0,8 mV/°C, da das Auflösungsvermögen 1...2 mV beträgt.

Die Eichspannung wird zunächst mit einem guten Meßgerät der Klasse 0,02...0,05 eingestellt. Die Stabilisierungsschaltungen für +18 V, +5 V/1 und +5 V/2 sind mit dem Darlingtontransistor BDY 88 aufgebaut. Die Spannung +5 V 1 dient zur Versorgung der integrierten monostabilen Kippstufen SN 74121, die Spannung +5 V/2 versorgt die Zähler, Speicher-Flip-flops und Decodertreiber sowie die Gatterschaltungen und die Lumineszenzdioden. Die Spannung von +12 V zur Versorgung der Analogschaltungen wird mit einem zusätzlichen Transistor BC 337 aus der 18-V-Versorgung gewonnen und stabilisiert. Die gesamte Leistungsaufnahme des Digitalmeßgerätes beträgt 10 W. Als Netztransformator dient eine Ausführung mit einer Kern-Schnittfläche von 4 bis 5 cm². Die Windungszahlen für die einzelnen Wicklungen betragen:

I -	2180 Wdg.,	0,22 CuL	(220 V/100 mA)
II -	1800 Wdg.,	0,14 CuL	(180 V/ 20 mA)
III -	220 Wdg.,	0,22 CuL	(21,5 V/100 mA)
IV-	85 Wdg.,	0,30 CuL	(8,5 V/200 mA)
V-	75 Wdg.,	0,80 CuL	(7,5 V/ 0,8 A)

Die Ausgänge der Versorgungsspannungen sind jeweils mit einem Kondensator 0,01 µF abgeblockt.

Der Zähler

Der gesamte Zähler *(Bild 2)* ist nach einer üblichen Standardschaltung aufgebaut. Auf die drei Dekadenzähler SN 7490 folgen die Vier-D-Flipflop-Speicher sowie die Decodertreiber SN 74141 für den Betrieb von Ziffernanzeigeröhren. Es können beliebige Typen mit Dezimalpunkt und einer Zündspannung kleiner als 170 V verwendet werden. Bei Verwendung der Decodertreiber SN 7446 oder SN 7447 können auch Siebensegmentanzeigen betrieben werden, was spannungsmäßig günstiger sein kann. Der Dezimalpunkt wird mit dem Bereichsschalter umgeschaltet.

Hinweise zum praktischen Aufbau

Die Widerstände für die Spannungs- und Stromteiler sowie der Konstantstromquelle sollen eine Toleranz von nicht mehr als 0,05 % und einen Temperaturkoeffizienten von 0,01 %/°C haben. Für die Widerstände der Kapazitätsmeßschaltung ist eine Toleranz von 0,1 % ausreichend.

Die Einstellpotentiometer sollen mechanisch stabil sein und einen niedrigen Temperaturkoeffizienten aufweisen. Die beiden Transistoren BSY 54 zur Kapazitätsmessung müssen geringe Restströme haben.

Zum Schutz der integrierten Schaltungen SN 72741 und LM 302 sind die Eingänge mit antiparallel geschalteteten Dioden abgesichert. Nach Anlegen der Versorgungsspannung sind die IS SN 72741 und LM 302 mit den Trimmpotentiometern 10 kΩ und 1 kΩ auf Nullpotential zu legen. Der in der Konstantstromschaltung verwendete Transistor sollte auf größtmögliche Stromverstärkung bei kleinen Kollektorströmen ausgesucht werden. Für den Fall, daß der Referenzverstärker TD 2 nicht erhältlich ist, kann eine Ersatzschaltung aus einem Transistor AC 117 und einer Referenzdiode BZY 24 angewandt werden. Die Teilwiderstände sind dann dieser Referenzschaltung nach der Formel $R_x = \frac{U}{I_{stab}}$ anzupassen, wobei U die Spannung des Grundbereiches und I_{stab} der durch die Konstantstromquelle stabilisierte Strom sind. Bei Berücksichtigung der Teilerwiderstände R_T und der Spannung an der Referenzdiode U_{ref} erhält man $I_{stab} = \frac{U_{ref}}{R_T}$; $R_x = \frac{R_T}{U_{ref}}$.

Die Widerstände und Potentiometer der integrierten Stabilisierungsschaltung TAA 550 sollten mechanisch stabil sein und einen geringeren Temperaturkoeffizienten als 0,05 %/°C haben.

Einschalten des Gerätes

Zuerst werden das Netzteil eingeschaltet und die Werte der einzelnen Spannungen gemessen. Die Eichspannung +0,775 V stellt man grob mit dem Potentiometer 25 kΩ und dann fein mit dem Potentiometer 50 Ω ein. Stimmen die Spannungen mit den angegebenen Werten überein, werden die 50-Hz-Impulse an die Ablaufsteuerung gelegt und die Funktion der einzelnen Einheiten bzw. der Ablauf der Steuerung von Zählern und Schieberegistern kontrolliert. Die 1-kΩ-Potentiometer im Taktgeber dienen zur Einstellung der Impulsverzögerung.

Das Zählgatter muß bei Fehlen einer Meßspannung geschlossen sein und darf dann natürlich keine 200-kHz-Impulse an den Zähler gelangen lassen. Die Eichung des Kapazitäts- und Widerstandsmeßbereichs erfolgt am einfachsten mit einem Kondensator oder Widerstand der Klasse 0,05 %. Nach dem Anschluß an die Eingangsklemmen wird dann die Eichung mit dem 500-Ω-Potentiometer durchgeführt.

Die Messung von Wechselspannungen und Wechselströmen kann mit entsprechenden Zusatzschaltungen realisiert werden. Reine Frequenzmessungen sind unter Zuhilfenahme des reinen Zählteiles mit einer Genauigkeit von 0,1 % vom Bereichsende möglich.

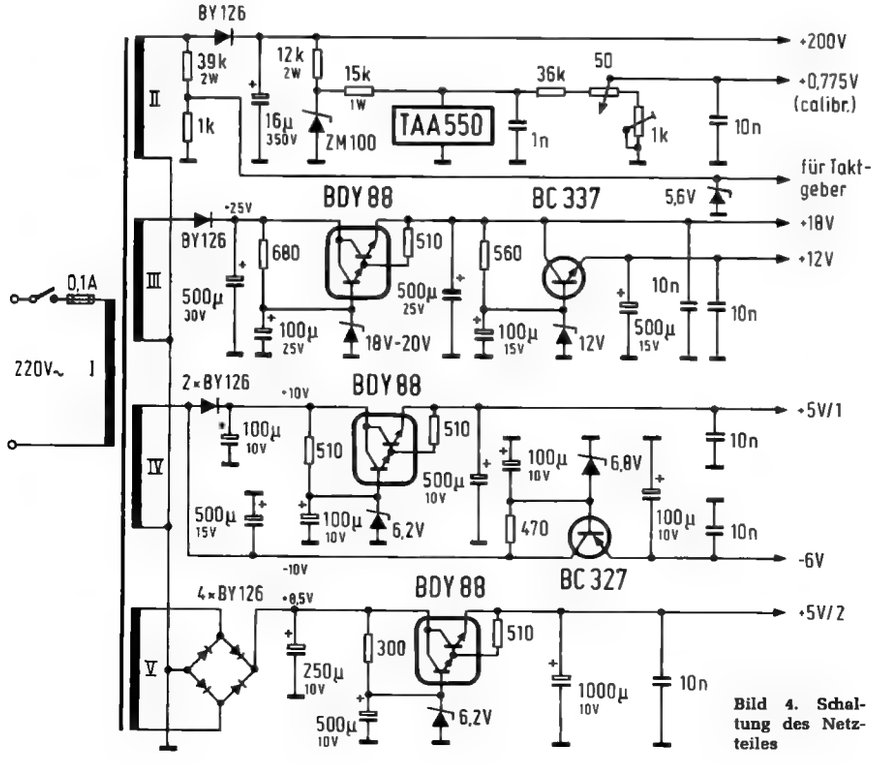


Bild 4. Schaltung des Netzteiles

Literatur

[1] Herzog, J.: Digitalmeter, FUNKSCHAU 1970, Heft 3, Seite 65, und Heft 4, Seite 117.

[2] Hammer, W.: Zusätzliche Meßschaltungen für das Digitalmeter. FUNKSCHAU 1971, Heft 13, Seite 418.

[3] Kazemir, B.: Frequenzmeßgerät, Elektor 1971, Heft 2.

Dipl.-Ing. Peter Blomeyer

Opto-Orgel – ein lichtgesteuertes, elektronisches Musikinstrument in LSL-Technik

Dieser Beitrag beschreibt ein elektronisches Musikinstrument, das Töne erzeugt, dessen Höhe und Lautstärke ausschließlich durch die Handhaltung des Spielers kontrolliert werden, ohne daß das Instrument dabei berührt wird. Diese Kontrolle erfolgt auf optoelektronischem Wege. Die Erzeugung der Töne erfolgt mit Digital-Bausteinen der LSL-Serie; dadurch ist keinerlei Justieren oder „Stimmen" des Instruments nötig.

Bei experimentierfreudigen Musikern sind Instrumente, die auf elektronischem Wege – „synthetisch" – Töne bzw. Klänge erzeugen, bereits seit längerer Zeit sehr beliebt [1]. Ein Gerät, das auf sehr einfache Art und Weise „elektronischen Sound" erzeugt, stellt die hier beschriebene Opto-Orgel dar: Sie verfügt über lediglich zwei Bedienungselemente, in diesem Fall lichtempfindliche Halbleiter, über die der Spieler mit der linken Hand die Tonhöhe verändert, die das Gerät erzeugt, während er mit Abstand und Haltung der rechten Hand die gewünschte Lautstärke einstellt; eine solche Schaltung wurde bereits in [2] vorgeschlagen. Das Instrument ist deshalb besonders reizvoll, weil es sehr leicht zu erlernen bzw. zu beherrschen ist. Darüberhinaus wirkt der eigentümliche Klangcharakter interessant, der sich durch äußerst einfach zu erzeugendes Vibrato und Tremolo noch verstärken läßt: Durch leichtes Vibrieren der linken Hand entsteht *Vibrato* (also eine leichte Schwankung der Tonhöhe), mit der rechten Hand erzeugt man *Tremolo* (leichte Schwankung der Lautstärke).

Die Klangsynthese entspricht in etwa der bei handelsüblichen *Elektronischen Orgeln*, d. h. es werden fünf Frequenzen, nämlich Grundton und seine 2., 3., 4. und 8. Harmonische in gleichem Verhältnis gemischt [3]. Bei der Opto-Orgel werden allerdings statt der Sägezahn-Signale Rechteck-Pulse verwendet, was eine etwas andere Klangfarbe ergibt.

Der Frequenzumfang des Instruments – also der Bereich der erzeugbaren Grundtöne – liegt bei 1:100.

Der Frequenzbereich läßt sich durch ein einziges Bauelement bestimmen; da als tiefster Ton 40 Hz ausreichend erscheint (die meisten kleineren Hi-Fi-Anlagen weisen unter dieser Frequenz ohnehin bereits einen erheblichen Lautstärkeabfall auf), liegt die obere Grenze der erzeugbaren Töne bei 4 kHz. Durch geeignete Schaltungsmaßnahmen ([4]) ließe sich der Umfang mit geringem Aufwand um den Faktor 20 erweitern. Darauf wurde hier jedoch bewußt verzichtet, da mit wachsendem Frequenzumfang das Spielen des Instruments immer schwieriger wird; denn bereits kleinste Handbewegungen bewirken relativ große Tonhöheschwankungen. Man wird also im Gegenteil – vor allem als Anfänger auf diesem Instrument – den Frequenzumfang eher noch weiter einengen. Wahl von Frequenzumfang und -bereich werden im folgenden noch detailliert behandelt.

Durch die Realisierung mit Digitalbausteinen kommt das Gerät mit extrem wenig Bauelementen aus, läßt sich auf kleinstem Raum aufbauen und ist preiswert, außerdem sind keinerlei Justiereinrichtungen (etwa „Stimmen" des Instruments) nötig. Durch die Verwendung von LSL-Schaltkreisen wird außerdem eine hohe Stör- und Betriebssicherheit erreicht.

Der Verfasser ist Mitarbeiter der Siemens AG, München.

Prinzip

Ein Funktionsschema des Gerätes ist in *Bild 1* dargestellt. Der Grundbaustein ist ein Rechteckgenerator, dessen Frequenz sich proportional zur Lichtmenge, die an einen optischen Fühler F1 gelangt, in einem vorgegebenen Frequenzumfang ändert.

Die so erzeugte Rechteckschwingung mit der Frequenz f_0 *führt* man einem Frequenzteiler zu, der den Grundton f_1 und die gewünschten Harmonischen erzeugt, wodurch der charakteristische Klang des Instruments zustande kommt. In einer Mischstufe werden ihre einzelnen Spannungen im erforderlichen Verhältnis addiert und dem Abschwächer zugeführt, den der optische Fühler F2 kontrolliert.

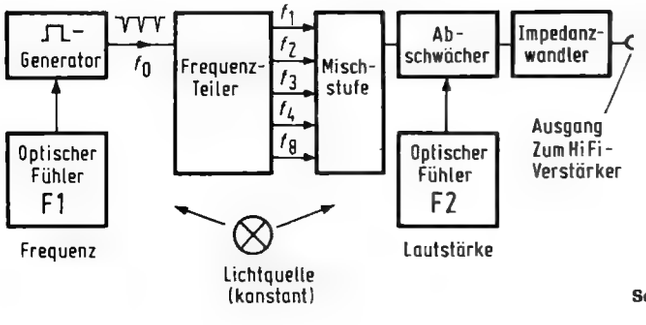
Montiert man über den Opto-Fühlern eine konstante Lichtquelle, so kann man mit den Händen durch teilweises oder ganzes Abdecken von F1 die Frequenz, von F2 die Lautstärke beeinflussen. Der dem Abschwächer nachgeschaltete Impedanzwandler hat einen niederohmigen Ausgang und verhindert eine Rückwirkung des am Ausgang angeschlossenen Leistungsverstärkers auf den Abschwächer.

Es soll hier gleich darauf hingewiesen werden, daß Interessenten sich in das Gerät statt des einen Rechteckoszillators zwei oder mehr Generatoren einbauen können, um „mehrstimmig" zu spielen. Die Lautstärke bedient man in diesem Fall durch ein „Schwellpedal" analog zu den üblichen Elektronischen Orgeln.

Praktische Ausführung

Die Schwingungserzeugung wird durch die *Bilder 2* und *3* veranschaulicht. Der Rechteckgenerator besteht aus einer monostabilen Kippstufe, die – ähnlich einem Vorschlag in [5] – mit zwei zeitbestimmenden Gliedern R 1, C 1 und R 2, C 2 beschaltet ist. Bild 3 zeigt seine Funktion: Wir nehmen an, das Monoflop würde einen Impuls der Breite τ_1 an seinen Ausgang Q 1 liefern.

Von Tiefpaß R 2, C 2 wird dieses Signal proportional zu τ_2 = R2C2 verzö-



◀ Bild 1. Blockschaltbild der Opto-Orgel

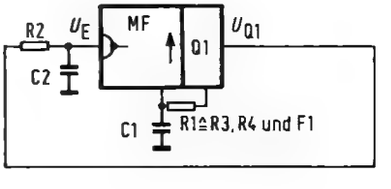


Bild 2. ▶ Schaltung des Rechteckgenerators

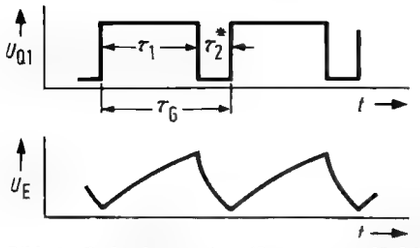


Bild 3. Rechteckgenerator (Spannungsverläufe)

gert; C 2 wird bis zum Ablauf der eingestellten Zeit τ_1 aufgeladen. Der Ausgang Q 1 fällt nun unabhängig von Eingang auf L ab; C 2 entlädt sich bis auf den Schwellwert U_{JL} des invertierenden Eingangs des Monoflops, das in diesem Moment getriggert wird, worauf Q 1 wieder H wird und der Vorgang von Neuem abläuft; die erzeugte Frequenz ist dann:

$$f_0 = \frac{1}{\tau_G} = \frac{1}{\tau_1 + \tau_2^*}\ \tau_2^* \approx \tau_2$$

wobei nach [6] sich

$$\tau_1 \approx 0{,}7 \cdot R_1 \cdot C_1$$

errechnet.

Wie man aus Bild 2 ersieht, wurde in unserem Anwendungsfall τ_2 („Pause") des Generators festgehalten, während τ_1 variabel ist. Die Widerstände R 3 und R 4 begrenzen den zulässigen Beschaltungsbereich der IS FZK 101; der Fototransistor BPX 38 leitet nun, je nach Beleuchtungsstärke, mehr oder weniger, so daß er bei festgehaltener Spannung – hier der Speisespannung – wie ein einstellbarer Widerstand wirkt. Als zeitbestimmende Kondensatoren benutzt man Metallfolien- oder Styroflexkondensatoren; der Widerstand R 2 wurde zu 2,4 kΩ gewählt, so daß sicher beide Logikpegel der IS FZK 101 garantiert sind. Ihre übrigen Eingänge werden auf L-, der Rest-Eingang auf H-Pegel gelegt. Da der Ausgang des Generators einen unsymmetrischen Rechteckpuls liefert (die Pause ist vernachlässigbar klein gehalten gegenüber der H-Phase, damit man mit *einem* frequenzvariierenden Bauelement auskommt), kann ein verwertbares Signal erst an einem der Ausgänge des Frequenzteilers abgegriffen werden.

Man muß also $f_{min} \approx \frac{1}{2 \cdot \tau_1}$ wählen.

Die hieraus resultierende Gesamtschaltung zeigt *Bild 4*. Der Teiler besteht aus den integrierten Schaltungen FZJ 151 und FZJ 121.

Die IS FZJ 151 ist als normaler Binärzähler geschaltet, an dessen Ausgängen die Frequenzen f_1, f_2, f_4 und f_8 auftreten. Seine Programmiereingänge werden sämtlich auf H-Pegel gelegt.

Die dritte Harmonische läßt sich nicht von dem Zähler beziehen. Da sie aber wesentlich für das Klangbild ist, wird sie in einer Schaltung von zwei Master-Slave-Flipflops (FZJ 121) erzeugt [7]. Nach der Definition der Master-Slave-Flipflop-Funktion bewirkt der erste Impuls beim Eingangszustand (J_1 = H, K_1 = H, J_2 = L, K_2 = H) Q_1 auf H, während Q_2 auf L bleibt. Der Eingangszustand ist jetzt J_1 = H, K_1 = H, J_2 = H, K_2 = H und beide Flipflops schalten beim nächsten Taktimpuls um. Damit entstehen die Eingangsbedingungen J_1 = L, K_1 = H, J_2 = L, K_2 = H und nach dem dritten Taktimpuls wird der Ausgangszustand erreicht.

Die einzelnen Frequenzanteile werden von den Flipflop-Ausgängen über 1-MΩ-Widerstände ausgekoppelt. Sie wirken zusammen mit dem Fotowiderstand F 2 als Spannungsteiler (Abschwächer); je größer die Beleuchtungsstärke ist, desto kleiner ist das an F 2 verbleibende Nf-Signal. Das Gerät liefert also im unbedienten Zustand praktisch kein Ausgangssignal.

Der bereits erwähnte Impedanzwandler wird durch T 1 realisiert, der als Emitterfolger geschaltet ist. Es muß ein Transistor mit verhältnismäßig engtolerierter Stromverstärkung verwendet werden, um Übersteuerungen sicher zu vermeiden. Die Elkos C 3 und C 4 blokken seinen Eingang und Ausgang gegen Gleichspannung ab, R 10 stellt den Arbeitspunkt der Schaltung ein.

Mit R 11 läßt sich der Ausgangspegel der Schaltung an den anzuschließenden Verstärker anpassen. Auf der geätzten Platine (*Bild 6* und *7*) sind alle diese Bauelemente untergebracht, außerdem die Spannungsstabilisierung mit dem Serientransistor T 2, Referenzelement D 1 (*Bild 5*).

Der Widerstand R 12 ist so zu wählen, daß über D 1 etwa 5 mA fließen, also:

$$R_{11} = \frac{U_0 - 12\ \text{V}}{5\ \text{mA}}\ [\text{k}\Omega]$$

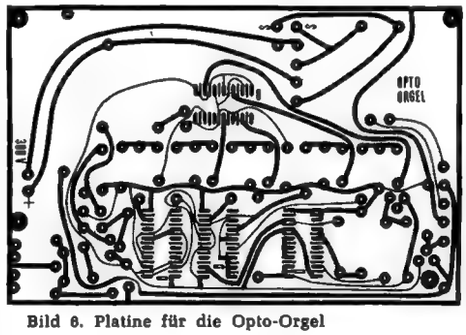
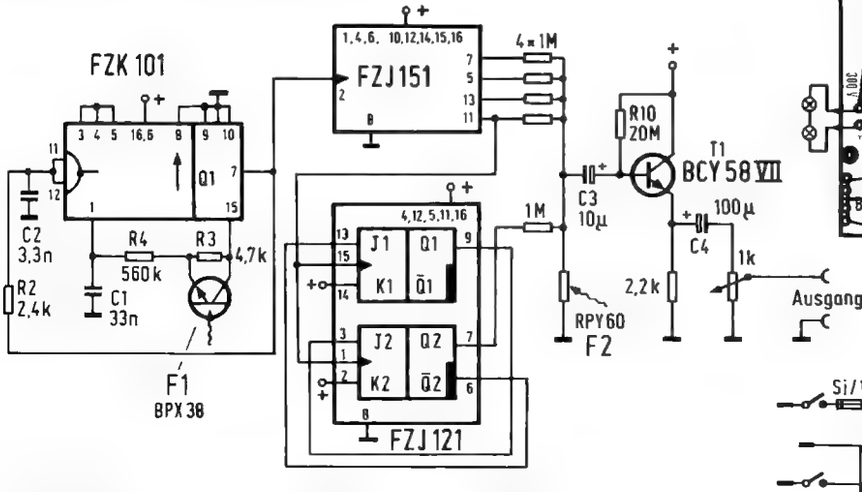


Bild 6. Platine für die Opto-Orgel



▲ Bild 4. Gesamtschaltung der Opto-Orgel

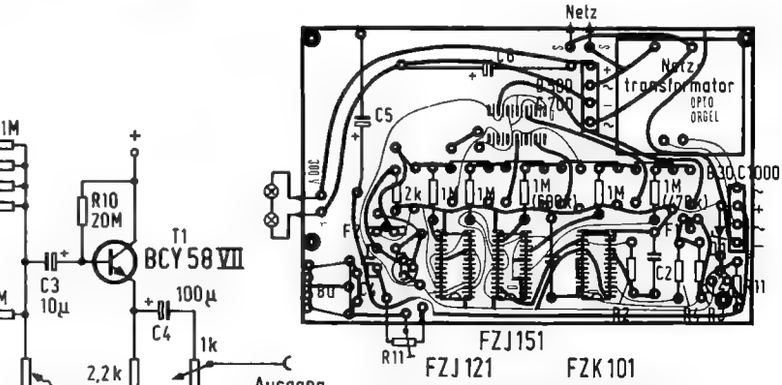


Bild 7. Bestückungsplan für die Platine

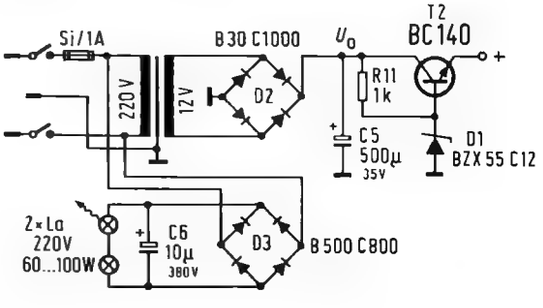


Bild 5. ▶ Stromversorgung

Im Mustergerät wurde wegen der Verwendung eines 12-V-Trafos R 12 zu 1 kΩ bestimmt.

Die Gleichrichtung und Siebung der Niederspannung erfolgt über D 2 und C 5.

Der Netzgleichrichter D 3 und der Ladeelko C 6 erzeugen eine Gleichspannung, aus der die Lichtquelle (zwei in Serie geschaltete 220-V-Lampen, 60...100 W) gespeist wird. Diese Maßnahme ist nötig, um 100-Hz-Modulationen zu vermeiden, die bei netzgespeisten Lampen entstehen würden.

Die Platine sollte in ein Metallgehäuse eingebaut werden, an deren Oberseite die Opto-Fühler angebracht sind; die Lichtquellen montiert man in etwa 20 cm Abstand fest über der Schaltung.

Aus dem Bestückungsplan (Bild 7) ist ersichtlich, daß ein Teil der Platine unbenutzt bleibt; hier sind aktive RC-Filter zur Klangbeeinflussung vorgesehen. die in der vorliegenden Arbeit jedoch nicht mehr besprochen werden können.

Literatur

[1] *Karmann, E.:* Elektronische Orgeln. FUNKSCHAU 4/73, Seite 115...118.

[2] *Garner, L. E.:* The First All-Electronic Musical Instrument. Electronic Experimenter's Handbook, '69 Winter-Edition, S. 43–48.

[3] *Reichardt, G.:* Das elektronische Musikinstrument Philicorda. FUNKSCHAU 1/66, Seite 21...23.

[4] Siemens-Halbleiterschaltbeispiele 73/74, Seite 154...157.

[5] *Müller, W.:* Variabler Rechteckgenerator mit 1 IS. ELEKTRONIK 4/72, Seite 141/142.

[6] Siemens-Datenbuch: Integrierte Schaltungen 72/73, Seite 313...316.

[7] Siemens-Halbleiterschaltbeispiele. Integrierte Schaltungen 70, Seite 9...10.

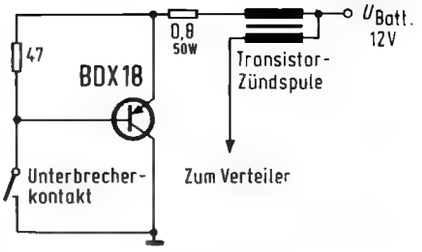
Ing. (grad.) Christian Rockrohr

Einfache Transistorzündung mit wenig Bauteilen

Mit dem neuen pnp-Si-Leistungstransistor BDX 18, komplementär zum bekannten 2N3055, hat Sescosem einen Transistor herausgebracht, mit dem sich eine einfache und wirkungsvolle Transistorzündung aufbauen läßt. Da der Kollektor bzw. das Gehäuse auf Masse (–) liegt, gibt es keine Isolier- und Kühlprobleme. Der Transistor wird lediglich auf ein Al-Blech von etwa 40 cm² Fläche montiert und das ganze dann irgendwo an einer günstigen Stelle im Motorraum befestigt.

Die Schaltung der Transistorzündung zeigt das *Bild*. Man erkennt, daß der Transistor lediglich den herkömmlichen Unterbrecherkontakt als Leistungsschalter ersetzt. Der Unterbrecherkontakt hat nunmehr einen sehr geringen Strom zu schalten, was eine hohe Lebensdauer sowie infolge des nun nicht mehr auftretenden Kontaktabbrandes stets gleichen Unterbrecherabstand, Zündzeitpunkt und saubere Kontaktgabe bedeutet. Saubere Kontaktgabe ist sehr wichtig in den niedrigen und hohen Drehzahlbereichen. Da, wie schon gesagt, nur ein geringer Kontaktstrom, nämlich der Basisstrom des Transistors, fließt, muß der Unterbrecherkontakt peinlich sauber gehalten werden. Deshalb sind diverse Sprays in der Nähe des Verteilers nur mit Vorsicht zu gebrauchen, da schon kleinste Mengen von Silikon und ähnlichen Isoliermaterialien eine Kontaktgabe verhindern und schwierig zu entfernen sind. Für Transistorzündungen gibt es aus diesen Gründen spezielle Unterbrecherkontakte mit geringem Übergangswiderstand.

Der zum Unterbrecherkontakt parallel geschaltete Kondensator muß für eine einwandfreie Funktion abgeklemmt werden, ebenso muß eine sogenannte Transistorzündspule, welche ein anderes Übersetzungsverhältnis hat, eingebaut werden. Um den Transistorstrom auf max. 15 A zu begrenzen, wird ein Widerstand 0,8 Ω/50 W zwischen Emitter und Zündspule geschaltet. Dieser Widerstand läßt sich leicht aus Heizdraht oder Konstantandraht entsprechender Dicke selbst herstellen. Diese Transistorzündung läßt sich nur in Fahrzeuge mit einem 12-V-Bordnetz einbauen. Das Versuchsmuster läuft bereits rund 30 000 km in einem VW 1300 und in einem Opel Ascona mit guten Ergebnissen. Es konnte eine spürbare Senkung des Benzinverbrauchs und ein günstigeres Kaltstartverhalten beobachtet werden.



Schaltung der Transistorzündung

Nachstehend noch die wichtigsten Daten des Transistors BDX 18:

Kollektor-Basis-Spannung U_{CBO} = 100 V
Kollektor-Emitter-Spannung U_{CEO} = 60 V
Kollektorstrom I_C = 15 A
Basisstrom I_B = 7 A
Gesamtverlustleistung P_{tot} = 117 W
Sperrschichttemperatur T_j = 200 °C
Wärmewiderstand Sperrschicht/Gehäuse ≤ °C/W

Nachtrag zum elektronischen Lottozahlengenerator

Zu dem in der FUNKSCHAU 9/1973, Seite 334, erschienenen elektronischen Lottozahlengenerator haben in der Zwischenzeit viele Leser Wünsche bezüglich einiger Schaltungsänderungen bzw. -erweiterungen an die Redaktion herangetragen. Im folgenden werden nun zwei Änderungen behandelt, die am meisten verlangt wurden, nämlich eine Variation des Zählbereichs auf 0...39 für 6 aus 39 und 0...36, um eine Art Roulette spielen zu können.

Die Änderung für 0...39 ist sehr einfach auszuführen. Hierzu wird nach *Bild 1* beim Dezimalzähler SN 7490 für die Zehnerstelle direkt vom Ausgang Q 3 (Pin 8) eine Verbindung zu dem internen Resetgatter R_{01}/R_{02} (Pin 2 und 3) gelegt. Die beiden 2fach-NAND-Gatter aus dem halben SN 7400 der Originalschaltung werden nicht benötigt. Sie könnten auch in der Originalschaltung entfallen, wenn die Anschlüsse 12 und 8 des Dezimalzählers für die Zehnerstelle direkt zum internen Resetgatter an die Anschlüsse 2 und 3 gelegt werden. In diesem Fall wird aber keine IS

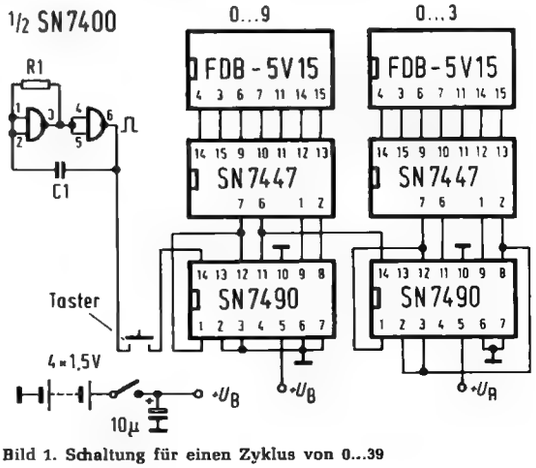


Bild 1. Schaltung für einen Zyklus von 0...39

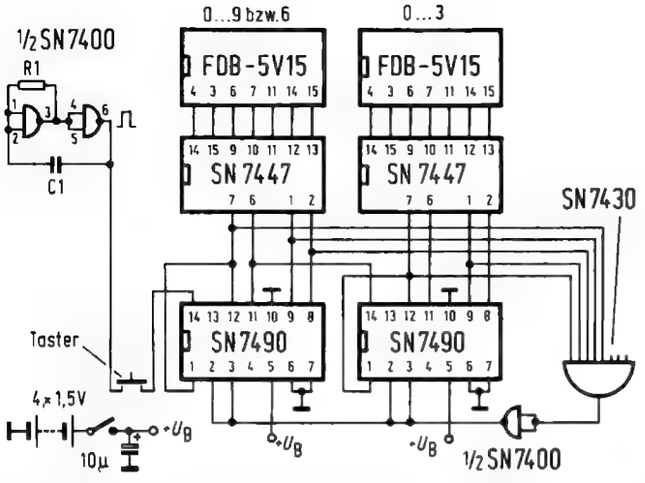


Bild 2. Schaltung für einen Zyklus von 0...36

eingespart, da die zwei anderen 2fach-NAND-Gatter der IS SN 7400 für den Taktgenerator gebraucht werden.

Die Änderung der Beschaltung für einen Zählzyklus von 0...36 ist allerdings etwas aufwendiger, da hier nun eine Information aus beiden Zählern in Abhängigkeit voneinander gebraucht wird. *Bild 2* zeigt die Schaltung. Benötigt wird also eine zusätzliche IS SN 7430, welche ein 8fach-NAND-Gatter enthält. Da der Zählzyklus nach dem Stand 36 abgebrochen werden soll, muß also beim Stand 37 ein Resetimpuls für beide Zähldekaden erfolgen. Das wird erreicht, indem die Ausgänge Q1, Q2 und Q3 (Pin 12, 9 und 8) des Zählers für die Einerstellen und die Ausgänge Q1 und Q2 des Zählers für die Zehnerstellen im SN 7430 zusammengefaßt und nach Invertierung in einem der zwei übrigen 2fach-NAND-Gatter aus der Taktgenerator-IS SN 7400 auf die internen Resetgatter (Pin 2 und 3) der beiden Dekadenzähler SN 7490 gelegt werden. Von den acht Eingängen der IS SN 7430 werden fünf benötigt, die drei übrigen läßt man am besten offen oder verbindet sie mit einem der fünf verwendeten Eingänge. Werden sie offen gelassen, dürfen sie natürlich nicht als Lötstützpunkte für andere Verbindungen dienen.

Christian Rockrohr

Helmut Schweitzer

Schnelladegerät für NiCd-Akkumulatoren mit Sinterelektroden

2. Teil

Im zweiten Teil dieses P & H-Beitrages beendet der Verfasser die Beschreibung des Aufbaus des von ihm entwickelten Schnelladegeräts.

Die Ladeablaufsteuerung

1. Spannungsdiskriminator

Der Pluspol des Akkumulators (B) liegt am Chassis bzw. an Gesamtnull. Ein Spannungsteiler aus den 1 %-Meßwiderständen R 14...R 18 überbrückt die gesamte Batteriespannung. Der Schalter S 1 ist stets auf die Zahl der angeschlossenen Zellen (1 Z = 1 Zelle usw.) einzustellen, damit der Spannungsvergleicher die Spannung *pro* Zelle erfährt. Am anderen Eingang der Differentialstufe (T 1) liegt fest die dem Temperaturgang von NiCd-Zellen angepaßte Referenzspannung. Die Temperaturganganpassung besorgt ein Heißleiter (R 12), der außerhalb des Gehäuses angebracht ist, um ihn den gleichen Umgebungsbedingungen auszusetzen wie sie die von außen anschließbaren Zellen vorfinden.

An einem Ausgang der Differentialstufe ist eine Schmitt-Trigger-Stufe (T 3, T 4) angeschlossen, deren *positiv* gerichtete Kippempfindlichkeit auf die *Unterschreitung* der eingangsseitigen 1,44-V-Marke abzugleichen ist. Die Hysterese des Schmitt-Triggers hat bei dieser Arbeitsweise untergeordnete Bedeutung. Die 1,44-V-Marke gilt natürlich für 20 °C Umgebungstemperatur.

Zum Abgleich des richtigen Kippunktes ziehe man ein stabilisiertes Gleichspannungs-Speisegerät heran, schließe es anstelle eines Akkumulators polrichtig an die Klemmen. Unter Einbeziehung des Stufenschalters S 1 soll sich die Spannung des Speisegeräts so variieren lassen, daß ein zwischen Meßpunkt MP 1 und Gesamtnull angelegter Spannungsmesser (50 kΩ/V) den Bereich −1,5...−1,4 V anzeigt. Der Meßfehler muß dabei unter 1 % bleiben.

Da Gleichspannungs-Speisegeräte im allgemeinen keinen entgegengesetzten Strom verarbeiten können, unterbreche man den Ladestromkreis, indem man die Sicherung Si 1 herausnimmt. Ein zweiter Spannungsmesser (ohne hohe Genauigkeitsforderung) – zwischen Meßpunkt MP 2 und Gesamtnull – meldet, ob der Schmitt-Trigger aktiv ist oder nicht (Signal $\overline{MB}$). Das Spindelpotentiometer R 27 ist so zu justieren, daß beim langsamen Ändern der Eingangsgleichspannung vom höheren negativen Wert zum niedrigeren negativen Wert der Schmitt-Trigger bei genau −1,44 V kippt.

2. Erzeugung der Schnellade- und der Erhaltungsladepulse

Die beiden miteinander rückgekoppelten Monoflops P 1, P 2 erzeugen Pulse von rund 1 µs Dauer mit einer Folgefrequenz von 15 kHz. Die Pulsvorderflanken lösen in getrennten Monoflops (SP, EP) Pulse mit manuell einstellbaren Pulsbreiten aus. Bei den Schnelladepulsen ist mittels Potentiometer P 2 und in den S 1-Stellungen 5 Z und 4 Z ein maximales Tastverhältnis von 0,75 einstellbar. Da die Einstellung einer bestimmten Stromhöhe nicht allein vom Tastverhältnis abhängt, sondern auch vom Verhältnis der Batteriespannung (also der Zellenzahl) zur Speisespannung (U_L), begrenzen über die Schaltersegmente S 1 A und S 1 B Parallelwiderstände die Tastverhältnisse und damit den maximal vorgesehenen und verfügbaren Ladestrom (vgl. Tabelle 1, Betriebsdaten).

3. Erzeugung der 2-min-Ladepakete und der 20-s-Ladepausen

Bei gesperrtem Transistor T 6 lädt sich der Tantal-Kondensator C 11 über den Widerstand R 43 sehr langsam auf. Der angekoppelte N-Kanal-Sperrschicht-Feldeffekttransistor T 7 entkoppelt eine Rückwirkung durch die nachfolgende Transistorstufe (T 9) und belastet nicht das dynamische Verhalten des RC-Gliedes. Erreicht die Sourcespannung des FETs – nach 2 min – die Öffnungs-

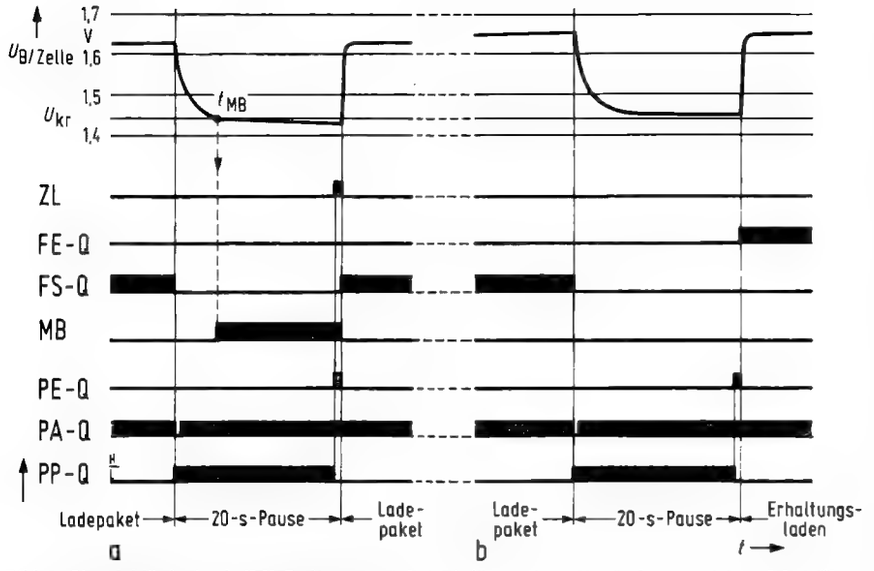


Bild 5. Signalabläufe (nach TTL-Bedingungen) bei Einfügen einer 20-s-Ladepause (a) und bei Übergang vom Schnelladen auf Erhaltungsladen (b)

schwelle des Transistors T 9, so erfährt die Kollektorspannung (Signal LP) des Transistors T 11 eine enorme Versteilerung, die das Monoflop PP zum Start des 20-s-Pausenimpulses veranlaßt.

Um die Auslösung tatsächlich erst nach 2 min zu erhalten, ist ein ausreichender Abstand zwischen dem Ruhepunkt des FETs T 7 und der Auslösespannung von etwa 1,6 V Bedingung. Der Einstellwiderstand R 45 bietet eine Korrekturmöglichkeit für die oft mit hohen Streuwerten behafteten Feldeffekttransistoren. Die Aktivdauer des für die 20-s-Ladepause zuständigen Monoflops PP läßt sich durch den Einstellwiderstand R 60 abgleichen. Die Kombination R 59, D 6, D 7 entlädt den Tantal-Kondensator C 15 nach dem Ausschalten des Ladegerätes und macht es in weniger als einer Minute wieder startklar.

Die Transistorstufen T 8, T 10 und T 12 sind Starthilfen, die nach dem Einschalten des Ladegeräts wirken und dafür sorgen, daß es sich in den gewünschten Ausgangszustand stellt.

4. Die Torschaltung

Die 2-min-Zeitschaltung ist aktiv, wenn ihr das vorgeschaltete NAND 1 den Zustand L (0...+ 0,8 V) [2]) gemäß TTL-Bedingung anbietet. Das setzt an beiden NAND-Eingängen Zustand H voraus, also ein nicht aktives Monoflop PP und eine nicht gesetzte Master-Slave-Kippstufe FE (FE-$\overline{Q}$ im Zustand H). Während der 20-s-Ladepause ist dagegen der 2-min-Zeitschaltung die Aktivität genommen, weil über NAND 1 der Transistor T 6 leitet (Signal ST im Zustand H). Transistor T 6 hat den Kondensator C 11 entladen und hindert ihn am Wiederaufladen.

Der vom Pausenanfang abgeleitete Impuls PA-$\overline{Q}$ bringt die Flipflops FS und FE in ihre Grundstellung, sofern sie sich zuvor nicht in dieser befanden. In dieser Konstellation sind beide Tore, nämlich NAND 3 und NAND 4, für die anliegenden Pulse SP-Q und EP-Q undurchlässig.

Man darf annehmen, daß an den Pausenenden anfangs die kritische Spannung U_{kr} nicht erreicht wird, so daß sich $\overline{MB}$ im Zustand L bzw. MB im Zustand H befinden, wenn am Pausenende der Taktimpuls PE-Q erscheint. In dieser Eingangskonstellation kippt nur Flipflop FS in die andere Lage und gibt damit NAND 4 frei. Folglich gelangen die Schnelladepulse SP-Q über NOR 1 als Steuerpulse SL zum Ladeteil. Dieser Ablauf ist aus dem Teilbild a in *Bild 5* ersichtlich.

Registriert der Spannungsdiskriminator kein Unterschreiten von U_{kr} mehr, so bleiben $\overline{MB}$ im Zustand H bzw. MB im Zustand L. Das Flipflop FS kann nunmehr kein neues Ladepaket mehr starten und das Flipflop FE übernimmt seinerseits den Tordurchlaß (NAND 3) für die Pulse EP-Q des Erhaltungsladens und unterbindet gleichzeitig das Wechselspiel von Ladepaketen und Ladepausen (Teilbild b in Bild 5). Schließlich veranlaßt es die Bereichsumschaltung des Meßinstruments M.

5. Ladepakete-Zähler

Aus jedem Ladepaketestart leitet sich ein Impuls ZL ab, der einen Zähler mit zwei Dezimalstellen (Einer, Zehner) taktet. *Bild 6* zeigt die Schaltung. Eine zweistellige Sieben-Segment-Anzeige meldet den Zählerstand und damit die Anzahl der Ladepakete. Beim Umschalten auf Erhaltungsladen bleibt der Zähler stehen. Beim Einschalten des Ladegeräts stellt der Löschimpuls LZ den Zähler auf 00.

Netzteil

Die Spannung U_L versorgt den Ladestromkreis *(Bild 7)*. Die stärkste Belastung mit 6,5 A tritt beim Laden von drei Zellen mit 8 A auf. In diesem Fall beträgt die 100-Hz-Schwankung von U_L rund 3 V_{ss}. Der monolithische Spannungsregler MSR stabilisiert die Gleichspannung − 5 V. Die sonst üblicherweise auf 0 V bezogene Basis von TTL-Schaltkreisen ist hier um − 5 V versetzt. Eine doppelte Z-Dioden-Stabilisierung sorgt für konstante Speisespannungen (+ 9 V, − 9 V) für den Spannungsdiskriminator.

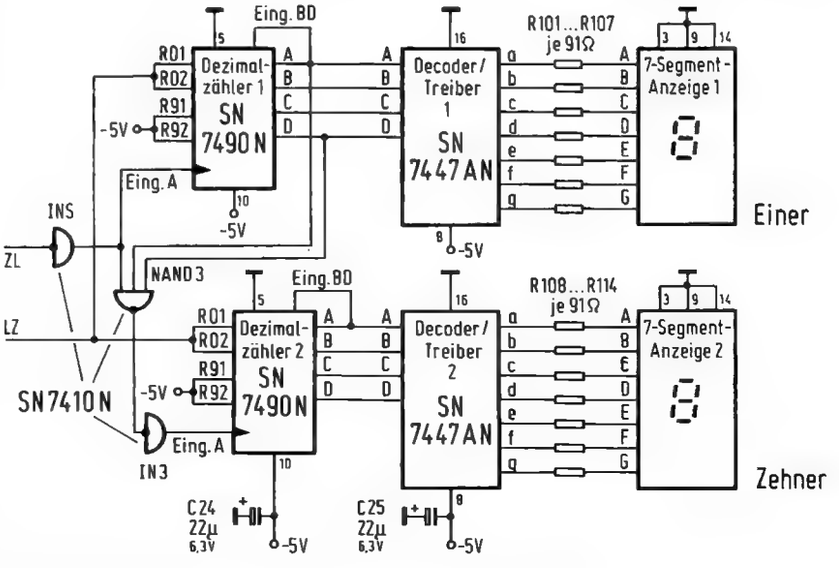
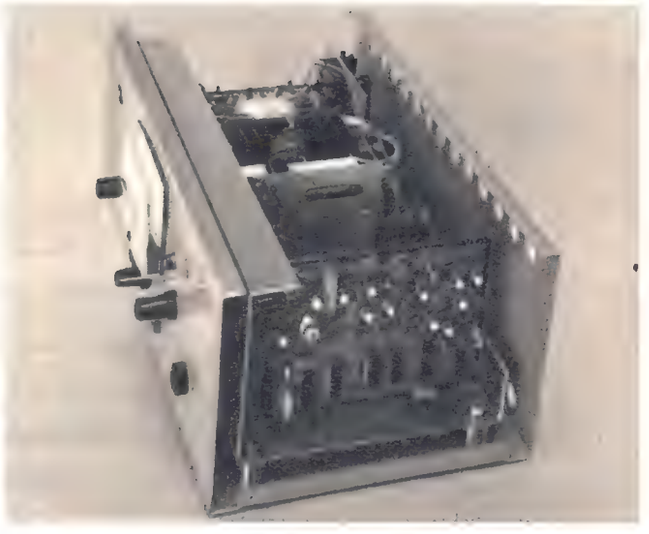


Bild 6. Schaltbild des Ladepaketezählers mit Sieben-Segment-Anzeigen

[2]) Hier bezogen auf die Schaltkreisbasis von − 5 V.

Über Kern und Wicklungen des Netztransformators gibt *Tabelle 3* Auskunft.

Bild 8. Innenaufbau des Schnelladegeräts. Vorn Leiterplatte der Ladeablaufsteuerung, hinten Netztransformator



Empfehlungen für die Ladepraxis

Vor dem Einschalten des Geräts ist der Stufenschalter S 1 auf die Zellenzahl des zu ladenden Akkumulators zu stellen und ist der Akkumulator polrichtig anzuschließen. Nach dem Einschalten (durch den Netzschalter S 2) leuchtet die Signallampe L_S (beim Mustergerät orange) und setzt eine 20-s-Pause ein. Der Start des ersten Ladepakets wird durch die Zahl 01 der zweistelligen 7-Segment-Anzeige gemeldet. Daraufhin stelle man die gewünschte Ladestromhöhe ein. Bei tiefentladenen Zellen senkt sich der zunächst eingestellte Ladestrom innerhalb des 1. Ladepakets ab. Gegebenenfalls stelle man nach.

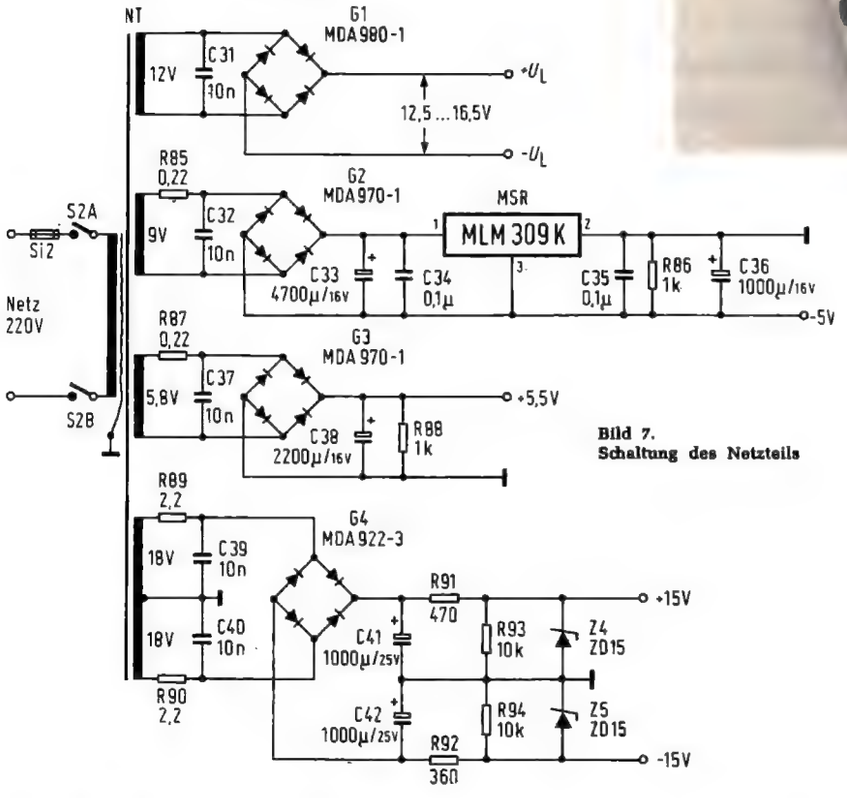


Bild 7. Schaltung des Netzteils

Die Signallampe L_E signalisiert den Übergang zum Erhaltungsladen (beim Mustergerät grünleuchtend). Die Voreinstellung der Erhaltungsstromhöhe läßt sich jetzt korrigieren, man achte jedoch darauf, daß sie den zehnten Teil des K_{10}-Wertes nicht übersteigt.

Will man einen vorzeitigen Übergang zum Erhaltungsladen, so kann man die Ablaufsteuerung „überlisten", indem man während einer 20-s-Ladepause den Finger auf den außen angebrachten Heißleiter legt.

Bei NiCd-Akkumulatoren, die aus mechanisch unabhängigen Zellen z. B. Rundzellen zusammengesetzt sind, vergewissere man sich von Zeit zu Zeit, ob sich die Zellen in einem übereinstimmenden Ladezustand befinden. Es empfiehlt sich, die Zellen gelegentlich getrennt bis zur Schlußspannung von 1,1 V zu entladen. Anschließend kann man sie wieder über zahlreiche Ladezyklen gemeinsam laden und entladen.

Mechanischer Aufbau

Über den Innenaufbau des Schnellladegerätes gibt *Bild 8* Aufschluß. Für den Ladetransistor T 16 und den Spannungsregler MSR, welche ein TO-3-Gehäuse haben, sind Kühlkörper mit einem Wärmewiderstand nicht über 5 grd/W vorzusehen. Eine Übersicht über spezielle Bauteile und Halbleiter vermittelt *Tabelle 4*. Das Gehäuse des Lade- und Siebkondensators C 23 muß gegen das Gerätegehäuse isoliert sein.

Ladeablaufsteuerung (umrandeter Schaltungsteil in Bild 3), Ladeteil mit Speicherinduktivität und Relaisschaltung und der Ladepaketezähler sind durch je eine Leiterplatte realisiert.

Literatur

[1] *Schweitzer, H.:* Schnelladen von Nickel-Cadmium-Akkumulatoren mit Sinterelektroden. FUNKSCHAU 1974, Heft 3, S. 77...79.

[2] *Hocke, H.:* Gasdichte Nickel/Cadmium-Akkumulatoren moderner Bauart und ihre Ladung. Varta spezial report 5/1972.

[3] *Schweitzer, H.:* Die Speicherdrossel in tastgeregelten Netzteilen. FUNKSCHAU 1972, Heft 7, Seite 217...220.

Tabelle 4. Spezielle Bauteile und Halbleiter

D 8	schnellschaltende Gleichrichterdiode (t_{rr} = 200 ns) im DO-4-Gehäuse Motorola 1 N 3889
G 1	Silizium-Gleichrichter Motorola MDA 980-1
G 2	Silizium-Gleichrichter Motorola MDA 970-1
G 3	Silizium-Gleichrichter Motorola MDA 922-3
MSR	monolithischer Spannungsregler, 5 V, im TO-3-Gehäuse, Motorola MLM 309 K
R 12	Heißleiter, 10 kΩ, Siemens K 11/20 °/₀/10 K
R 14...R 18	5 Metallschicht-Meßwiderstände, 360 Ω, 1 °/₀, Baugröße 0309, z. B. Beyschlag MBC 0309
R 27	Spindel-Trimmwiderstand mit Cermet-Widerstandsschicht, 1 kΩ, Helitrim 79 PR 1 K
Rel	Kartenrelais N, Siemens V 23012-A 0102-A 001
SPI	Speicherinduktivität bzw. Speicherdrossel, Vacuumschmelze ZKB 443/081-01-H 2
–	2 Sieben-Segment-Anzeigen, z. B. Texas Instruments TIL 302 oder entsprechende stiftkompatible Fabrikate wie Litronix, Monsanto, Hewlett-Packard u. a.
T 1	Doppel-pnp-Siliziumtransistor, Motorola MD 7003
T 7	N-Kanal-Sperrschicht-Feldeffekttransistor Valvo BFW 10
T 15	npn-Siliziumtransistor (im Plastikgehäuse), Motorola MJE 200
T 16	npn-Siliziumtransistor im TO-3-Gehäuse Motorola 2 N 5885
T 17	npn-Siliziumtransistor (im Plastikgehäuse), Motorola MPS-U 06

Franz Landstorfer DK 9 RL

Automatischer Mikrofonübergabeton

In letzter Zeit hört man auf dem 2-m-Amateurband immer mehr Stationen mit einem sogenannten AOS (automatic over sound). Darunter versteht man das kurzzeitige Erklingen eines Tones, welcher automatisch nach dem Loslassen der Sprechtaste in Aktion tritt. Die Übertragung dieses Tones ist bei allen Modulationsarten möglich. Der AOS zeigt also an, daß der Gesprächspartner auf Empfang geschaltet hat. Dies ist mitunter bei schwierigen SSB-Verbindungen mit kleinen Feldstärken von Vorteil.

Der Verfasser entwarf und erprobte zwei AOS-Schaltungen, wobei er besonderen Wert auf die nachstehenden vier Punkte legte:

1. Nur geringfügige Veränderung an der vorhandenen Station.
2. Kleine Stromaufnahme.
3. Nur Verwendung von elektronischen Bauteilen. Außer dem vorhandenen SE-Relais (Sende/Empfangs-Relais) sollte kein weiteres Verwendung finden.
4. Möglichst geringe mechanische Ausmaße.

Bei den meisten Stationen wird die Sendetaste an Masse geschaltet. Dies wurde speziell beim Entwurf berücksichtigt. In den beschriebenen Schaltungen liegt nur beim Senden Versorgungsspannung an. Während des Sendebetriebes nehmen beide Schaltungen nur je 4...5 mA auf. Erst nach dem Loslassen der Mikrofontaste, also wenn der AOS etwa 0,3 s bis höchstens 1 s ertönt, fließen rund 15 mA bei der Schaltung nach Bild 2 und etwa 110 mA nach Bild 8. Dies dürfte keine Belastung der Stromversorgung darstellen.

Beschreibung des einfachen AOS (Pieps)

Das Kernstück ist ein Tongenerator [1] mit einer integrierten Schaltung SN 7400, deren Frequenz bei 1,5...3 kHz liegt. Zum leichteren Verständnis wird die Funktion der Schaltung anhand von *Bild 1* beschrieben. Bei Sendebetrieb ist die Sprechtaste gedrückt. Die Diode D 2 wird leitend, da deren Katode an Masse, und die Anode über die Wicklung des SE-Relais an Plus liegt. Das Relais zieht an, und der Elektrolytkondensator C 1 wird geladen. Die Diode D 1 ist ebenfalls leitend, da sie mit der Katode an Masse und ihre Anode über RV an + 12 V liegt. Das hat zur Folge, daß sich an Punkt A nur etwa 0,6 V einstellen, was der Schwellspannung der Diode entspricht. Der Tongenerator erhält somit keine Betriebsspannung. Nach Beendigung der Sendung wird die Mikrofontaste losgelassen. Der Massekontakt an den zwei Dioden ist also aufgehoben und D 2 ist im gesperrten Zustand. Am Punkt A stellt sich nun die um den Spannungsabfall an RV verminderte Betriebsspannung für die TTL-IS (Transistor-Transistor-Logik) von + 5 V ein. Gleichzeitig mit dem Loslassen der PTT-Taste entlädt sich C 1 und hält das SE-Relais noch für kurze Zeit im angezogenen Zustand. Nachdem sich C 1 entladen hat, fällt das SE-Relais ab. Dadurch erhält der Tongenerator keine Betriebsspannung mehr und kann nicht mehr ertönen. Die Station ist somit wieder auf Empfang.

Bild 2 zeigt, daß bei Senderbetrieb die Z-Diode D 3 über D 1 kurzgeschlossen ist. Der Transistor T 1 ist deshalb gesperrt. Der Tongenerator erhält keine Betriebsspannung. Wird die Sprechtaste losgelassen, ist der Kurzschluß über D 3 aufgehoben, und an der Basis von T 1 stellt sich die Spannung von 5,6 V ein. Der Längstransistor ist durchgeschaltet. Wegen der Basis-Emitter-Schwellspannung von etwa 0,6 V liegen am Emitter rund 5 V Betriebsspannung für die IS.

Durch Vergrößern bzw. Verkleinern von C 1 läßt sich die Länge des *Pieps* verändern. Mit R 2, für den aus Platzgründen kein Potentiometer verwendet wurde, kann laut den Widerstandsangaben der Stückliste die Frequenz des Tongenerators nach Belieben gewählt werden. In *Bild 3* und *4* ist die gedruckte Schaltung und deren Bestückungsplan zu ersehen. *Bild 5* zeigt den fertig aufgebauten „Pieps".

Der erweiterte AOS

Bild 6 zeigt eine etwas aufwendigere Schaltung. Beim Loslassen der Sprechtaste ertönt je nach Wahl automatisch der schon bekannte *Pieps* oder ein K in CW. Die Schaltung gliedert sich in

Stückliste zu Bild 2

IS:	SN 7400
T 1:	BC 107 o. ä.
D 1:	1 N 914, 1 N 4148 o. ä.
D 2:	1 N 4003 o. ä.
D 3:	ZF 5,6
R 1:	2,7 kΩ, 1/10 W
R 2:	120 Ω – 350 Ω, 1/10 W
C 1:	etwa 500 µF, 15 V
C 2:	0,68 µF, 63 V (MKS)
C 3:	dto.
P 1, P 2, ...	= Lötstifte
S 1:	zweipoliger Miniatur-Kippschalter

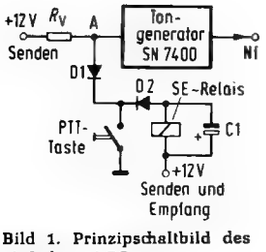


Bild 1. Prinzipschaltbild des einfachen AOS

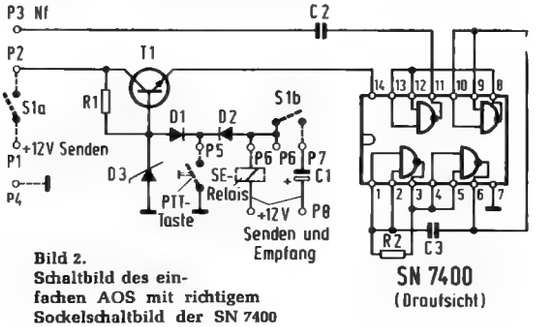


Bild 2. Schaltbild des einfachen AOS mit richtigem Sockelschaltbild der SN 7400

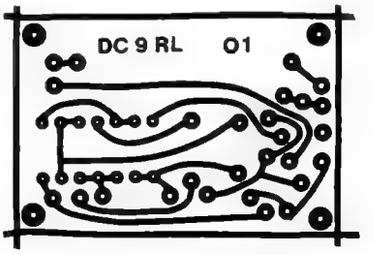


Bild 3. Leiterplatte zu Schaltung Bild 2

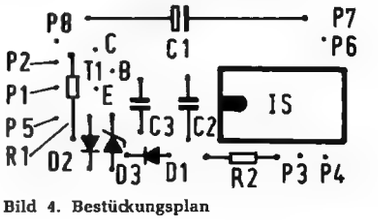


Bild 4. Bestückungsplan

Bild 5. Foto des fertig aufgebauten einfachen AOS

vier Hauptgruppen, nämlich in Taktgenerator, Dezimalteiler, Binär-Dezimal-Decoder und den Tongenerator.

Der Taktgenerator mit der SN 7404 schwingt mit etwa 10 Hz. Dieser steuert einen Dezimalteiler SN 7490. Die Binärsignale des Teilers werden mit einem Decoder in das Dezimalsystem umgewandelt. Die Dezimalausgänge der SN 7442 steuern dann den Tongenerator mit einer SN 7400.

Gehen wir davon aus, daß ein K vorprogrammiert und auf Senden geschaltet ist. Am Punkt A liegt somit 0-Potential. Bei Beendigung der Sendung läßt man die Sprechtaste los und löst dadurch mehrere Schaltvorgänge aus. Jetzt liegen +5 V am Punkt A. Der Dezimalteiler wird auf 0 gestellt. Vom Dezimalausgang 9 des Decoders werden das SE-Relais noch im angezogenen Zustand gehalten und der Taktgenerator in Betrieb gesetzt. Durch eine einfache Auswertung an den Decoderausgängen wird nun das K erzeugt. Nach Beendigung des Buchstabens stoppt der Dezimalausgang 9 (SN 7442) den Taktgenerator und bringt das SE-Relais zum Abfallen. Die Station ist wieder empfangsbereit.

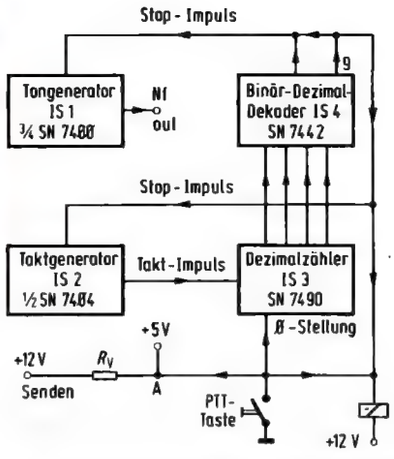


Bild 6. Prinzipschaltbild des erweiterten AOS

Wie das K entsteht

Die genauere Vorprogrammierung der SN 7442 zeigen *Bild 7* und *8*. Es wurde ein Strich/Punktverhältnis von 3 : 1 gewählt. Um das Morsezeichen für K zu erhalten, das aus — · — besteht, sind acht Impulse des Taktgenerators notwendig. Wie aus Bild 7 zu ersehen ist, wird der Buchstabe dadurch erzeugt, daß der Tongenerator zweimal unterbrochen wird. Diese Unterbrechung geschieht z. B. nach dem Eintreffen des dritten Impulses, indem der Dezimalausgang 3 auf 0-Potential geht und die restlichen neun Ausgänge auf L-Potential liegen. Die Diode D 1 wird leitend und legt 0-Potential an den Eingang Stift 1 von IS 2 e. Durch die zweimalige Invertierung des Signals liegt an Stift 10 des NAND-Gates IS 1 b ebenfalls 0-Potential und sperrt den Tongenerator bis zum Eintreffen des

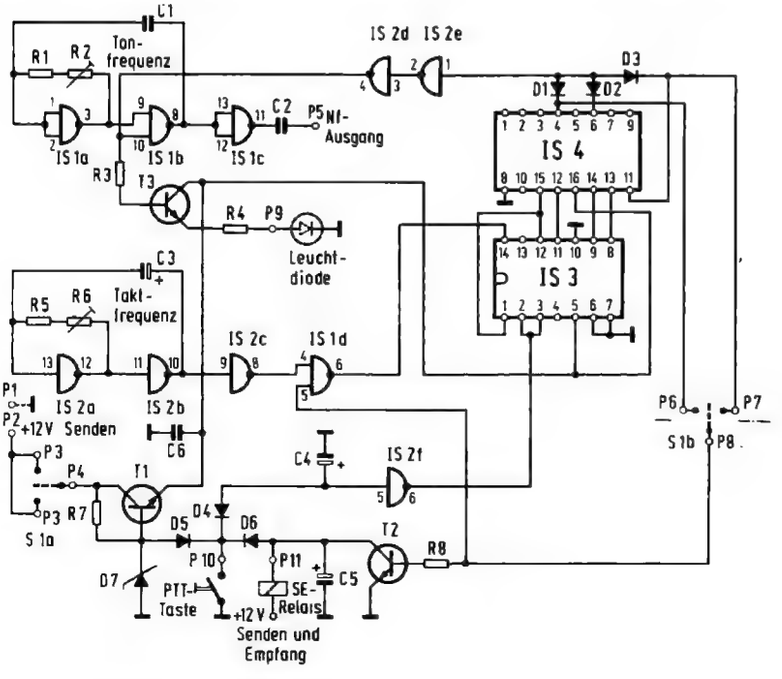


Bild 8. Schaltbild des erweiterten AOS

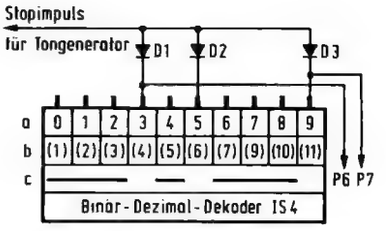


Bild 7. Vorprogrammierung der SN 7442 für den Buchstaben K bzw. des „Pieps".
a) Dezimalausgänge, b) Stiftbelegung,
c) Morsezeichen für K

nächsten L-Signals. Analog verhält sich die Schaltung bei Impuls 5 und 9, wobei der jeweilige Dezimalausgang auf 0-Potential schaltet und immer die restlichen Ausgänge auf L-Potential liegen. Bei Impuls 9 ist der Buchstabe K schon geschrieben, d. h. es wird zusätzlich noch der Taktgenerator gestoppt durch 0-Potential an Stift 5 von IS 1 d. Das SE-Relais wird durch Sperren des Transistors T 2 in Bild 8 unterbrochen. Das K ist erzeugt und die Station wieder auf Empfang geschaltet.

Anstelle von K können natürlich noch eine Reihe weiterer Buchstaben programmiert werden, deren *Speicherplatz* neun Stellen nicht übersteigt. Die Dezimalausgänge des Decoders müssen hierfür analog Bild 7 und 8 je nach Bedarf mit Dioden beschaltet werden, um den Tongenerator an gewünschter Stelle zu unterbrechen.

Um die besprochene Schaltung noch etwas universeller zu gestalten, wurde eine Umschaltung von K auf den bereits besprochenen *Pieps* vorgesehen. Dieser Kurzton wird aus dem ersten Strich des — · — gewonnen. Beim dritten Impuls werden, analog wie vorher beim neunten Impuls, gleichzeitig der Tongenerator und Taktgenerator gestoppt sowie das SE-Relais zum Abfallen gebracht.

Stückliste zu Bild 8

IS 1:	SN 7400
IS 2:	SN 7404
IS 3:	SN 7490
IS 4:	SN 7442
T 1:	2 N 1711, 2 N 1613 o. ä.
T 2, T 3:	BC 107 o. ä.
D 1 bis D 5:	1 N 914, 1 N 4148 o. ä.
D 6:	1 N 4003 o. ä.
D 7:	ZF 5,8
R 1, R 5:	100 Ω, 1/10 W
R 2, R 6:	250 Ω, Subminiatur-Einstellpotentiometer
R 3, R 8:	4,7 kΩ, 1/10 W
R 4:	etwa 200 Ω, 1/10 W; je nach Leuchtdiode
R 7:	2,7 kΩ, 1/10 W
C 1, C 2:	0,68 µF, 63 V (MKS)
C 3:	47 µF, 6 V (Tantal)
C 4:	1 µF, 6 V (Tantal)
C 5:	22 µF, 15 V (Tantal)
C 6:	0,1 µF, 100 V (MKM)
P 1, P 2, . . . :	= Lötstifte
S 1:	zweipoliger Miniaturumschalter mit Mittelstellung

Zur optischen Anzeige eignet sich jede Leuchtdiode.

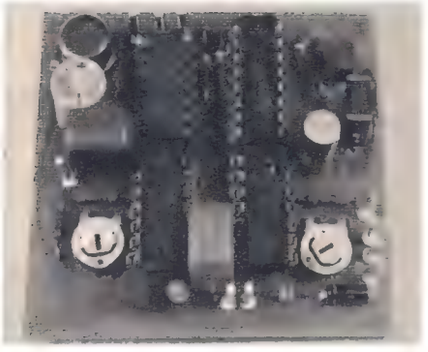


Bild 9. Der fertig aufgebaute erweiterte AOS

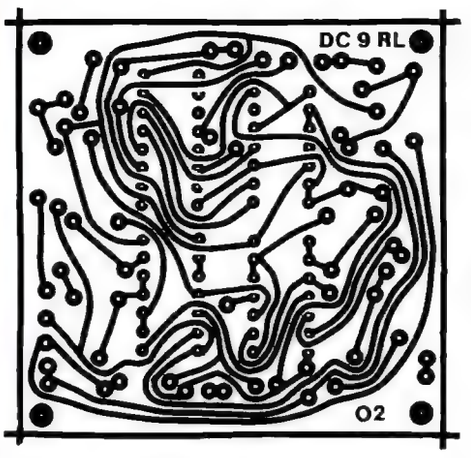


Bild 10. Leiterplatte zu Schaltung Bild 8

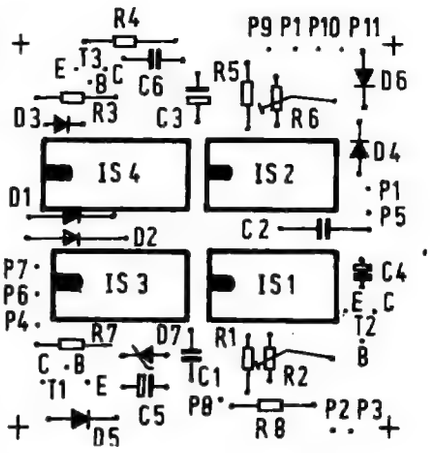


Bild 11. Bestückungsplan

Als Zusatz wurde noch eine Anzeige mit einer Leuchtdiode vorgesehen, welche parallel zum Ertönen des Tongenerators noch das K bzw. den Strich des *Pieps* optisch anzeigt.

Im Normalzustand liegt an Stift 10 von IS 1 b L-Potential. Der Tongenerator ertönt, Transistor T 3 wird durchgesteuert, dessen Emitter erhält positives Potential, und die Leuchtdiode leuchtet bis zum Eintreffen eines 0-Signals an Stift 10 von IS 1 b auf. Bauelement R 4 dient als Vorwiderstand. Sein Wert richtet sich nach dem Strom der verwendeten Leuchtdiode. Selbstverständlich kann man auf diese optische Anzeige verzichten. Es entfallen dann R 3, R 4, T 3 und die Leuchtdiode. Dadurch läßt sich die Stromaufnahme der gesamten Schaltung während des Ertönens des AOS um etwa 10 mA senken.

Schließlich sei noch auf die Funktion von C 5 hingewiesen. Nach Loslassen der Sprechtaste, welche vorher C 5 entladen hatte, fließt ein Ladestrom über das SE-Relais durch C 5 und verzögert somit das Abfallen des Relais um den Bruchteil einer Sekunde. Dies ist notwendig, weil sonst sofort beim Loslassen des SE-Schalters das Relais abfällt, und die +12 V an Lötstützpunkt 2 wegschaltet. Wird, wie beschrieben, durch C 5 dieser Vorgang verzögert, so kann sich während dieser Zeit am Emitter von T 1 die Betriebsspannung von +5 V einstellen. Über T 2 wird dann das Relais im angezogenen Zustand gehalten. Nach der Zeitkonstantenformel $\tau = R \cdot C$ hängt die ordnungsgemäße Funktion dieser Schaltung unter Umständen von der Größe des Kondensators C 5 ab. Der Widerstand R entspricht hier dem Spulenwiderstand des Relais, dessen Wert von der benutzten Station abhängig ist, und der Kondensator C ist identisch mit C 5 in Bild 8. Der Wert von 22 µF für C 5 wurde für ein SE-Relais empirisch ermittelt, welches 20 mA Strom zieht. Sollte also ein Relais Verwendung finden, das eine höhere Stromaufnahme hat, muß man, um wieder auf die gleiche Mindestzeitkonstante zu kommen, unter Umständen die Kapazität von C 5 etwas erhöhen. Ebenfalls ist Transistor T 2 durch die Typen 2 N 1711 oder 2 N 1613 auszutauschen, die höhere Kollektorströme aushalten.

Als letztes wäre noch die genaue Funktion der Nullrücksetzung der SN 7490 zu nennen. Um IS 3 auf Null zu setzen, muß an Stift 2 und 3 ein L-Signal anliegen. Bei Sendebetrieb ist D 4 leitend und damit C 4 entladen. Bei Loslassen der Sprechtaste lädt sich C 4 auf, d. h. es liegt noch für kurze Zeit 0-Potential an Stift 5 von IS 2 f. Somit ergibt sich ein L-Signal an Stift 2 und 3 von IS 3. Ist nach kurzer Zeit C 4 aufgeladen, stellt sich 0-Potential an Stift 2 und 3 von IS 3 ein. Der Dezimalteiler kann mit dem Zählvorgang beginnen. Durch diese Schaltungsmaßnahme kann sich keine falsche Zeichenfolge oder ein *Verschlukken* der Schaltung einstellen. Selbst wenn während der Erzeugung des K erneut die Sendetaste gedrückt wird, beginnt die Schaltung immer wieder bei Dezimalausgang 0 von IS 4.

Mit R 2 läßt sich je nach Belieben die Tonhöhe des Tongenerators und mit R 6 die Geschwindigkeit des K bzw. die Länge des Pieps wählen. In *Bild 9* ist die fertige Schaltung zu sehen. Als Hinweis sei noch erwähnt, daß sich nach dem beschriebenen Prinzip auch eine komplette Rufzeichenmaschine aufbauen läßt.

Nachbauhinweise

Die gestrichelt gezeichneten Bauteile in Bild 2 und 8 befinden sich außerhalb der Platine. Bei den beschriebenen Schaltungen stellten sich beim Aufbau keine Schwierigkeiten ein. Sollten sich aber trotzdem Komplikationen ergeben, so ist zu überprüfen, ob sämtliche Dioden richtig eingelötet und die richtigen Lötstützpunkte benutzt worden sind. Fällt speziell bei dem erweiterten AOS sofort nach dem Loslassen der Mikrofontaste das SE-Relais ab, so ist die Betriebsspannung von +5 V am Emitter von T 1 zu überprüfen. Auch müßte C 5 erhöht bzw. T 2 auf seine Schaltwirkung überprüft werden. Trotz 15 W Sendeleistung konnte keine Beeinflussung auf die Funktion beobachtet werden. Wie aus den Bildern 2 und 8 zu ersehen ist, muß in beiden Fällen als einzige Änderung an der Station die SE-Schaltleitung wegen D 2 bzw. D 6 unterbrochen werden. Die Einspeisung des Nf-Signales vom Tongenerator, welcher eine verhältnismäßig hohe Ausgangsspannung liefert, sollte parallel zum Ausgang des Modulationsverstärkers erfolgen. Ist der Nf-Pegel des Generators noch zu groß, kann C 2 entsprechend verkleinert werden. Eine Einspeisung am Modulationsverstärkereingang wird nicht empfohlen, weil unter Umständen eine Bedämpfung bei hochohmigen Mikrofonen eintritt. Dies kann man von Fall zu Fall durch Probieren ermitteln. Obwohl TTL-Bausteine und somit der Nf-Generator mit der SN 7400 Rechteckimpulse liefern, wurde bisher noch von keiner Gegenstation ein Verzerren des AOS festgestellt. Das liegt wohl daran, daß der Nf-Ton des AOS noch das eine oder andere RC-Glied passiert, welches als Tiefpaß wirkt. Dadurch werden die Harmonischen weggeschnitten, und es entsteht annähernd ein Sinus, da sich ein Rechtecksignal aus einer Grundschwingung und einer Vielzahl von Oberwellen zusammensetzt. Stift 14 ist an Emitter von T 1 und Stift 7 an Masse zu legen, sowohl bei der SN 7400 als auch SN 7404, falls nicht von der vorgeschlagenen gedruckten Schaltung in *Bild 10* und *11* Gebrauch gemacht wird.

Mit S 1 kann der AOS nach Wunsch auch ausgeschaltet werden. Bei der Schaltung in Bild 8 ist in Mittelstellung von S 1 der AOS weggeschaltet. Sämtliche IS wurden gesockelt. Verwendung fanden sogenannte IS-Terminals, die als Meterware erhältlich sind. Selbstverständlich können die IS auch direkt eingelötet werden.

Literatur

[1] ELEKTRONIK 1971, Heft 10, Seite 340.

Integrierendes Digitalmultimeter

1. Teil

Dieser Beitrag beschreibt ein digitales Multimeter für Gleichspannungs-, Strom- und Widerstandsmessung. Das Herz des Gerätes besteht aus zwei preiswerten MOS-IS für Analog-Digital-Umwandlung und dynamischer Anzeige.

Der Vorteil digitaler Meßgeräte liegt einmal in der durch Digitalisierung des analogen Wertes gewonnenen Genauigkeit, zum anderen in fehlerfreier Ablesung, automatischer Polaritätsanzeige, sowie im Verzicht auf elektro-mechanische Wandler. Die Nachteile digitaler Meßgeräte sind der noch immer recht hohe Anschaffungspreis und der große Bauelementeaufwand. Da der vorliegende Beitrag auf Grund der Komplexität des Themas nicht alle für einen problemlosen Nachbau wichtigen Detailfragen untersuchen kann, soll vor allem der fortgeschrittene Hobby-Elektroniker angesprochen werden, der die nötige Erfahrung und eigene Ideen mitbringt, um das hier beschriebene Gerät nachzubauen.

Analog-Digital-Umsetzung

Aus der Literatur sind eine Vielzahl von Analog-Digital-Umsetzern (A-D) bekannt, wobei sich das Zweirampenverfahren (Up-Down-Integration, Dual-Slope-Integration) auf Grund seines relativ einfachen Aufbaus, seiner guten Störunterdrückung und seiner hohen Genauigkeit als dominierend erwiesen hat [13, 14]. Eine Vielzahl von Firmen bietet integrierte A-D-Wandler an, die nach dem Zweirampenverfahren arbeiten [8, 9, 11, 12]. Die im vorliegenden Gerät benutzten MOS-IS FEY 101B und FEJ 271B von Valvo arbeiten jedoch mit dem weniger bekannten Verfahren der Delta-Modulation, bei dem die Meßspannung mit Hilfe einer quantisierten Rückkopplung (Unterteilung eines Amplitudenbereiches in eine endliche Zahl von Intervallen) in ein Digitalsignal umgesetzt wird. Dabei übernimmt der FEY 101B die A-D-Umsetzung in Verbindung mit einem Differenzverstärker, einem RC-Glied und einer Referenzspannungsquelle, während der FEJ 271B die der Meßspannung proportionalen Impulse zählt, speichert und zur Anzeige im BCD-Code bereitstellt. *Bild 1* zeigt das Meßprinzip. Dabei bedeutet:

U_x = Spannung, die gemessen werden = Meßspannung

U_r = Referenzspannung

S = elektronischer Schalter aus MOS-FET, gesteuert durch die Ausgänge des Flipflop F 1.

Zur Darstellung der Proportionalität zwischen den spezifischen Wandlergrößen und U_x soll angenommen werden, daß der Q-Ausgang von F 1 den Schalter in Stellung 1 gebracht hat. U_c ist dabei kleiner als U_x. Ein Spannungsumlauf ergibt dann:

$$I_c R + U_c = U_r \qquad (1)$$

Da weiterhin I_c durch

$$I_c = \frac{Q_c}{n_1 t} \qquad (2)$$

ersetzt werden kann und sich aus der Eigenschaft des Differenzverstärkers wegen $U_i \approx 0$

$$U_c \approx U_x \qquad (3)$$

ergibt, folgt für die dem Kondensator C während der Zeit $n_1 t$ in Schalterstellung 1 zugeführten Ladung:

$$Q_{c1} = \frac{n_1 t\ (U_r - U_x)}{R} \qquad (4)$$

Wird U_c nun größer als U_x, wird S in Stellung 2 geschaltet, und es gilt analog:

$$Q_{c2} = \frac{n_2 t\ (U_r + U_x)}{R} \qquad (5)$$

Da im eingeschwungenen Zustand die Summe der zugeführten Ladungen gleich der Summe der abgeführten Ladungen sein muß

$$Q_{c1} = Q_{c2} \qquad (6)$$

ergibt sich sofort nach Gleichsetzen von (4) und (5) und auflösen:

$$\frac{U_x}{U_r} = \frac{n_1 - n_2}{n_1 + n_2} \qquad (7)$$

Bezeichnet man mit N die Periodenzahl eines Meßintervalls und mit n_1 die Periodenzahl, in der U_c steigt (Stellung S 1), dann ist

$$n_2 = N - n_1 \text{ bzw. } N = n_1 + n_2 \qquad (8)$$

die Anzahl der Perioden, in denen U_c fällt (Stellung S 2). Der Vorwärts-Rückwärts-Zähler (V-R-Zähler) ist nun so geschaltet, daß die während des gesamten Meßintervalls Nt eintreffenden Impulse $n_2 t$ von der Anzahl der Impulse $n_1 t$ subtrahiert werden. Die Differenz ist dann:

$$d = n_1 - n_2 \qquad (9)$$

und mit (8)

$$d = n_1 - N + n_1 = 2 n_1 - N \qquad (10)$$

folgt aus (7) die gesuchte Proportionalität zwischen U_x und d zu:

$$\frac{U_x}{U_r} = \frac{2n_1 - N}{N} = \frac{d}{N} \text{ bzw. } d = \frac{U_x}{U_r} N \qquad (11)$$

Bild 2 veranschaulicht den Meßvorgang. Durch die Ablaufsteuerung ist N mit 4092 Impulsen vorgegeben, und man sieht, daß U_x nur noch von U_r und d abhängt. Die Differenz d wird in einen im FEJ 271 befindlichen 4-Dekaden-Zähler eingezählt, dessen Inhalt nach Ablauf des Meßintervalls gespeichert und zur Anzeige gebracht wird. Da $d_{min} = 2$ beträgt, ergibt sich für die kleinste noch meßbare Spannung $U_x = 0{,}1$ mV eine Referenzspannung U_r zu:

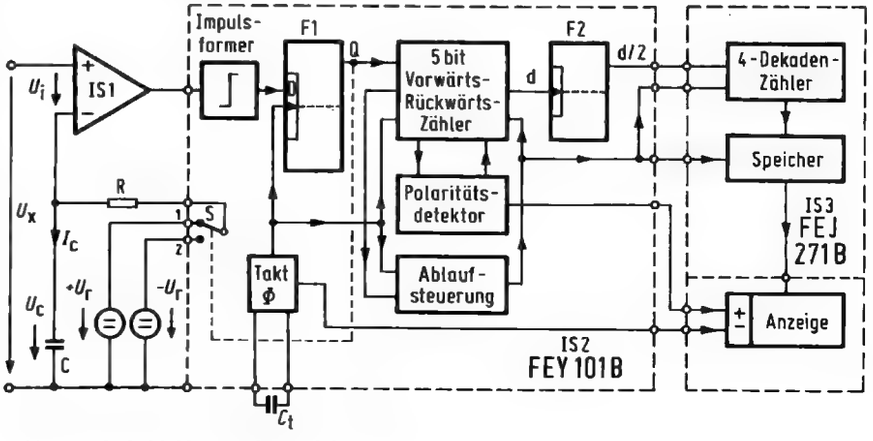


Bild 1. Blockschaltbild zur Delta-Modulation

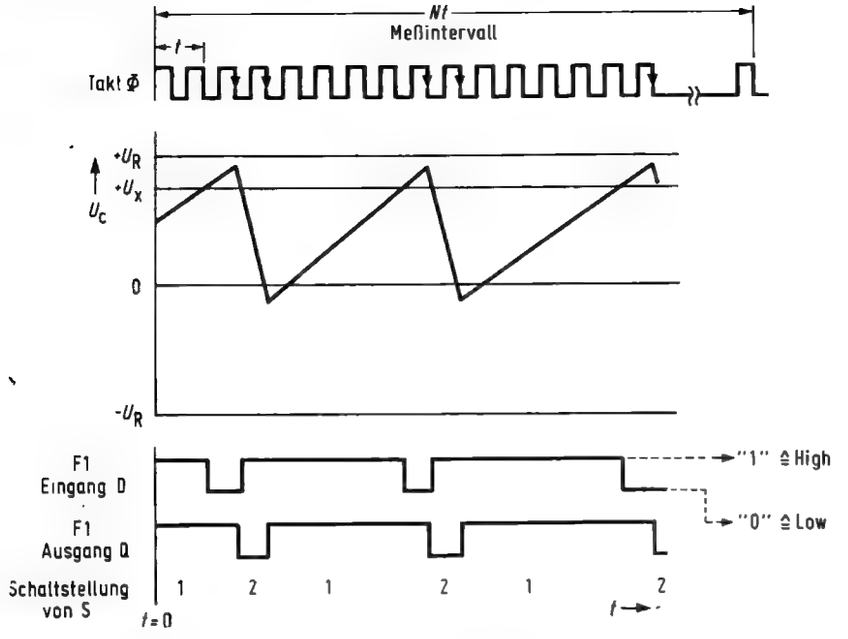


Bild 2. Spannungsverlauf von U_c bei relativ großer Meßspannung U_x

$$U_r = \frac{N}{d_{min}} U_{x\,min} = \frac{4092}{2} \cdot 0{,}1\ mV = \\ = 204{,}6\ mV \qquad (12)$$

Bei $U_x = 0{,}1$ mV ist bereits $d = 2$. Bei jeder Erhöhung um 0,1 mV nimmt n_1 um 1 zu und n_2 um 1 ab, d. h. d wird immer um 2 größer (das ist auch der Grund, warum $d_{min} = 2$ ist). Da die Anzeige jedoch immer nur um eins zunehmen soll, wird zwischen den V-R-Zähler und den 4-Dekaden-Zähler noch ein Flipflop als Teiler 1:2 geschaltet.

Die Maximalanzeige d_{max} ergibt sich aus folgender Überlegung: Nähert sich U_x der positiven oder negativen Referenzspannung, überschreitet U_c den Wert U_x kein einziges Mal mehr, so daß auch S nicht mehr in Stellung 2 gebracht und $n_2 = 0$ wird. Damit ergibt sich:

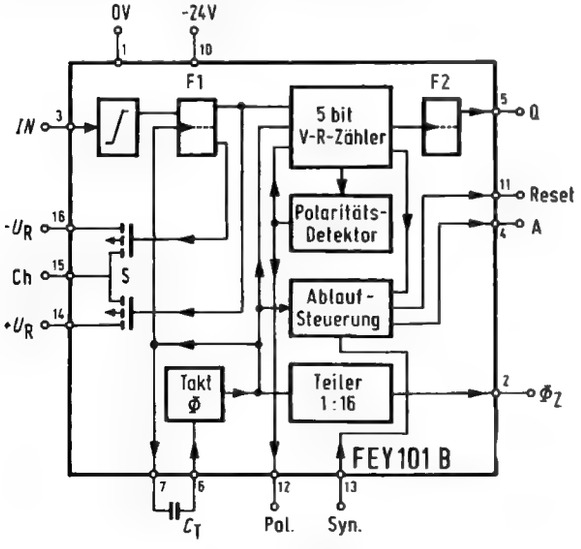
$$d_{max} = n_1 = N \qquad (13)$$

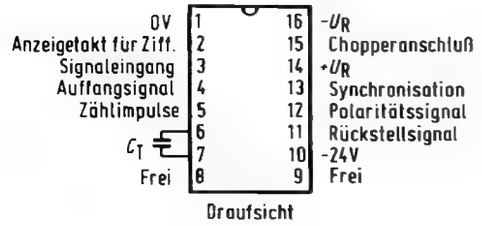
und

$$U_{max} = \frac{d_{max}}{N} U_r = U_r \qquad (14)$$

Mit $U_r = \pm 204{,}6$ mV liegt also der Grundmeßbereich von $U_{x\,min} = \pm 0{,}1$ mV bis $U_{x\,max} = \pm U_r = 204{,}6$ mV fest. Nach Beendigung des Meßintervalls wird der V-R-Zähler leergezählt (rückwärts betrieben), wobei er nach Teilung 1 : 2 $d/2$ Impulse an den Dekadenzähler abgibt. Gleichzeitig wird durch die Logik beim Zurückzählen die Polarität erkannt und durch den Polaritätsdetektor angezeigt. Nach Leeren des V-R-Zählers gibt die Ablaufsteuerung an den Speicher im FEJ 271 den Befehl zur Übernahme des Zählerinhalts und nach Rückstellen des 4-Dekaden-Zählers beginnt ein neues Meßintervall.

Die Anzeige des Zählerstandes erfolgt dynamisch, d. h. daß die vier Dezimalstellen nacheinander angezeigt werden. Dieses Verfahren wird auch Zeit-Multiplex-Verfahren genannt und bedeutet, daß jeweils nur ein Anzeigeelement aufgesteuert und gerade die zu dieser Dezimalstelle gehörende Ziffer angezeigt wird, während die restlichen Anzeigen dunkel getastet werden. Wegen der hohen Tastfrequenz (max. 150 kHz) und der Trägheit des menschlichen Auges scheint die gesamte Anzeige gleichmäßig zu leuchten. Der Vorteil des Zeit-Multiplex-Verfahrens liegt hier in der Einsparung von acht Anschlüssen beim FEJ 271 gegenüber 16 bei paralleler Ausgabe. Außerdem reduziert sich die Stromaufnahme etwa um ¼. *Bild 3* zeigt die Anschlußbelegung und die Innenschaltung der beiden MOS-IS.





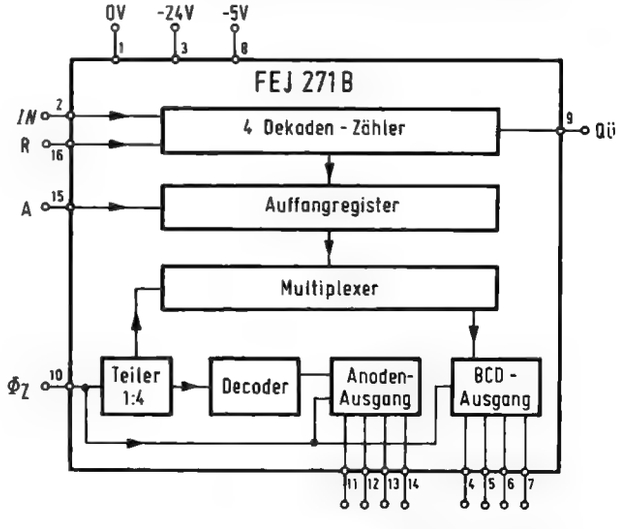


Bild 3. Innenschaltung und Anschlußbelegung der MOS-IS FEJ 271 B und FEY 101 B

Das nach dem o. g. Verfahren aufgebaute Digitalmultimeter hat die Eigenschaften nach *Tabelle 1*.

Der Analogteil mit A-D-Umsetzer

Bild 4 zeigt den Analogteil mit A-D-Wandler. Zur Erzielung des hohen Eingangswiderstandes von 100 MΩ dient der Doppel-FET BFS 21 A oder z. B. TIS 68, der durch T 3 und P 3 mit einem konstanten Strom gespeist wird. P 2 dient als übergeordneter Nullpunktabgleich und sollte von außen bedient werden können. T 1 und T 2 werden durch das Integrationsglied R 1/C 1 und die beiden in Sperrichtung betriebenen Dioden D 1, D 2 vor Überspannungen oder kurzzeitigen Störspitzen geschützt. D 1 und D 2 sind sogenannte Pico-Ampere-Dioden, deren Restströme so gering sind, daß der Eingangswiderstand nach Anschluß des Meßteilers nicht beeinflußt wird. Trotz der Schutzschaltung sollte beachtet werden, daß beim Abschalten induktiv behafteter Meßobjekte (speziell digitale Systeme, auch Netzgeräte) sehr hohe und vor allem für die Schutzschaltung

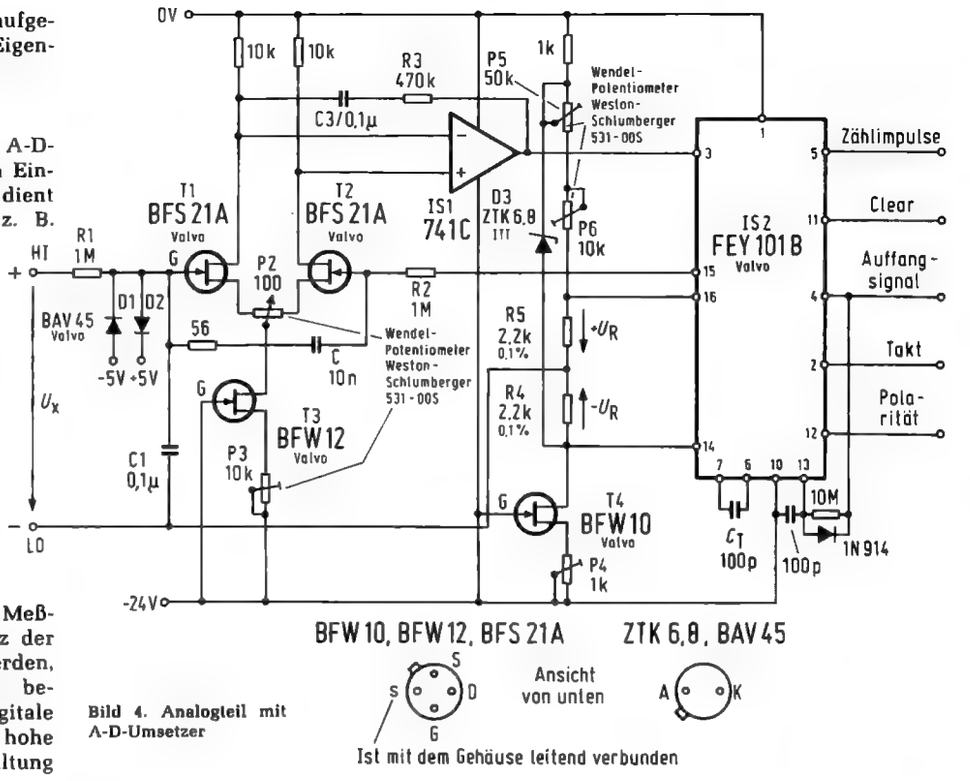


Bild 4. Analogteil mit A-D-Umsetzer

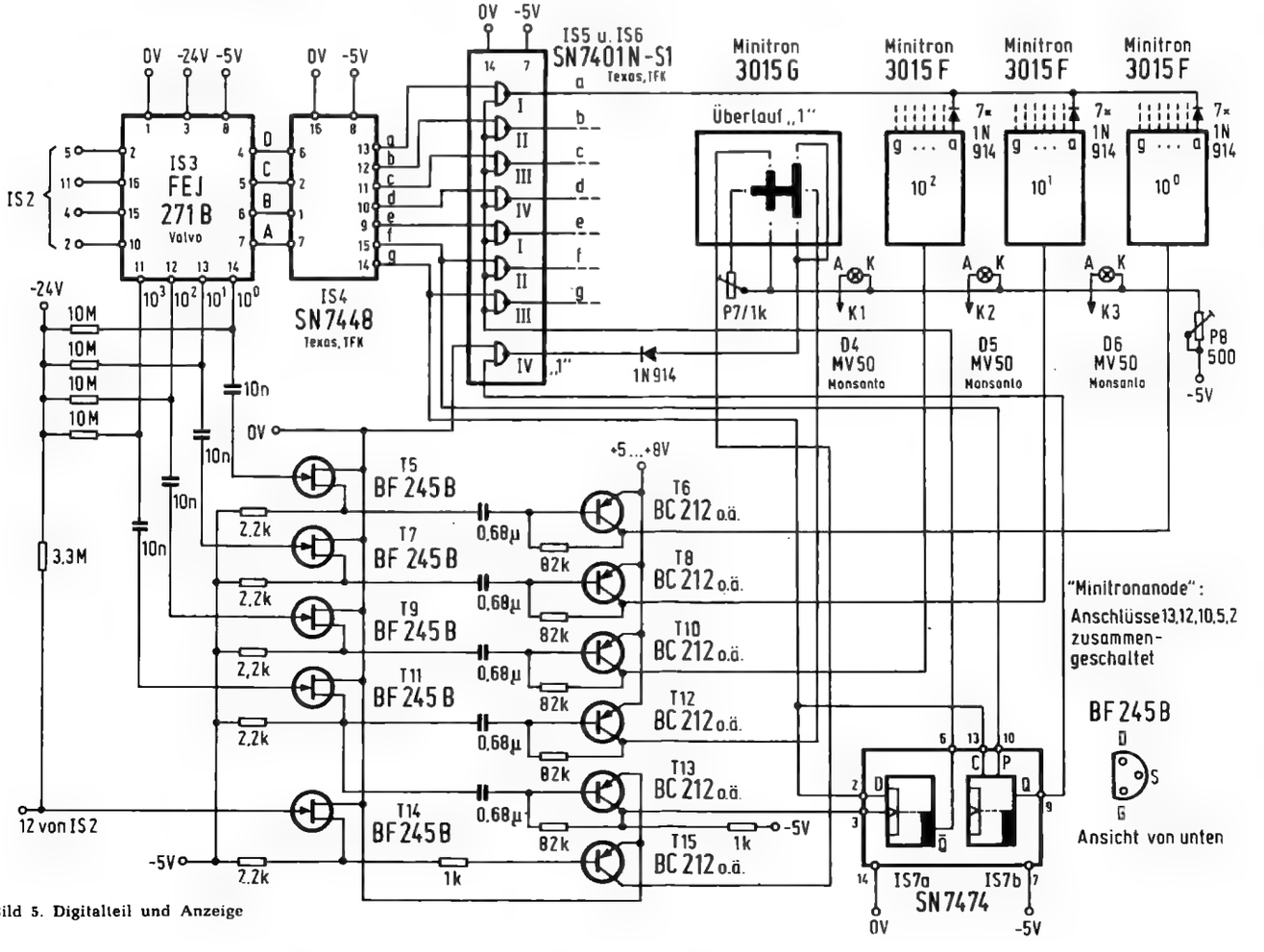


Bild 5. Digitalteil und Anzeige

zu schnelle Spannungssprünge auftreten, die zu einer Zerstörung von T 1 führen können. Es ist daher ratsam, bei kritischen Messungen Meßobjekt und Meßgerät vor dem Abschalten zu trennen.

Der Integrationskondensator C liegt hier parallel zu den Verstärkereingängen, wodurch sich bei guter Gleichtaktunterdrückung des Doppel-FET der Einfluß einer der Meßspannung überlagerten Brummspannung vermindern läßt. Dasselbe Ziel wird auch mit C 3 und R 3 verfolgt.

Die Sägezahnspannung U_c an C pendelt hier um $U_c = 0$ V. Das Umschalten der Ladespannung für C von $+U_r$ auf $-U_r$ geschieht jedesmal dann, wenn die Spannung zwischen den Gate-Anschlüssen von T 1 und T 2 ihre Polarität ändert. Die beiden Referenzspannungen $\pm U_r$ werden an den Widerständen R 4 und R 5 abgegriffen, die im Spannungsteilerpfad einer hochkonstanten Spannung liegen. Diese wird durch die preiswerte temperaturstabilisierte Z-Diode ZTK 6,8 in Verbindung mit T 4 und P 4 als Konstantstromquelle erzeugt. Je genauer das Verhältnis R 4/R 5 ist, um so genauer ist $+U_r/-U_r$ und damit das Verhältnis vom positiven zum negativen Meßbereich. Ein Vorabgleich des gesamten Teilers erfolgt mit P 5, der Feinabgleich mit P 6. Der Analogteil sollte nach Möglichkeit gut abgeschirmt sein, um jede Brummstörung (z. B. durch den Netztrafo) auszuschließen. Der Kondensator C_t bestimmt den Takt Φ und damit auch die Meßgeschwindigkeit. Mit $C_t = 100$ pF ergeben sich rund 3 Messungen/s.

Tabelle 1. Technische Daten

Meßeingang	: schwebend
Meßgrößen	: Gleichspannung, -strom; Widerstand
Grundspannungsmeßbereich	: 0,1 mV...199,9 mV
Gesamtspannungsmeßbereich	: 0,1 mV...1000 V in 5 Stufen
Eingangswiderstand	: 10 MΩ
Grundstrommeßbereich	: 0,1 µA...199,9 µA
Gesamtstrommeßbereich	: 0,1 µA...2 A in 5 Stufen
max. Spannungsabfall	: 200 mV
Gesamtwiderstandsmeßbereich	: 0,1 Ω...20 MΩ in 6 Stufen
Genauigkeit im Grundmeßbereich	: besser 0,5 % ± 1 digit
Genauigkeit in allen anderen Bereichen	besser 0,5 % + Fehler durch Meßwiderstände ±1 digit
Einlaufzeit für o. g. Genauigkeit	: 3 min
Überlastschutz im 200-mV-Ber.	: 500 V
Überlastschutz in allen anderen Bereichen	: 1000 V
Überlastschutz im Strommeßbereich	: durch Schmelzsicherung 2 A
max. an R_x erlaubte Spannung	: ±15 V
Anzeige	: 3½stellig
Anzeigeart	: dynamisch mit Sieben-Segment
Maximalanzeige	: 1999 mit entsprechendem Komma
Polaritätsanzeige	: ± automatisch
Kommaanzeige	: wird mit Meßbereich umgeschaltet
Stromversorgung	: 220 V Netzspannung
mech. Abmessungen	: 150 mm x 65 mm x 140 mm

Digitalteil und Anzeige

Bild 5 zeigt den Digitalteil und die Anzeige. Da die Anoden der Minitrons (Anschlüsse 13, 12, 10, 5 und 2 zusammengeschaltet) nicht direkt vom FEJ 271 angesteuert werden können (ein aktivierter Anodenausgang liefert nur einen Strom von 20 µA maximal), wurde ein Pegelschieber zur Ansteuerung verwendet, der jeweils aus einem FET und einem pnp-Transistor besteht. Wird ein Anodenausgang (z. B. 10°-Dekade) aktiviert ($U_{anode} \approx -20$ V ≙ Low), schaltet T 6 die Anode des 10°-Minitrons auf etwa +7 V, während das andere Ende des Segments über den SN 7448 und die beiden SN 7401N-S1 (NAND mit offenem 15-V-Kollektor, fan out = 10) entsprechend der BCD-Information für die 10°-Dekade auf −5 V (Low) oder 0 V (High) gelegt wird. Der dabei entstehende Spannungshub von 12 V ist auf Grund der dynamischen Anzeige erforderlich. Die Dioden in den Segmentzuleitungen verhindern ein Aufglimmen nicht eingeschalteter Segmente.

Flipflop 7a steuert mit seinem $\overline{Q}$-Ausgang die IS 5 und 6 zu, wenn der Anodenausgang der 10^3-Dekade aktiviert ist und am SN 7448 die „2" erscheint (Segment g High), d. h., daß beim Erscheinen des Zustandes „2000" alle Minitrons bis auf die 1-Anzeige erlöschen. Dieser Zustand bleibt wegen der Speicherfunktion von der IS 7a solange erhalten, bis die „2" an der IS 4 wieder verschwindet. IS 7b hat die Funktion eines statischen Flipflops, das zusammen mit dem NAND-Gatter 6, IV bewirkt, daß die „1" sowohl beim Überlauf als auch in den Fällen erscheint, wo sie gefordert wird (z. B. 1,999 V). Die Polaritätsanzeige wird ebenfalls über einen Pegelschieber mit T 14 und T 15 gesteuert. Das waagerechte Segment der Polaritätsanzeige leuchtet immer, während der senkrechte Balken entsprechend der Polarität zu- oder abgeschaltet wird. Die Kommaanzeige besteht aus drei Leuchtdioden, deren Helligkeit mit P 8 eingestellt werden kann. P 7 dient zum Helligkeitsausgleich zwischen den beiden Balken der ±-Anzeige. Soll die gesamte „Skalenlänge" des Gerätes ($U_x = U_r = 2046$) ausgenutzt werden, kann anstelle der Überlaufanzeige ein weiteres Minitron 3015 F eingesetzt werden. IS 7 und T 13 entfallen dann, und die IS 4,5, und 6 werden durch den Decoder SN 7447 ersetzt. Der Überlauf wird jetzt durch das Erscheinen der Anzeige „2046" signalisiert.

Da beide Bausteine – FEJ 271B und FEY 101B – aus p-Kanal MOS-FET bestehen, werden sie mit negativen Spannungen betrieben. 0 V wird dabei als positives und −24 V bzw. −5 V als negatives Potential bezeichnet. Entsprechend den üblichen Normen wird eine positive Logik definiert als

0 V = 1 = High
−24 V, −5 V = 0 = Low

Die im Gerät vorkommenden übrigen Logikbausteine werden also mit 0 V und −5 V betrieben, was aber sowohl hinsichtlich der Stromversorgung als auch hinsichtlich der Logik dem Betrieb der Bausteine mit +5 V und 0 V entspricht.

(Fortsetzung folgt)

Helmut Schubert

Teststift mit Leuchtdioden zum Prüfen von TTL-Schaltungen

Beim Aufbau von TTL-Schaltungen ist es oft erforderlich, die richtige Funktion der einzelnen Stufen, Gatter usw. zu überprüfen. Das geschieht am einfachsten durch Feststellung des Schaltzustandes bzw. des Potentials der Ausgänge jeder Logikeinheit. Natürlich kann man dazu ein Voltmeter nehmen. Schneller und eleganter geht dies mit nachfolgend beschriebenen Teststift mit Leuchtdioden (LED). Das Gerät wird über ein dünnes, hochflexibles Kabel einerseits an Masse der zu prüfenden Schaltung angeschlossen, und mit der Spitze des Stiftes tippt man an die Prüfpunkte oder Beine der IS.

Liegt ein Ausgang auf Null (d. h. der integrierte Ausgangstransistor ist niederohmig) so leuchtet in dem Teststift eine Diode für „log 0" auf. Ist am Ausgang eine „log 1" (d. h. Plusspannung), so leuchtet eine andere Diode. Ist aber an der IS gar keine Betriebsspannung, so bleiben beide Dioden dunkel. Ebenfalls dunkel bleiben die Dioden wenn das angetastete Potential zwischen etwa 0,35 V und 2,5 V liegt, also außerhalb der Toleranzgrenzen der TTL-IS. (Ausgangspotentiale nach Datenblatt: „log 0" max. 0,4 V, „log 1" min. 2,4 V.) Wenn keine Diode leuchtet, so kann durch Antippen des IS-Beines, an dem die + 5-V-Betriebsspannung liegen soll, festgestellt werden, ob diese vorhanden ist.

Die Schaltung des Mustergerätes ist in *Bild 1* dargestellt.

Leuchtdioden wurden zur Anzeige gewählt, weil hier mit kleinen Spannun-

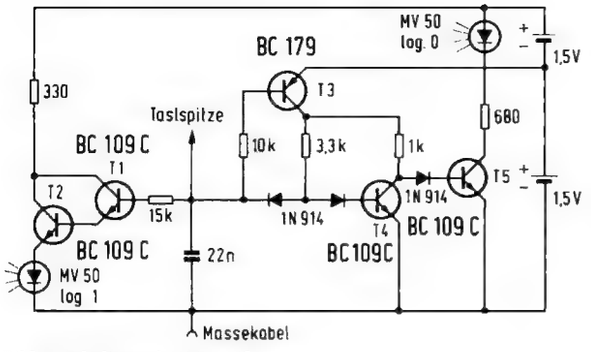


Bild 1. Schaltung des Teststifts

gen und, was für Batteriespeisung noch wichtiger ist, mit kleinen Strömen auszukommen ist. Die Lumineszenzdiode (MV 50 von Monsanto oder RL 50 von Litronix) ist zwar klein, doch der rote Leuchtpunkt ist bei einem Strom von nur 2 mA bis 3 mA klar und deutlich zu erkennen, die Spannung an der Diode beträgt dabei etwa 1,5 V. Wegen der niedrigen Ströme kann die Betriebsspannung des Prüfstiftes aus zwei Lady-Zellen (oder sogar noch kleineren Batterien) entnommen werden. Leuchtdioden mit großen, rot gefärbten und diffusen Linsen, wie sie z. T. in Sonderangeboten erscheinen, sind nicht zu empfehlen, da der Leuchtzustand erst bei höheren Strömen zu erkennen ist. Die Schaltung ist so ausgelegt, daß auch ein Batterieschalter überflüssig ist.

Liegt an der Tastspitze eine Spannung von mindestens + 2,5 V (= Durchlaßspannungen einer Leuchtdiode plus Basis-Emitter-Strecken von T 1 und T 2), so werden die Transistoren T 1 und T 2 niederohmig, und die Diode für „log 1" leuchtet auf. Sinkt die Spannung an der Tastspitze bzw. wird der Widerstand zwischen dem Ausgang und Masse klein, so fließt vom + 1,5-V-Abgriff der Batterie über Basis-Emitter von T 3 und den 10-kΩ-Widerstand ein Strom. Dadurch kann auch ein Kollektorstrom über die 3,3-kΩ- und 1-kΩ-Widerstände fließen. Liegt das Potential an der Tastspitze aber noch über 0,4 V, so fließt der Teil des Kollektorstromes über den 3,3-kΩ-Widerstand auch über eine Diode und Basis-Emitter von T 4 nach Masse. T 4 wird niederohmig und leitet den restlichen Kollektorstrom von T 3 über 1 kΩ ab. T 5 bleibt noch gesperrt, die Leuchtdiode für „log 0" dunkel. Sinkt das Tastspitzenpotential unter 0,4 V, so wird der Teil des Kollektorstromes von T 3 über 3,3 kΩ über eine Diode und den Ausgangstransistor der IS nach Masse abgeleitet. T 4 bleibt jetzt hochohmig und der restliche Kollektorstrom von T 3 fließt über den 1-kΩ-Widerstand, Diode und Basis-Emitter von T 5. Dieser wird jetzt niederohmig und die Diode leuchtet.

Wenn die Batteriespannungen stabil wären, könnte man T 4 und T 5 sparen und die Leuchtdiode gleich in die Kollektorleitung von T 3 legen (und vor die Basis noch eine Diode in Durchflußrichtung). Da die Batteriespannungen aber schwanken, wurde die hier beschriebene etwas aufwendigere Schaltung entwickelt, bei der die Schaltschwelle zum Aufleuchten der LED nur durch die Durchlaßspannungen von Dioden und Basis-Emitter-Strecken bestimmt sind. Der Teststift funktioniert auch noch beim Absinken der Batteriespannung (bis etwa 1,2 V). Der 0,22-µF-Kondensator ist erforderlich um Brummspannungen an der Spitze, die schon durch Anfassen mit der Hand entstehen, nach Masse abzuleiten. Die Schaltung ist so empfindlich, daß dadurch die „log 1"-Diode ohne Kondensator schon aufleuchten kann.

Als Gehäuse für den Teststift *(Bild 2)* wurde die Plastik-Verkaufshülle einer Kinderzahnbürste zweckentfremdet (im Kaufhaus 0.70 DM mit Zahnbürste). Die Außenmaße sind: 139 mm × 20 mm × 14 mm. Zwei lange schmale Platinen wurden angefertigt *(Bild 3)* und nach Bestückung mit den Bauteilen, durch zwei Winkel aus 0,7 mm dickem Messingblech miteinander verbunden, d. h. mit der jeweiligen Kupferseite der Platinen verlötet. Die Winkel haben in der Mitte ein Loch und auf der Innenseite der Winkel wurde jeweils eine Mutter mit Gewinde M 3,5 aufgelötet. In diese Muttern werden nachher etwa 6 mm lange Buchsen eingeschraubt, wie sie als Gegenstück zu Märklin- oder Puppensteckern in Spielwarengeschäften erhältlich sind. Dadurch werden die beiden Hälften der Plastikhülle zusammengehalten. Bei Benutzung des Teststiftes steckt man in die hintere Buchse einen Märklinstecker mit hochflexiblem Kabel ein, in der vorderen Buchse steckt ein angespitzter 3-mm-Messingstift, der mit dem geschlitzten Teil eines Märklinsteckers verlötet ist.

Zur Halterung der Lady-Batterien wurde in der Mitte der unteren Platine ein Winkel aus 0,5-mm-Messingblech angebracht, und aus dünnem 0,1 mm dickem Messingblech ist der 1,5-V-Abgriff ebenfalls in die untere Platine eingesetzt.

Bei der oberen Platine werden die Leuchtdioden von der Kupferseite her so an die Kupferstreifen der Platine angelötet, daß die Linsen durch zwei passende Löcher von oben zu sehen sind. Der Kondensator wird ebenfalls an die obere Platine gelötet, mit einem Anschluß an das Kupfer an dem auch der vordere Messingwinkel angelötet ist, mit dem anderen Anschluß an den mittleren Kupferstreifen der Leuchtdiode „log 1". An diesem Punkt geht auch über einen kurzen flexiblen Draht von der unteren Platine der Masseanschluß. Auch die anderen drei Kupferstreifen, an denen die Anschlüsse der Leuchtdioden angelötet werden, sind über kurze Drähte mit der unteren Platine verbunden. Auf die Kupferseite der unteren Platine wird ein Streifen ganz dünner Schaumstoff aufgeklebt.

Zur Prüfung der Funktionsfähigkeit des Stiftes braucht man nur mit dem Masseanschluß die Tastspitze zu berühren, dann muß „log 0" aufleuchten. Verbindet man den Pluspol der mittleren Batterie (durch ein Loch im Plastikgehäuse) über das Kabel mit der Tastspitze, so muß „log 1" aufleuchten.

(I 121)

▲ Bild 2. Ansicht des Mustergerätes

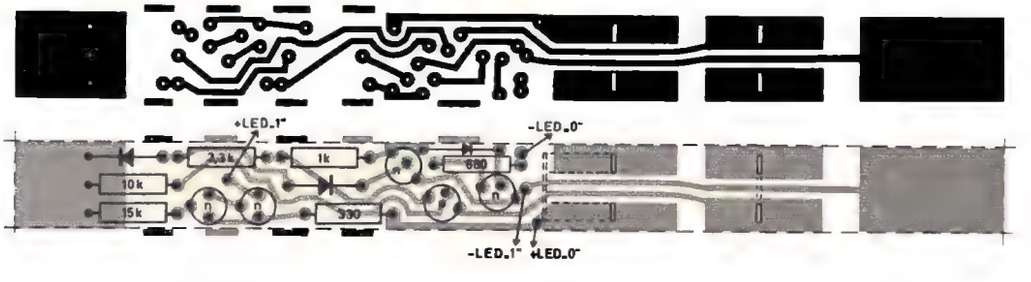


Bild 3. ▶ Platine mit Bestückungsplan. Einen Bausatz vertreibt ITT Schaub-Lorenz, Abt. Hobbykits

Arno Ruff

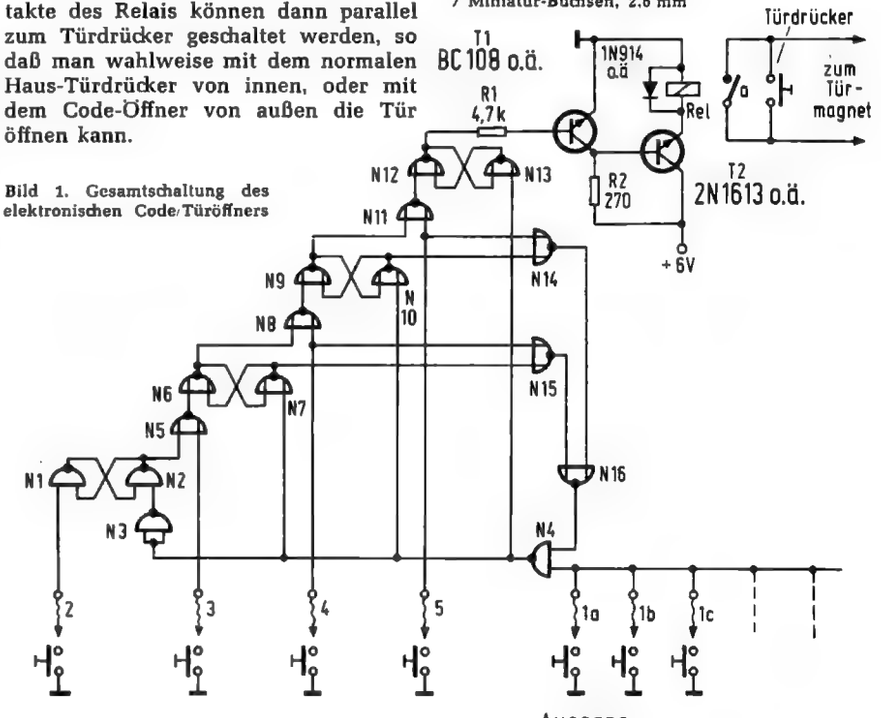
Digitaler Code/Türöffner

Die Schaltung beschreibt einen Türöffner, der auf elektronischem Wege mit Hilfe von sieben (oder mehr) Tasten, nach einem vorher programmierten Code ohne Schlüssel die Tür öffnet. Die Tasten müssen in einer bestimmten Reihenfolge betätigt werden, erst dann zieht das Relais an.

Zunächst wird mit einer der an 1a ... angeschlossenen Tasten die Schaltung *(Bild 1)* in die Ausgangsstellung gebracht, d. h. die RS-Flipflops kippen in die Nullstellung, und das Relais fällt ab. Wird die Tür geschlossen, so läßt sich diese jetzt nicht öffnen. Drückt man nun die Tasten in der Reihenfolge der Anschlüsse 2, 3, 4, 5, so gelangt logisch 0 an den Ausgang des Gatters N 12 und sperrt den Transistor T 1. Transistor T 2 wird leitend, das Relais zieht an und öffnet die Verriegelung. Nachdem die Tür geöffnet ist, wird wieder eine der an 1a ... angeschlossenen Tasten betätigt. Damit ist der Öffner verriegelt. Wird beim Betätigen der Tasten die Reihenfolge nicht eingehalten, so gelangt ein 1-Signal über die jeweiligen, als UND-Gatter arbeitenden NOR-Glieder N 14 und N 15, an die Gatter N 16 und N 4, und es erfolgt Reset der Schaltung, so daß, wenn man auch nur ein einziges Mal die falsche Taste drückt, das Relais nicht anziehen kann, selbst wenn danach die weitere Reihenfolge eingehalten wird.

An die Punkte 1a...5 lötet man kurze flexible Leitungen mit je einem Spielzeug-Miniaturstecker 2,6 mm. Diese Stekker werden nach eigenem Code, den man ständig ändern kann, mit den Miniaturbuchsen auf der Printplatte verbunden. In dieser programmierten Reihenfolge müssen dann die Tasten betätigt werden. An die Anschlüsse 1 a, 1 b, 1 c können noch weitere Tasten angeschlossen werden. Sie dienen nur zur Rückstellung der Schaltung bei Betätigung durch Unbefugte, und erhöhen dadurch weiter die Sicherheit des Öffners. Am zweckmäßigsten bringt man die Taster (man kann sie auch als Klingelknöpfe tarnen) außerhalb in der Nähe, oder direkt an der Tür an, und führt die Leitungen zu den Buchsen auf der Printplatte. Die Platte kann in einem kleinen Kästchen an der Türinnenseite, oder in unmittelbarer Nähe des Haus-Türdrükkers angebracht werden. Die Schaltkontakte des Relais können dann parallel zum Türdrücker geschaltet werden, so daß man wahlweise mit dem normalen Haus-Türdrücker von innen, oder mit dem Code-Öffner von außen die Tür öffnen kann.

Bild 1. Gesamtschaltung des elektronischen Code/Türöffners



Zur Stromversorgung dienen vier Batterien 1,5 V, die noch im Kästchen mit untergebracht werden.

Bild 2 zeigt die Platine und deren Bestückung. In der *Tabelle* sind die Spezialteile zusammengefaßt.

Im Mustergerät verwendete Bauteile

1 IS SN 7400
3 IS SN 7402
1 Relais Kaco RN 16001 L 1 (6 V, 57 Ω)
7 Taster, 1 × Ein
7 Miniatur-Stecker, 2,6 mm
7 Miniatur-Buchsen, 2,6 mm

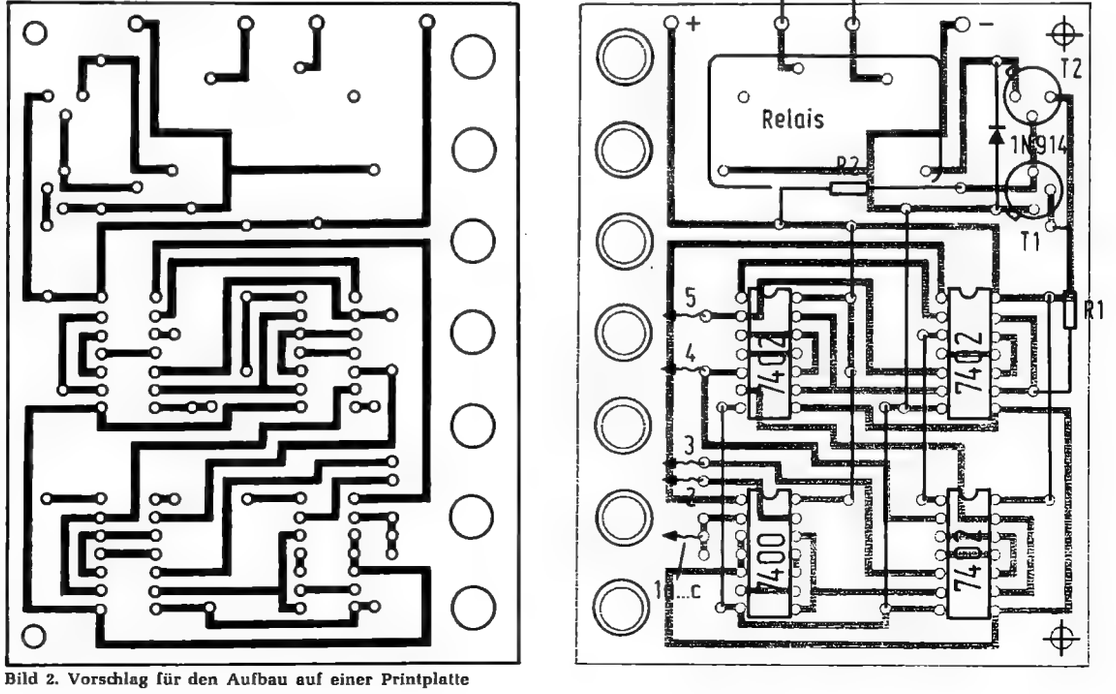


Bild 2. Vorschlag für den Aufbau auf einer Printplatte

Hartmut Welzel

Vorwärtszähler als Schaltuhr und Metronom

Die hier vorgeschlagene Schaltung ist vielseitig verwendbar. Genau beschrieben werden als Anwendung nur das Metronom und die Belichtungsschaltuhr, während weitere Einsatzmöglichkeiten am Schluß angegeben werden. Der Einstellbereich der Schaltuhr – entsprechend dem Taktgeber – erstreckt sich in zwei Bereichen von 0 s bis 9,9 s in 0,1-s-Schritten und von 0 s bis 99 s in 1-s-Schritten. Dieser Einstellbereich ist für Dunkelkammerarbeiten – auch für das Farblabor – ideal.

Bild 1 zeigt das Blockschaltbild. Besonderheiten enthält eigentlich nur die „Logik", die auf die besonderen Belange zugeschnitten ist; auf diese wird gesondert eingegangen. Alle vier Bausteine 7490 sind als unsymmetrische Teiler/Zähler hintereinandergeschaltet und unterteilen im Verhältnis 1 : 10. Während die ersten beiden Teiler die Zählfrequenz 1 Hz (bzw. 10 Hz) erzeugen, zählen die anderen beiden Teiler bzw. Zähler die Impulse und liefern die Einer- und die Zehnerziffer im Binärcode (BCD). Die ausführliche Schaltung der Teiler/Zähler-Kette ist in *Bild 2* angegeben. Der Schalter S 3 ist der Bereichsumschalter; mit seiner Hilfe kann ein Teiler übergangen werden, so daß eine Impulsfolge von 10 Hz gezählt wird, was dem Bereich 0 s bis 9,9 s entspricht.

Die im BCD-Code erzeugten Einer- und Zehnerziffern werden in je einem Decoder 7442 in den Dezimalcode übertragen, d. h. die Decoderausgänge 0...9 werden der Reihe nach vom Zustand 1 (H) kurzzeitig in den Zustand 0 (L) geschaltet. Die zehn Ausgänge eines jeden Decoders liegen an den Außenkontakten je eines Stufenschalters S 1 und S 2 (mind. 1 × 10 Kontakte, z. B. v. Schadow), wie *Bild 3* zeigt. Wenn der Einerschalter S 2 nun z. B. auf die Ziffer 6 eingestellt ist, so liefert der Mittenkontakt des Schalters einen Nullimpuls jeweils beim Erreichen der Ziffer 6. Ebenso arbeitet der Zehnerdecoder mit Schalter S 1.

Die Logik

Bild 3 zeigt die Funktion der Logik. Sie besteht aus zwei TTL-Schaltungen 7400; somit stehen acht NAND-Gatter mit je zwei Eingängen zur Verfügung. Sie sind zu einer Koinzidenzschaltung, zwei R-S-Flipflops FF 1 und FF 2 und einem Tor, zusammengeschaltet. Untersuchen wir nun anhand von Bild 3 die Folgen des durch die Starttaste Ta 1 gegebenen Startimpulses. Das FF 1 kippt um, der rechte Ausgang hat nun 1-Potential. Dieser Impuls öffnet das Tor für die Zählimpulse 100 Hz, die über einen Trimmer R 1 aus einer Brückenschaltung von Dioden stammen. Am Ausgang des Tores liegt nun die Zählfrequenz 100 Hz, deren erster Impuls das FF 2 umschaltet, so daß der Belichtungsvorgang eingeleitet wird. Gleichzeitig beginnen die Teiler und Zähler zu arbeiten, da der linke Ausgang des FF 1 die Rückstell-(Reset-)Eingänge der Zähler freigeben. Beim 36. Zählimpuls am 1-Hz-Ausgang des zweiten Teilers (Beispiel in Bild 3) liegt sowohl am Mittenkontakt von S 1, als auch am Mittenkontakt von S 2 *gleichzeitig* Nullpotential, an den Ausgängen der Inverter also 1-Potential. Das nachgeschaltete NAND-Gatter liefert also beim Erreichen der Zahl 36 einen Nullimpuls. Dieser läßt das FF 1 umkippen, der linke Ausgang springt auf 1, wodurch alle vier Teiler auf 0 gesetzt werden. Gleichzeitig springt der rechte Ausgang von FF 1 auf 0, wodurch das Tor gesperrt wird und FF 2 umkippt, so daß der Belichtungsvorgang beendet wird. Durch Ta 2 kann vorzeitig ein Stop-Impuls per Hand gegeben werden. Die Verdrahtung der Logik zeigt *Bild 4*, während *Bild 5* die praktische Ausführung im Foto von der Rückseite her zeigt.

Wie in Bild 3 dargestellt, wird der Belichtungsimpuls vom Ausgang von FF 2 über den Widerstand von 1 kΩ auf die Basis eines Transistors geleitet. Dieser schaltet ein Relais, das hier als Treiberrelais für ein stärker belastbares gedacht ist. Sowohl der Transistor als auch das Relais können nach eigenem Bedarf abgeändert werden. Bewährt hat sich im Kollektorkreis das Relais Trls 162 b TBv 65417/135 g, 185 Ω, von Siemens; dieses Relais kann die Vergrößerungslampe direkt schalten. Der Transformator Tr 2 ist in seinen Daten unkritisch, er muß nur eine von den anderen Stromkreisen getrennte Wechselspannung von mindestens 4 V zur Verfügung stellen, was im einfachsten Falle durch eine zweite Sekundärwicklung des Transformators Tr 1 im Netzteil erreicht werden kann. Im Muster wurde ein Miniaturübertrager 1 : 4,5

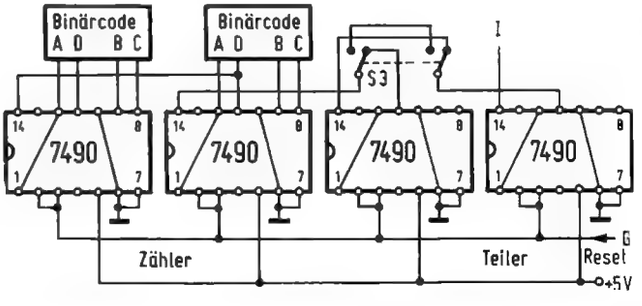


Bild 2. Verdrahtung der Teiler und Zähler

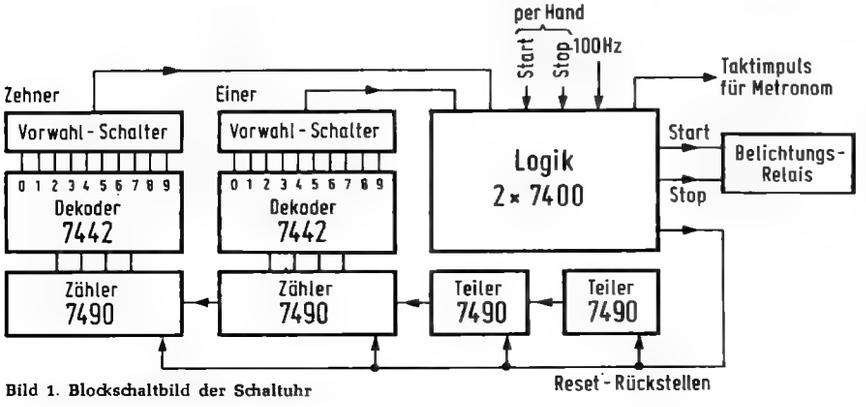


Bild 1. Blockschaltbild der Schaltuhr

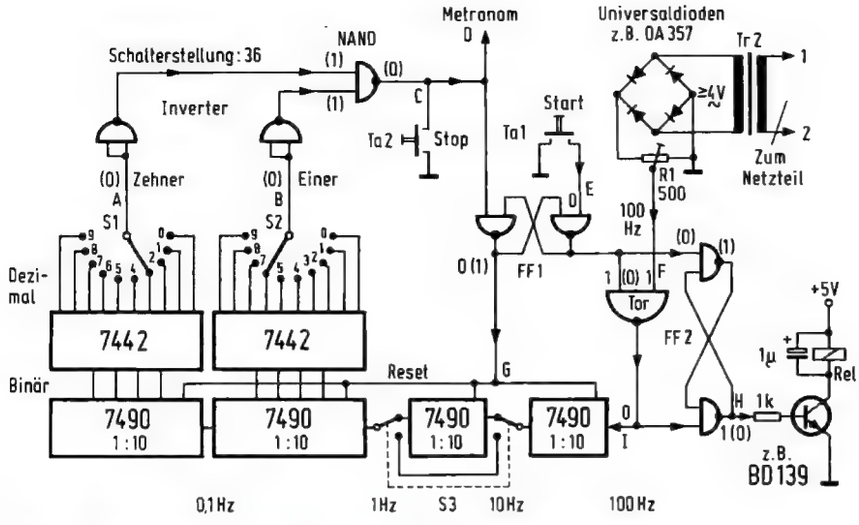


Bild 3. Vollständiges Schaltbild der Schaltuhr

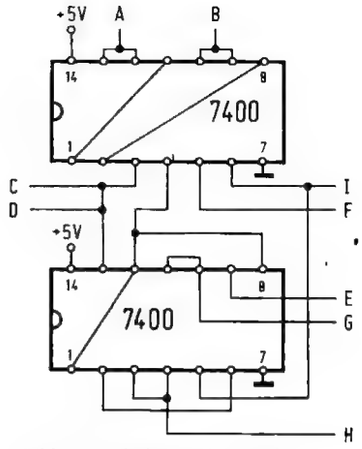


Bild 4. Verdrahtung der Logik

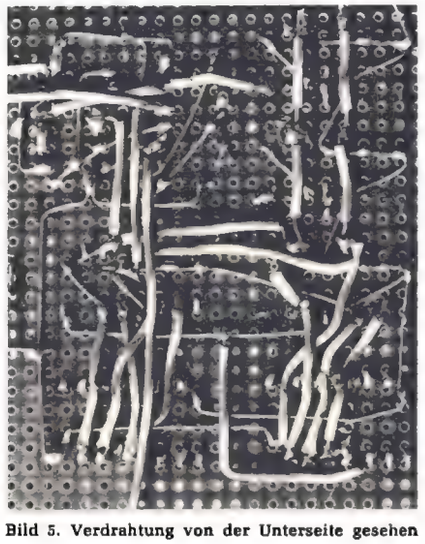
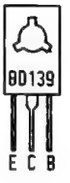
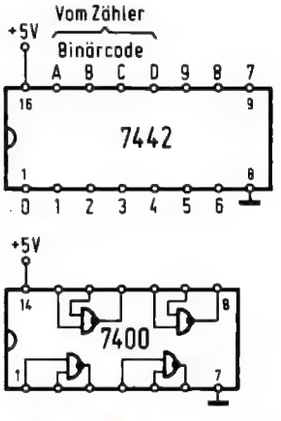


Bild 5. Verdrahtung von der Unterseite gesehen

Bild 7. ▶
Anschlußbilder der TTL-Schaltungen 7442 und 7400, sowie des Transistors BD 139





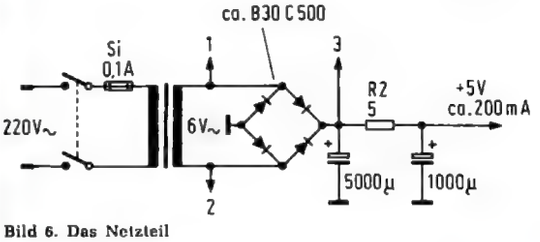


Bild 6. Das Netzteil

verwendet, der gerade vorhanden war. Mit dem Trimmer R 1 wird eine pulsierende Gleichspannung eingestellt, die den ersten Teiler zuverlässig schaltet. Eine Formung der pulsierenden Gleichspannung in Rechteckimpulse durch einen Schmitt-Trigger erwies sich als nicht erforderlich. Das Netzteil *(Bild 6)* zeigt keine Besonderheiten; der Widerstand R 2 wird so bemessen, daß bei Belastung am Ausgang 5 V ± 5 % zur Verfügung stehen. R 2 sollte mit mindestens 1 W belastet werden können.

Bild 7 zeigt die wichtigsten Anschlußbilder. Insbesondere ist darauf zu achten, daß die BCD-Ausgänge des 7490 mit den BCD-Eingängen des 7442 in der Reihenfolge nicht übereinstimmen.

Praktische Ausführung

Bild 4 zeigt die Verdrahtung der Logik von der Beschriftung der integrierten Bauteile her gesehen. Die Buchstaben am Rand beziehen sich auf die entsprechenden Bezeichnungen in Bild 3. Für den Aufbau wurde eine unkaschierte, gelochte Pertinaxplatte mit 2,5-mm-Raster verwendet. Die Fassungen für die integrierten Schaltungen wurden in die Löcher gesteckt und einige Anschlußfahnen auf der Rückseite umgebogen. Auf dieser Seite erfolgte dann die Verdrahtung mit unisoliertem, bei Überschneidungen isoliertem Schaltdraht, wie es aus Bild 5 ersichtlich ist. Die Anschlußdrähte für die Schalter und Taster wurden durch die Rasterlöcher auf der Oberseite herausgeführt. Dieses zeigt *Bild 8*. Das Mustergerät wurde in ein Gehäuse nach *Bild 9* gebaut. Zur Beschriftung eignen sich Abriebbuchstaben, wie sie in Papiergeschäften erhältlich sind. Der Schalter rechts unten überbrückt die Relaiskontakte und dient zum zeitunabhängigen Einschalten der Vergrößerungslampe.

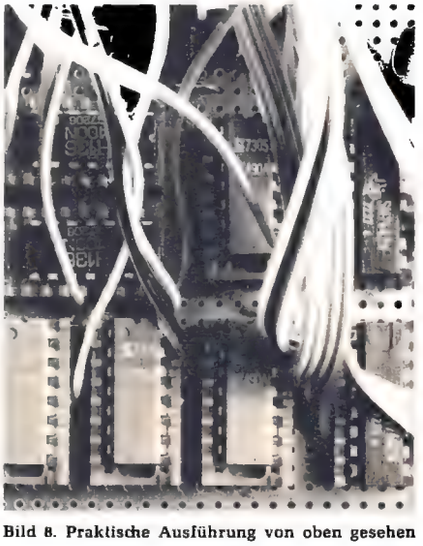
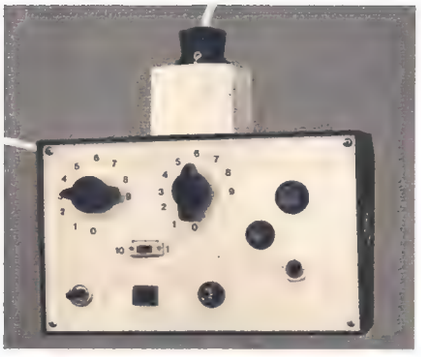


Bild 8. Praktische Ausführung von oben gesehen

Der Metronomzusatz

Bild 10 zeigt nun den Metronomzusatz. Wenn nämlich dafür gesorgt wird, daß die Starttaste gedrückt bleibt bzw. kurzgeschlossen wird – was Schalter S 4 bewirkt –, so läuft der oben beschriebene Vorgang periodisch ab. Nach Erreichen der vorgewählten Zahl werden alle Teiler und Zähler auf Null zurückgestellt, und mit dem nächsten Impuls wird erneut mit dem Zählen begonnen. Der Rücksetzimpuls kann also als Taktimpuls für ein Metronom dienen. Allerdings genügt es nicht, diesen Impuls zu verstärken und einem Lautsprecher zuzuführen; seine Impulsdauer ist so kurz, daß man ihn nicht hören würde. Der linke Teil von Bild 10 zeigt daher ein Monoflop, eine Impulsverzögerungsschaltung, die den Impuls so weit verbreitert, daß er ein kräftiges Knackge-



◀ Bild 9. Das fertige Gerät

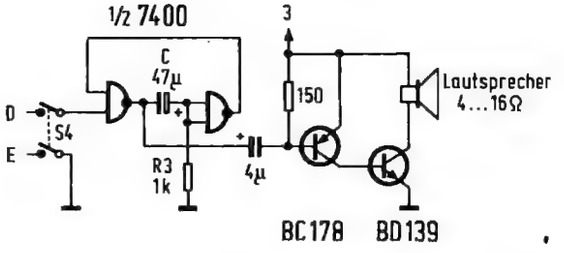


Bild 10. ▶ Zusatzschaltung für Metronombetrieb

räusch im Lautsprecher verursacht. Mit R 3 und C kann die Impulsbreite und damit der Klang des Knackgeräusches beeinflußt werden. Der Lautsprecher wird seitlich am Gerät über eine fünfpolige Steckverbindung angeschlossen. Gleichzeitig mit dem Einstecken kann so der Schalter S 4 geschlossen werden, wenn auf der Lautsprecherseite die entsprechenden Kontakte kurzgeschlossen sind.

Weitere Anwendungen

a) Der Zählimpuls braucht nicht periodisch eingegeben zu werden. Eine Lichtschranke kann Impulse liefern, so daß beim Durchzählen von Gegenständen auf einem Fließband nach Erreichen einer bestimmten, einstellbaren Anzahl ein Impuls an einen Verpackungsautomaten abgegeben werden kann.

b) Wird die Taktfrequenz auf etwa 10 kHz erhöht und die Schalter S 1 und S 2 auf einem elften, freien Kontakt gehalten, so kann man mit einer Lichtschranke, die das Tor öffnet, Verschlußzeiten von Kameras bestimmen. Als Anzeige genügen zwei Lämpchen, die über einen Treibertransistor vom 1-Impuls hinter den beiden Invertern geschaltet werden. Werden die Schalter nun nacheinander von Kontakt zu Kontakt durchgedreht, so leuchtet zunächst bei einer bestimmten Stellung des einen Schalters das eine Lämpchen, und bei unterbrochener Reset-Leitung bei einer bestimmten Stellung des anderen Schalters das andere Lämpchen ebenfalls auf. Die Schalterstellung von S 1 und S 2 bei leuchtenden Lämpchen zeigt nun die Anzahl der durchgelassenen Impulse und somit die Verschlußzeit an, wenn die Impulsfrequenz genormt ist. Wenn hierbei die Reset-Leitung nicht unterbrochen wird, so genügt zur zweistelligen Anzeige nur ein Lämpchen hinter dem Inverter eines Schalters: Wenn dieser dann durchgedreht wird, so leuchtet das Lämpchen, wie beschrieben, auf. Wird nun der zweite Schalter durchgedreht, so erlischt das Lämpchen wieder, da bei der richtigen Schalterstellung alle Zähler wieder zurückgesetzt werden. Nun zeigt also das wieder erloschene Lämpchen die richtige zweistellige Anzahl der Impulse an.

c) Wird die Zählerstellung durch zwei weitere Decoder/Treiber und Anzeigeröhren oder dergleichen direkt ablesbar gemacht, so kann die Schaltung als Lottozahlengenerator oder elektronischer Würfel mit einstellbarer Augenzahl verwendet werden. Hierbei empfiehlt sich ein Multivibrator höherer Frequenz als Impulsgeber. Die Impulse werden über einen Taster eingegeben und die Schaltung in „Metronomstellung" betrieben.

d) Die vorgeschlagene Schaltung läßt sich ferner recht einfach als genormter Impulsgeber für die Zeitrafferfotografie einsetzen (siehe hierzu auch FUNKSCHAU 1973, Heft 19, S. 739).

Literatur

[1] FUNKSCHAU 1973, Heft 2, Seite 47 ff.
[2] FUNKSCHAU 1971, Heft 17, Seite 567.
[3] FUNKSCHAU 1973, Heft 11, Seite 405.

Martin Kasztantowicz

GaAsP-Dioden in Hf-Anwendungen

Die Verwendung von GaAsP-Leuchtdioden (LED) als Anzeigeelement in Logikschaltungen ist dank stark gesunkener Kosten auch für den Hobby-Elektroniker fast eine Selbstverständlichkeit geworden. Wegen der relativ hohen Sperrschichtkapazität dieser Dioden (≈100 pF) stößt ihre Anwendbarkeit bei höheren Frequenzen auf Schwierigkeiten. Durch besondere Schaltungsmaßnahmen lassen sich LED's jedoch auf einfache Weise als Hf-Indikatoren bis zu Frequenzen über 150 MHz verwenden, so zum Beispiel in 2-m-Sendern. Um einen möglichst großen Wirkungsgrad zu erreichen und die Hf-Stufe leistungsmäßig wenig zu belasten, bietet es sich an durch Parallelschaltung mit einer Induktivität einen Schwingkreis zu bilden, der mit einer kleinen Koppelkapazität z. B. an eine Leistungs-Endstufe angeschlossen werden kann *(Bild 1)*. Bei einem 2-m-Sender geschieht das, wie abgebildet, zweckmäßigerweise vor dem oft vorhandenen Pi-Filter, aber auch die kapazitive Ankoppelung an einen Ausgangsschwingkreis ist möglich *(Bild 2)*.

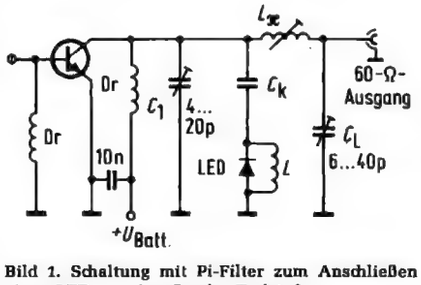


Bild 1. Schaltung mit Pi-Filter zum Anschließen einer LED an eine Sender-Endstufe

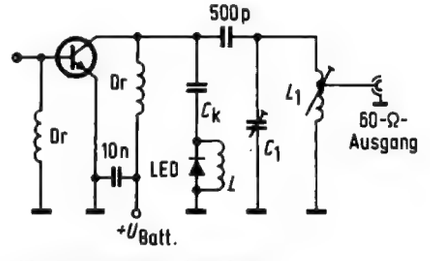


Bild 2. Kapazitive Ankopplung

Zu beachten ist, daß sich durch die Anzeigeschaltung die Eingangskapazität des Pi-Filters bzw. die Kollektorkreiskapazität erhöht, was durch C 1 auszugleichen ist. Die Größe der Induktivität L muß empirisch ermittelt werden, da die Diodenkapazität stark aussteuerungsabhängig ist. Bei der Diode RL 4484 kann L aus einer einzigen Schlaufe der möglichst vergoldeten Anschlußdrähte bestehen für Frequenzen oberhalb etwa 60 MHz *(Bild 3)*. Die Ankoppelung muß so nahe wie möglich an der Drahtaustrittsöffnung erfolgen und auf möglichst kurzem Wege mit der Hf-Endstufe verbunden werden.

Zum Ermitteln des für die jeweilige Frequenz benötigten Schlaufendurchmessers hat es sich bewährt, im 2-m-Band eine Koppelkapazität von etwa

8 pF und einen Schlaufendurchmesser von zunächst 20 mm vorzusehen, der durch Verschieben eines Kurzschlußdrähtchens und mehrmaligem Kürzen der Anschlußdrähte auf den richtigen Wert gebracht wird. Ein veränderter Wert für C_k ändert die Ansprechempfindlichkeit, die Drahtschleife muß aber neu getrimmt werden. Je nach Diodentyp und Kopplungsgrad läßt sich sogar eine Art Triggereffekt erreichen, so daß die Diode erst bei einer bestimmten Hf-Spannung sprungweise aufleuchtet, darüber hinaus ihre Helligkeit kaum noch verändert und erst wieder bei einer niedrigeren Spannung verlöscht.

Die Anwendung von Leuchtdioden als Funktionsanzeige von Sender-Endstufen dürfte besonders für mobile Stationen mit einer Hf-Leistung über 400 mW interessant sein, die kein Outputmeter besitzen. Auch für batteriebetriebene Handfunksprechgeräte kann sich die Hf-Anzeige lohnen, wenn es leistungsmäßig möglich ist, die zum Betrieb der Diode nötige geringe Leistung von 10 bis 40 mW zu opfern.

Da die angegebene Schaltung mit wenigen Bauelementen auskommt, ist

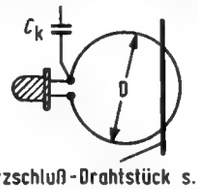


Bild 3. Praktische Ausführung der Ankopplung

auch ein Einbau in fertige Funksprechgeräte mit gedrängtem Aufbau ohne Änderungen an der Platine möglich. Die postalischen Bestimmungen sind bei solchen Umbauten selbstverständlich zu beachten.

Wolfgang Enz

Integrierendes Digitalmultimeter

2. Teil

Im zweiten und letzten Teil der Bauanleitung für ein integrierendes Digitalmultimeter beschreibt der Autor neben einigen Gerätefunktionen auch den Abgleich des Geräts.

Der Widerstands-Spannungsumsetzer

In *Bild 6* ist der Widerstands-Spannungskonverter (R-U-Konverter) dargestellt. Seine Aufgabe ist es, eine einem unbekannten Widerstand R_x direkt proportionale, positive Spannung zu erzeugen, die dann im Spannungsgrundmeßbereich gemessen wird. *Bild 7* zeigt das Prinzip. Im Gegenkoppelzweig eines invertierenden Verstärkers liegt der unbekannte Widerstand R_x, der sich über die allgemeine Gleichung eines nahezu idealen invertierenden Verstärkers ausdrücken läßt als:

$$R_x = \frac{R_{ref}}{U_{ref}} U_a \qquad (15)$$

Für den Meßstrom I erhält man:

$$I = \frac{U_a}{R_x} = \frac{U_{ref}}{R_{ref}} \qquad (16)$$

Tabelle 2 gibt Auskunft über die Festlegung der Bestimmungsgrößen im Mustergerät.

Tabelle 2.
Festlegung der Bestimmungsgrößen

Meßbereich	Meßstrom I	U_a	R_{ref}	U_{ref}
I 200 Ω	1 mA	200 mV	1 kΩ	1 V
II 2 kΩ	0,1 mA	200 mV	10 kΩ	1 V
III 20 kΩ	10 µA	200 mV	100 kΩ	1 V
IV 200 kΩ	1 µA	200 mV	1 MΩ	1 V
V 2 MΩ	1 µA	2 V	1 MΩ	1 V
VI 20 MΩ	0,1 uA	2 V	10 MΩ	1 V

In den Meßbereichen V und VI muß dem R-U-Konverter noch ein Teiler 1:10 nachgeschaltet werden, um U_a im Spannungsgrundmeßbereich 200 mV messen zu können. Die Referenzspannung wird wie in Bild 4 durch die Z-Diode D 7 in Verbindung mit T 16 und P 10 gebildet, und $U_{ref} = -1$ V kann über die Trennstufe mit der IS 8 an P 9 abgegriffen werden. Der FET-OP-Verstärker IS 9 stellt den eigentlichen R-U-Konverter dar, dessen Nullabgleich bei $R_x = 0$ (Kurzschluß an den Ω-Meßklemmen) mit P 12 grob und mit P 11 fein erfolgt. Wegen der in den Meßbereichen V und VI auftretenden verschwindend kleinen Meßströme eignet sich für die IS 9 nur ein OP-Verstärker mit sehr kleinem Offsetstrom und sehr kleinem Eingangsstrom (ICL 8007 C: $I_o = 0{,}5$ pA, $I_e = 3$ pA).

Allgemein läßt sich der größtmögliche absolute Fehler bei Einsatz eines mit I_0 und U_0 behafteten OP-Verstärkers darstellen als:

$$|F| = \frac{U_0}{U_{ref}} (R_{ref}/R_x + R_x/R_{ref})$$

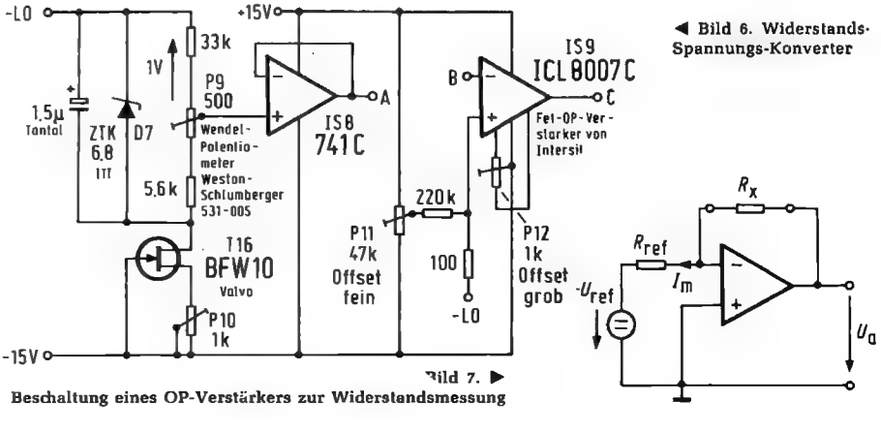
$$100\,\% + \frac{I_0 R_{x\,max}}{U_{ref}} 100\,\% \qquad (17)$$

Nach Abgleich ($U_0 = 0$) würde sich z. B. für den OP-Verstärker 741 C im Bereich V ein Fehler von $|F| = 4\,\%$ ergeben, während er mit dem ICL 8007 C nur $1 \cdot 10^{-4}\,\%$ betragen würde. Leider ist der Anschaffungspreis von FET-OP-Verstärkern mit etwa 30 DM immer noch relativ hoch, so daß es vielleicht günstiger ist, einen Standard-OP-Verstärker mit vorgeschaltetem FET-Pärchen zu verwenden [15, 5].

Der Eingangsteiler

Bedauerlicherweise scheitert der Selbstbau von hochwertigen Multimetern sehr oft an der Beschaffung der Umschalter und vor allem an der Beschaffung und am Preis von Präzisionsmeßwiderständen, die, um den Teilerfehler gering zu halten, eine Toleranz von 0,1 % haben müßten. Die Firma RCA z. B. bietet unter der Bezeichnung FN 207 eine Präzisions-Dünnfilm-Widerstandskombination an, speziell für die Bereichswahl in Digital-Voltmetern und analogen Meßgeräten, die aber für viele Hobby-Elektroniker unerschwinglich bleibt. Auch 0,1-%ige Meßwiderstände sind stets teure Sonderanfertigungen. Eine Lösung ist dann, wie es auch im Mustergerät erfolgte, 1-%ige Meßwiderstände mittels eines Digitalohmmeters auf den kleinsten Teilerfehler auszusuchen.

Bild 8 zeigt die Schaltung des Eingangsteilers. Als Bereichswahlschalter wurden zwei japanische Miniaturdreh-



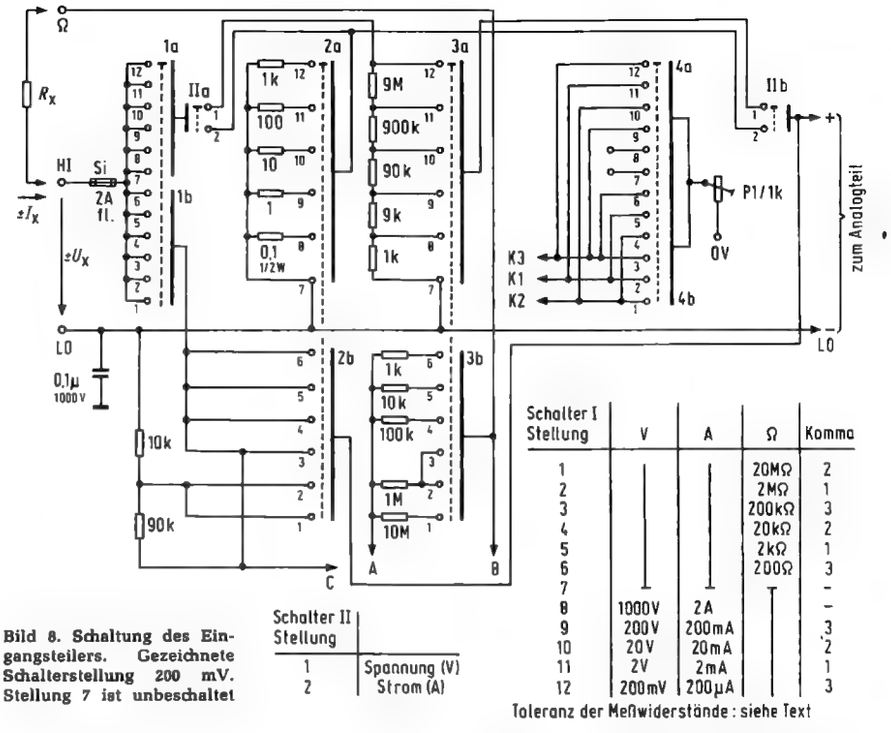
◀ Bild 6. Widerstands-Spannungs-Konverter

Bild 7. ▶
Beschaltung eines OP-Verstärkers zur Widerstandsmessung

schalter (TMS, Model SRE, Microrotary Switch) verwendet. Schalter I hatte ursprünglich 12 Schaltstellungen und 4 Ebenen mit je einem Kontakt. Um ihn für den Eingangsteiler verwendbar zu machen, wurde die durchgehende Schleiferbahn jeder Ebene zwischen der 6. und 7. Schalterstellung aufgetrennt. Schalter II brauchte nicht geändert zu werden. Die Strommessung wird auf eine Spannungsmessung zurückgeführt, indem man den Spannungsabfall, den der unbekannte Strom an einem bekannten Widerstand hervorruft, im Spannungsgrundbereich mißt. Der 0,1-Ω-Widerstand im 2-A-Bereich wurde aus einem Stück Konstantandraht hergestellt.

Schaltet man den Ω-Bereich ein, zeigt das Gerät den Überlauf an, da bei fehlendem R_X am Ausgang der IS 9 etwa 14 V anliegen. Die bei der Messung R_X anliegende Spannung darf maximal ± 15 V betragen. Auf Schutzmaßnahmen wurde hier verzichtet, da R_X zur Messung ohnehin aus der Schaltung entfernt werden sollte, um den Meßwert durch eventuell parallel geschaltete Widerstände nicht zu verfälschen.

Der Meßeingang ist schwebend, d. h. daß er nicht mit der Betriebsspannung oder der Netzerde verkoppelt ist. Um Brummeinstreuungen, vor allem in den empfindlichen Bereichen, zu unterdrükken, hat es sich als vorteilhaft erwiesen, den Eingang gut abzuschirmen und die Nullklemme L0 über einen Kondensator von 0,1 µF mit der Geräteerde zu verbinden.



Schalter II Stellung	Spannung (V) Strom (A)
1	
2	

Schalter I Stellung	V	A	Ω	Komma
1			20MΩ	2
2			2MΩ	1
3			200kΩ	3
4			20kΩ	2
5			2kΩ	1
6			200Ω	3
7				–
8	1000V	2A		–
9	200V	200mA		3
10	20V	20mA		2
11	2V	2mA		1
12	200mV	200µA		3

Toleranz der Meßwiderstände: siehe Text

Bild 8. Schaltung des Eingangsteilers. Gezeichnete Schalterstellung 200 mV. Stellung 7 ist unbeschaltet

Das Netzteil

Das Netzteil weist keine Besonderheiten auf. Da außerdem ausreichend Literatur existiert, folgt nur eine kurze Beschreibung. *Bild 9* zeigt die Gesamtschaltung. Zwei extrem flache und somit für einen kompakten Aufbau gut geeignete Kartentrafos liefern die gewünschten sekundären Wechselspannungen, die nach Gleichrichtung und Siebung auf die verschiedenen Spannungsregler geschaltet werden. Anstelle des weniger bekannten Spannungsreglers MFC 6030 A der Firma Motorola kann auch der bekannte Regler 723 verwendet werden. Zur Erzeugung der ± 15-V-Spannung dient ein aktiver Spannungsteiler, gebildet aus der IS 14 und den beiden 10-kΩ-Widerständen.

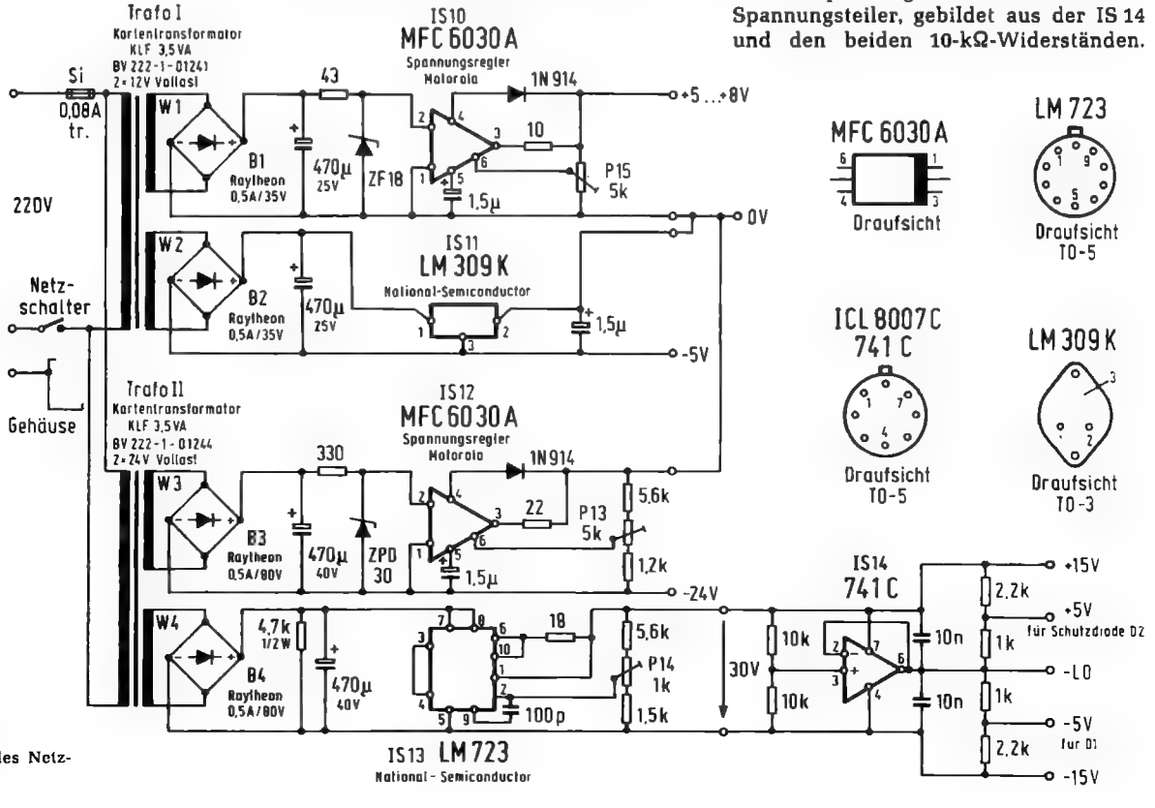


Bild 9. Schaltung des Netzteiles

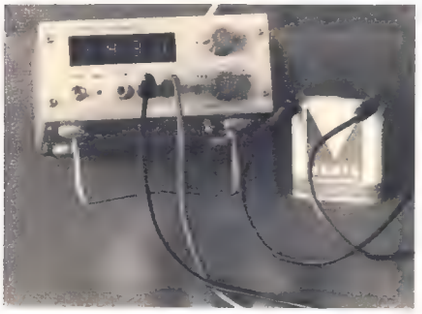


Bild 10. Vorderansicht des Mustergerätes

Da das Mittenpotential der ± 15 V nicht mit dem Nullpotential der restlichen Spannungen verbunden sein darf, mußte eine getrennte Wicklung (w4) benutzt werden.

Elektronischer und mechanischer Aufbau

Da es für die meisten Hobby-Elektroniker sehr schwierig ist, doppelt kaschierte Leiterplatten, wie sie für den Anzeigeteil, den Analog- und Digitalteil im Mustergerät verwendet wurden, selbst herzustellen, soll auf eine Wiedergabe verzichtet werden.

Der gedrängte Aufbau selbst erfordert ein großes Maß an Sorgfalt und Genauigkeit. *Bild 10* zeigt die Vorderansicht des Mustergerätes und *Bild 11* die Draufsicht. Links oben ist der V-A-Umschalter zu erkennen, rechts daneben die auf Abstandhalter montierten Fassungen für die Minitrons. Den meisten Raum nimmt die Platine für Analog- und Digitalteil ein, dahinter befindet sich der Netzstecker mit dem Stromversorgungsteil. *Bild 12* zeigt das Gerät von unten. Man sieht den Bereichsumschalter, die darunter liegenden abgeschirmten Meßbuchsen, daneben die Steckleiste für die Anzeigeplatine. Meßwiderstände und R-U-Wandler sind hier noch auf einer Lochrasterplatte angeordnet. Da die Einheit später um die Meßwiderstände für Wechselspannungsmessung erweitert werden soll, wurde noch keine Platine angefertigt. Ganz rechts sind die beiden Kartentrafos mit den Gleichrichtern montiert. In den Gehäuseboden sollte an dieser Stelle ein Gitter zur besseren Wärmeableitung eingesetzt werden. In *Bild 13* wurde die Lochrasterplatte hochgeklappt, und man erkennt die rückseitige Leiterbahnführung der Analog- und Digitalplatine. Das gesamte Gerät ist auf einem stabilen Rahmen montiert, der leicht in das Gehäuse eingeschoben werden kann.

Inbetriebnahme und Abgleich

Zunächst sind die Versorgungsspannungen auf die angegebenen Werte einzustellen: (gemessen mit Vielfachinstrument gegen 0 V)

1. mit P 15 auf etwa + 5 V bis + 8 V,
2. mit P 13 auf − 24 V ± 1 V,
3. mit P 14 auf ± 15 V (gemessen gegen − LO).

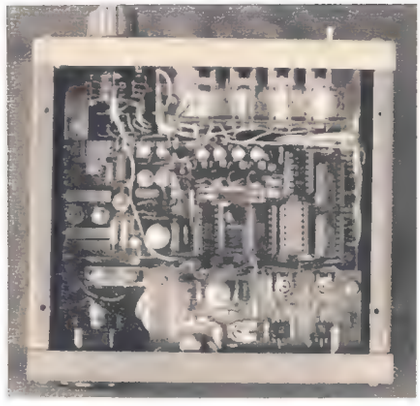


Bild 11. Blick auf das Mustergerät

Bild 12. Das Gerät von unten

Dann alle übrigen Trimmer auf Mittelstellung, lediglich P 1 und P 8 auf maximalen Widerstandswert. 200-mV-Bereich einschalten, Betriebsspannung anklemmen und Gerät einschalten. Die Anzeige muß jetzt aufleuchten und irgendeinen Wert anzeigen. Folgende Einstellungen bezüglich der Anzeige und des Digitalteils sind vorzunehmen:

4. mit P 15 gewünschte Ziffernhelligkeit,
5. mit P 8 Helligkeit des senkrechten Polaritätsbalkens,
6. mit P 7 Helligkeit des waagerechten Balkens,
7. mit P 1 Helligkeit der Kommaanzeige.

Im Analogteil sind folgende Einstellungen erforderlich:

8. mit P 4 Drainstrom von T 4 auf etwa 5 mA (Vielfachinstrument),
9. mit P 5 auf $U_r \approx 204{,}6$ mV (Grobabgleich),
10. mit P 6 auf $U_r = 204{,}6$ mV (Feinabgleich),
11. Überprüfen, ob $+ U_r = - U_r$.

Die Punkte 9., 10. und 11. sollten zur Erzielung größter Genauigkeit mittels eines Digitalvoltmeters der Klasse 0,1 vorgenommen werden. Vielfachinstrumente sind wegen ihrer Ungenauigkeit hier nicht verwendbar.

12. mit P 3 Drainstrom von T 3 auf etwa 250 µA,

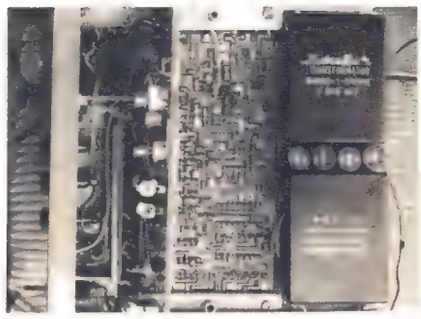


Bild 13. Leiterbahnführung der Analog- und Digitalplatine

13. mit P 2 Nullpunktabgleich nach Einlauf (etwa 5 min).

P 2 sollte von außen bedienbar sein, um jederzeit einen eventuell verschobenen Nullpunkt korrigieren zu können. Im Widerstands-Spannungs-Konverter sind folgende Einstellungen erforderlich:

14. mit P 10 Drainstrom von T 16 auf etwa 5 mA (Vielfachinstrument),
15. mit P 9 $U_{ref} = 1{,}000$ V einstellen (Digitalvoltmeter).

Widerstandsmeßbereich 200 kΩ einschalten und Widerstandsmeßklemmen kurzschließen:

16. mit P 12 Anzeige auf ungefähr „000,0" (Grobabgleich),
17. mit P 11 Anzeige auf genau „000,0" (Feinabgleich).

Die Abgleichpunkte 9, 10, 11, 13 und 15 sollten besonders sorgfältig, eventuell mehrmals nacheinander abgeglichen werden, da nur durch sie die Genauigkeit des Gerätes bestimmt wird.

Literatur

[1] Valvobrief 6. 4. 72: Digitalvoltmeter mit MOS-Schaltungen.
[2] Datenblätter FEY 101 B und FEJ 271 B.
[3] *Balder, J. C.* und *Kramer, C.*: Analog-to-digital conversion by means of delta modulation. IEEE Transactions of the space electroni and telemetry group, Vol. SET 10, No. 3, Sept. 1964, pp. 87–90.
[4] *Tafel, H. J.*: Einführung in die digitale Datenverarbeitung, C. Hanser Verlag, München, 1971.
[5] National Semiconductors Corporation: Linear Applications Handbook, Jan. 1972.
[6] Fairchild Semiconductors: The Linear Integrated Circuits Data Catalog, Feb. 1973.
[7] ITT: Halbleiterbauelementekatalog 1973/74.
[8] ITT: MOS-LSI-IC-Satz SAH 161, SAH 171, SAH 181 zur Bestückung von Digitalvoltmetern. MAC 6252-16-2D, Juli 1971.
[9] Teledyne Philbrick: Product Guide 1972.
[10] Alfred Neye – Enatechnik: Datenblatt zu: Präzisions-Dünnfilm-Widerstandskombination FN 207.
[11] Analog Devices: Product Guide 1973.
[12] Fairchild Semiconductors: Datenblatt: 3814 Digital Logic Array.
[13] *Herzog, R.*: Digitalmeter, FUNKSCHAU 1970, Heft 3, S. 65 ff., Heft 4, S. 117 ff.
[14] *Evans, A. J.*: Dual polarity digital Voltmeter, Wireless World, Oct. 1973, pp. 470...476 und Nov. 1973, pp. 535...539.
[15] *Laughlin, J. R.*: Increasing voltmeter input impedance to 10^{12} ohms, Electronics, Dec. 1973, Heft 6, S. 133...134. Weiterhin s. auch [5].
[16] Datenblatt der Firma Intersil: ICL 8007 FET-OP-Verstärker mit niedrigem Eingangsstrom.

Ing. Günther Peltz

Langzeitgeber mit „Zeitvervielfacher"

1. Teil

Nach einer Betrachtung über die Grenzen und Nachteile von Langzeitschaltungen mit einfacher Kondensatorumladung wird das Prinzip der „Zeitvervielfachung" mit dem integrierten Frequenzteiler SAJ 110 von Intermetall näher erläutert. Als praktische Beispiele dafür werden ein vielseitiger Langzeitgeber für Zeiten bis 12 bzw. 24 Stunden und ein 30-Minuten-Zeitschalter für die Heckscheibenheizung im Kraftfahrzeug beschrieben.

Elektronische Zeitgeberschaltungen haben einen weiten Anwendungsbereich. Sie können zum Beispiel dazu dienen, einen zur Zeit $t_0 = 0$ erteilten Steuerbefehl nach der Zeit t weiterzugeben, und sie haben dann die Wirkung eines anzug- oder abfallverzögerten Relais. Weiterhin läßt sich durch den Steuerbefehl ein Vorgang einleiten, der nach Ablauf der eingestellten Zeit selbständig endet. Ein repetierender Zeitgeber kann einen Vorgang in vorbestimmten Intervallen automatisch ablaufen lassen.

Für relativ kurze Zeiten und mittlere Genauigkeit werden meist Kondensatorladeschaltungen verwendet, für hohe

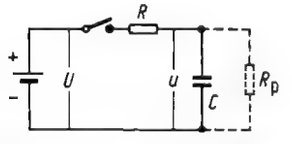


Bild 1. Kondensator-Ladeschaltung

Ansprüche kommen Vorwahlzähler mit einem Quarzoszillator oder der Netzfrequenz als Taktgeber in Betracht. [1]

Die in dieser Arbeit herausgestellten Schaltungen sind jedoch einem dritten Typ zuzuordnen. Sie bestehen aus einem Taktgeber mit einstellbarer Periodendauer, dessen Ausgangsimpulse einem Frequenzteiler mit festem Teilerverhältnis zugeführt werden. Dieser Frequenzteiler dient also als *Zeitvervielfacher*. Dadurch sind sehr lange Zeiten, im Extremfall über ein Jahr, bei mittlerer Genauigkeit einstellbar. Die eingestellten Zeiten lassen sich, je nach verwendetem Taktgeber, mit einer Genauigkeit von $\pm 10^{-3}...10^{-4}$ reproduzieren. Das System mit Zeitvervielfacher bietet aber auch bei kürzeren Zeiten, Größenordnung Minuten bis Stunden, gegenüber den einfachen Kondensatorladeschaltungen Vorteile.

Der Verfasser ist Mitarbeiter von ITT Intermetall, Freiburg.

Die Kondensatorladeschaltung und ihre Grenzen [2]

Wird ein Kondensator der Kapazität C über einen Widerstand R aus einer Stromquelle der Spannung U auf eine Spannung u aufgeladen *(Bild 1)*, so ist dazu die Zeit t erforderlich:

$$t = \tau \cdot \ln \frac{1}{1 - \frac{u}{U}}$$

Darin ist $\tau = R \cdot C$ die Zeitkonstante der RC-Schaltung. Um die Zeit t zu verändern, kann man den Widerstand R, den Kondensator C die Spannung u oder auch die Spannung U verändern. Die Gleichung gilt, solange der Isolationswiderstand des Kondensators groß gegenüber dem Ladewiderstand R ist. Anders ausgedrückt: Die Zeitkonstante des Kondensators, $\tau_c = R_p \cdot C$, muß groß gegenüber der Zeitkonstante der Ladeschaltung, $\tau = R \cdot C$, sein.

Bei manchen Kondensatoren geben die Hersteller den Isolationswiderstand R_p an, bei anderen die Zeitkonstante oder Isolationsgüte in Sekunden. Die Zeitkonstante τ_c ist diejenige Zeit, in der sich ein auf die Spannung U aufgeladener Kondensator über den eigenen Isolationswiderstand auf $\approx 0{,}37\,U$ entladen hat. Der Isolationswiderstand R_p ergibt sich aus

$$R_p = \frac{\tau_c}{C}$$

Handelsübliche Papier- und Metallpapierkondensatoren haben bei 20 °C eine Zeitkonstante von etwa 3000 s, Kunststoffolien-Kondensatoren (MKT) etwa 10 000 s. Nur teure Spezialkondensatoren haben höhere Zeitkonstanten.

Wenn die durch den Isolationswiderstand des Kondensators bewirkte Abweichung der wirklichen Ladezeit von der errechneten nicht zu groß sein soll, dürfen Zeitgeberschaltungen nach dem Prinzip der Kondensatorladung mit MP-Kondensatoren nur für Zeiten bis 300 s und mit MKT-Kondensatoren nur bis etwa 1000 s gebaut werden. Dabei sind bereits Fehler von 10 % möglich. Das gilt für Umgebungstemperaturen von ungefähr 0...+30 °C. Bei höherer Umgebungstemperatur wird der Isolationswiderstand und damit die Zeitkonstante wesentlich kleiner. Bei +60 °C beträgt die Zeitkonstante von MP- und MKT-Kondensatoren nur noch etwa $^1/_{10}$ des Wertes bei 20 °C.

Aluminium-Elektrolytkondensatoren haben einen erheblichen Reststrom, gleichbedeutend mit niedrigem Isolationswiderstand. Kapazität und Reststrom sind temperatur- und lagerzeitabhängig und haben große Fertigungstoleranzen. Steigender Reststrom kann zur Folge haben, daß bei Kondensatoraufladung die Schaltschwelle nicht erreicht wird, so daß die Ladezeit gegen unendlich geht. Besser ist es also, eine Kondensatorentladung zur Zeitfestlegung zu nutzen, dann kann sich die eingestellte Zeit durch den Reststrom nur verkürzen.

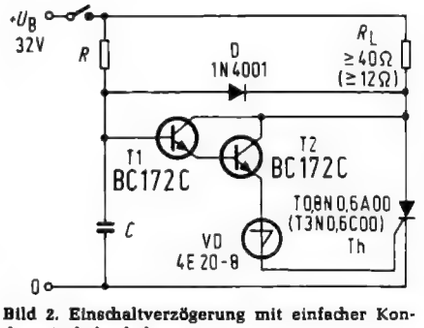


Bild 2. Einschaltverzögerung mit einfacher Kondensatorladeschaltung

Bei Tantal-Kondensatoren liegen die Verhältnisse günstiger, aber auch sie sind nur bei geringen Ansprüchen an die Reproduzierbarkeit für Zeitgeberschaltungen geeignet, wie folgendes Beispiel zeigt.

Rechenbeispiel einer Kondensatorladeschaltung als Einschaltverzögerung

Ein Kondensator-Zeitgeber bis etwa 1000 s benötigt keine spezielle integrierte Schaltung. Dies zeigt Durchrechnung einer Einschaltverzögerungsschaltung nach *Bild 2*. Um den Rechengang dieses Beispiels zu vereinfachen, ist das Verhältnis von Schaltspannung des Triggerkreises zu Versorgungsspannung zu etwa 0,63 gewählt, so daß die Zeitkonstante $R \cdot C = \tau$ etwa gleich der Verzögerungszeit ist. Die Triggerschaltung mit der Vierschichtdiode 4E20-8 von Intermetall und zwei Tran-

sistoren BC 173 C benötigt einen Schaltstrom I_S von etwa

$$I_S = \frac{I_{S\,VD}}{B_{T1} \cdot B_{T2}} = \frac{125\,\mu A}{30 \cdot 200} = 20\,nA$$

Daraus ergibt sich ein Höchstwert für den Ladewiderstand R von

$$R \leq \frac{U_B - U_S}{I_S} = \frac{32\,V - 21\,V}{20\,nA} = 500\,M\Omega$$

Unterhalb der Schaltschwelle (bei $U_s \cdot 7{,}75$) kann ein Sperrstrom I_F von

$$I_F = \frac{I_{FVD}}{B_{T1} \cdot B_{T2}} = \frac{15\,\mu A}{20 \cdot 100} = 7\,nA$$

fließen.

Soll der durch den Sperrstrom bedingte Fehler unter 3 % bleiben, verringert sich der zulässige Wert des Vorwiderstandes auf

$$R = \frac{(U_B - U_S) \cdot 3}{I_F \cdot 100} = \frac{(32\,V - 21\,V)}{7\,nA \cdot 100} \cdot 3 \approx$$

$$\approx 47\,M\Omega$$

Hat der Kondensator C dabei den für MKT-Ausführung handelsüblich größten Wert von 10 µF, so ergibt sich eine größte Zeitkonstante (gleich Verzögerungszeit) von $R \cdot C = 47\,M\Omega \cdot 10\,\mu F = 500\,s \approx 10\,min$. Dabei beträgt der durch den Isolationswiderstand des Kondensators bedingte mögliche Fehler nach Abschnitt 2 etwa 10 %, während die Triggerschaltung im ungünstigsten Fall nur 3 % beisteuert. Damit ist bewiesen, daß einfache Kondensatorladeschaltungen nur für Kurzzeitgeber geeignet sind, sobald eine gewisse Genauigkeit gefordert wird. Diese Tatsachen werden leider bei der Propagierung von Zeitgeberschaltungen nicht immer beachtet, so daß dann bei einem Nachbau Schwierigkeiten auftreten, speziell auch bei höherer Umgebungstemperatur. Aus diesem Grunde wird vorgeschlagen, für Zeitgeber nur Kondensatorladeschaltungen mit kleiner Zeitkonstante einzusetzen und für längere Zeiten diese, zum Beispiel in Form einer Kippschaltung, entsprechend oft repetieren zu lassen.

Das Prinzip der „Zeitvervielfachung"

Durch eine repetierende Kondensatorumladung, also eine Kippschaltung, mit relativ kurzer und evtl. einstellbarer Periodendauer und einem Frequenzteiler mit festem oder auch umschaltbarem Teilerverhältnis als Zeitvervielfacher lassen sich Zeitgeber für beliebig lange Zeiten realisieren. Dieses Prinzip wird anhand des Blockschaltbildes *Bild 3* näher erläutert. F1...Fn sind Flipflops (bistabile Multivibratoren), deren Ausgangsspannung jeweils von der positiven Flanke der Eingangsspannung umgeschaltet wird. Als Ausgangssituation wird angenommen, daß sich alle Flipflops F1...Fn in der Ruhelage *Ausgang Low* befinden. Wird jetzt die Starttaste kurzzeitig betätigt, so springen, ausgehend von F1, alle Flipflops sehr schnell hintereinander auf *Ausgang High*. Ist der Ausgang der Stufe Fn auf *High*, schaltet sie den Taktgeber ein, der die Flipflop-Kette ansteuert und nach $2^{(n-1)}$ Impulsen den Ausgang der letzten Stufe Fn wieder auf *Low* setzt.

An diesen Ausgang ist auch eine Schaltstufe angeschlossen, mit der ein beliebiger Vorgang nach einer vorgewählten Zeit gesteuert werden kann. Mit der Taste Stop können alle Ausgänge auf Low geschaltet und damit der Zeitablauf unterbrochen werden. Die Zeit t2, innerhalb welcher das letzte

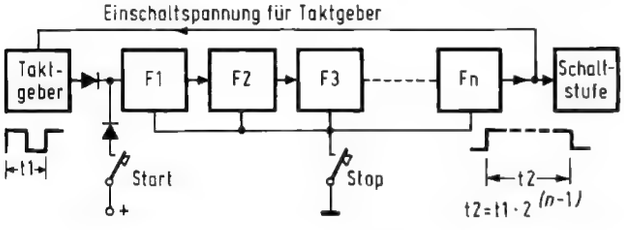


Bild 3. Blockschaltbild eines Zeitvervielfachers

Flipflop Fn auf *High* geschaltet hat, ergibt sich nach der Gleichung $t2 = t1 \times 2^{(n-1)}$. Dabei ist t1 die Periodendauer des Taktgebers. Mit einem Kipposzillator sind für Periodendauern unter zehn Sekunden ohne Schwierigkeiten Genauigkeiten von etwa 10^{-3} erreichbar, bei einem LC-Oszillator 10^{-4} [3, 4]. Mit ausgesuchten temperaturkonstanten Bauelementen lassen sich diese Werte noch um eine Größenordnung verbessern.

Der digitale Frequenzteiler als Zeitvervielfacher bewirkt, daß die relative Genauigkeit der Ausgangszeit t2 gleich der relativen Genauigkeit der Periodendauer t1 des Taktgebers ist.

Die erreichbaren Absolutwerte der Ausgangszeit t2 hängen jetzt nur noch von der Anzahl der Zeitverdopplerstufen F1...Fn ab. Zum Beispiel ergeben eine Periodendauer des Taktgebers von 10 s und 21 Zeitverdoppler, entsprechend drei integrierten Frequenzteilern SAJ 110, eine Ausgangszeit von etwa 2895 h, das sind rund vier Monate. Mit vier Bausteinen lassen sich sogar so unwahrscheinliche Zeitvorgaben wie etwa 40 (vierzig!) Jahre bei Taktzeiten unter 10 s (mit der angegebenen Genauigkeit) einstellen. Dafür gibt es zwar kaum eine sinnvolle Anwendung, aber möglich ist sie; denn ein großer Vorteil des Zeitvervielfachers ist, daß man für die Eichung nicht den ganzen Zeitablauf abzuwarten braucht, sondern von der Periodendauer des Taktgebers aus exakt hochrechnen kann.

Ein universeller Zeitgeber für 1 (2) s...12 (24) h

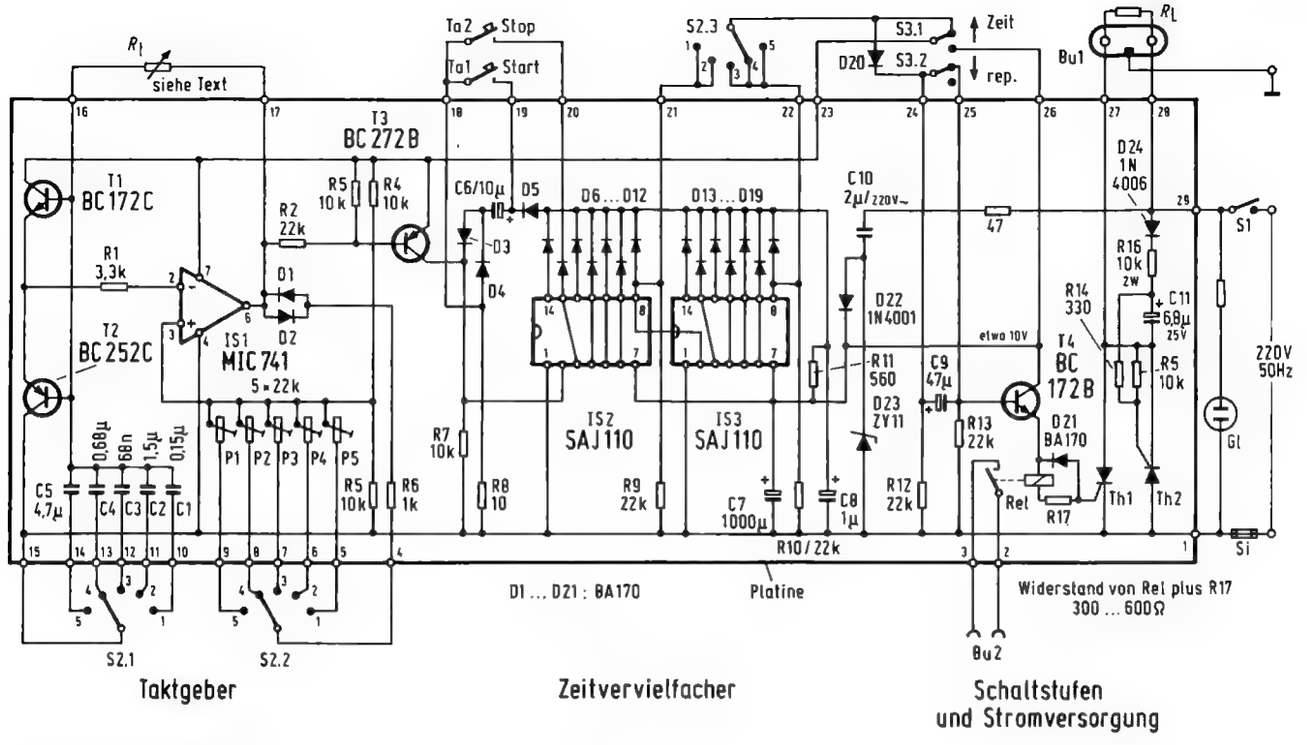
In *Bild 4* ist die Gesamtschaltung eines universellen Zeitgebers für Netzanschluß gezeigt, der nach dem beschriebenen Prinzip der Zeitvervielfachung arbeitet. Er ist für Zeiten von 1 s bis 12 h ausgelegt oder repetierend für Intervalle von 2 s bis 24 h. Die repetierende Betriebsart ist unter anderem für die Kamera- und Beleuchtungssteuerung bei Zeitrafferfilmen geeignet [5].

Der Zeitgeber besteht aus einem rückgekoppelten Schmitt-Trigger mit dem Operationsverstärker MIC 741 (IS 1) als Taktgeber, aus zwei integrierten Frequenzteilern SAJ 110 (IS2 und IS3) als Zeitvervielfacher, aus je einer Schaltstufe mit dem Relais Rel 1 und den Thyristoren Th1, Th2 vom Typ T0,8N4AOO (oder für höhere Leistung T3N4COO) sowie aus einem Netzteil mit kapazitiver Spannungsreduktion. Im folgenden wird die Arbeitsweise der Schaltung dem Signalweg entsprechend stufenweise erläutert.

Der Taktgeber

Wie erläutert, ist der Taktgeber als eigentliche zeitbestimmende Einheit die wichtigste Baugruppe der Zeitgeberschaltung. Ein Schmitt-Trigger mit Rückkopplung über ein RC-Glied ist dafür gut geeignet, da hierbei die Auf- und die Entladezeit des Kondensators in gleicher Weise vom Vorwiderstand abhängen. Die Taktzeiten sind damit im Idealfall dem Vorwiderstand genau proportional.

Zum besseren Verständnis zeigt *Bild 5* das Prinzip des Taktgebers mit einem idealen Operationsverstärker. Beim Einschalten ist der Kondensator C entladen. Damit liegt auch der invertierende Eingang (−) des Operationsverstärkers an Null, folglich der Ausgang (u_a) an der Versorgungsspannung U_B. Der Kondensator C lädt sich über den Widerstand R solange auf, bis er das am nichtinvertierenden Eingang (+) liegende, vom Spannungsteiler R 1 ‖ R 2/R 3 bestimmte Potential erreicht. Infolge der Gleichstromrückkopplung springt zu diesem Zeitpunkt das Ausgangspotential auf Null, so daß der Widerstand R1 jetzt dem Widerstand R3 parallelgeschaltet wird und der Kondensator C sich über den Widerstand R bis auf das neue durch den Spannungsteiler gebildete Umschaltpotential entlädt. Die Periodendauer des Ausgangssignals dieser Kippschaltung ist also bei einem idealen Operationsverstärker und festliegenden Werten der Widerstände R1, R2 und R3 stets der Zeitkonstante $\tau = R \cdot C$ proportional.



▲ **Bild 4. Universalzeitgeber für Zeiten von 1 (2) s...12 (24) h**

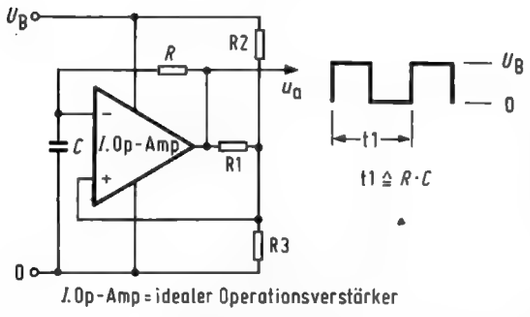


Bild 5. ▶ Rückgekoppelter Schmitt-Trigger als Rechteckgenerator

In der ausgeführten Schaltung nach Bild 4 ist dem invertierenden Eingang ein Doppel-Emitterfolger mit den Transistoren T1 und T2 vorgeschaltet, der den Eingangswiderstand des Operationsverstärkers MIC 741 auf einige 100 MΩ vergrößert. Der Temperaturgang der Basis-Emitter-Spannungen dieser Transistoren wird durch die vor dem umschaltbaren Spannungsteiler liegenden Dioden D1 und D2 weitgehend kompensiert, so daß die Gesamtschaltung praktisch thermisch neutral ist und in erster Linie die Temperaturkoeffizienten der zeitbestimmenden Kondensatoren C1...C5 (entsprechen C in Bild 5), des zeitbestimmenden Widerstandes R_t (entsprechend R in Bild 5) sowie die differentiellen Temperaturkoeffizienten der Spannungsteiler mit den Widerständen P1...P5 + R3 (R1 in Bild 5) und R3, R4 (R2 und R3 in Bild 5) den Temperaturgang der Periodendauer bestimmen.

Bei einem Laboraufbau wurde der Widerstand R_t von 10 kΩ...50 MΩ verändert. Dabei blieb das Verhältnis Periodendauer/Widerstand R_t auf $< 1\,\%$ konstant. Daraus folgt, daß im vorgeschlagenen Einstellbereich von etwa 100 kΩ bis 1 MΩ die Abweichungen vernachlässigt werden können.

Zur Grobeinstellung der Periodendauer werden mit dem Schalter S 2.1 die Kondensatoren C1...C5 umgeschaltet.

Mit der zweiten Ebene S2.2 dieses Schalters wird dabei jeweils eines der Einstellpotentiometer P1...P5 zugeschaltet, mit denen die Grobbereiche eingestellt werden. Die rechteckförmige Ausgangsspannung des MIC 741 steuert den Schalttransistor T3 an, welcher seinerseits die Taktimpulse an die Zeitvervielfacherschaltung weitergibt.

Der Zeitvervielfacher

Als umschaltbare Zeitvervielfacher dienen zwei integrierte Frequenzteiler SAJ 110 von Intermetall. Die Vervielfachung beträgt in den Stellungen 1 und 2 der Schaltebene S2.3 $2^{(7-1)} = 64$ entsprechend den sieben Flipflops eines SAJ 110 und in den Schalterstellungen 3,4 und 5 $2^{(14-1)} = 8192$.

Wird die Taste *Stop* betätigt, so werden alle Teilerausgänge über die Dioden D 6...D 19 auf *Low* gesetzt [6]. Damit ist auch der Taktgeber außer Funktion; denn er bekommt seine Versorgungsspannung vom Ausgang, Anschluß 8, des einen oder anderen SAJ 110 über die Schaltebene S2.3 und den Schalter S3.1. Dieser steht hierbei auf Zeit.

Bei Drücken der Taste *Start* werden die IS-Ausgänge ebenfalls gegen Schaltungsnull gezogen, und der Kondensator C 6 wird zusätzlich entladen. Wird die Taste losgelassen, fließt der Ladestrom für diesen Kondensator als erster Impuls in den Eingang, Anschluß 2, von IS 2 und setzt alle Ausgänge auf *High*. Nun erhält auch der Taktgeber seine Versorgungsspannung und kann anlaufen. Sobald nach 64 bzw. 8192 Taktimpulsen das letzte Flipflop wieder auf *Low* schaltet, ist auch der Taktgeber außer Betrieb. Der Zeitablauf kann durch Drücken der Stop-Taste jederzeit unterbrochen und durch Drücken der Start-Taste neu gestartet werden.

Die Schaltstufen

Zwei verschiedene Schaltstufen machen das Gerät besonders vielseitig. Die Ausgangsspannung der letzten Zeitvervielfacherstufe schaltet über die Schaltebene S2.3, die Trenndiode D 20, den Schalter S3.2 und einen Emitterfolger mit dem Transistor T 4 das Relais Rel ein, das im Gate-Stromkreis des Thyristors Th1 liegt. Dieser und durch eine Korrespondenzschaltung auch der antiparallelgeschaltete Thyristor Th2

werden dadurch leitend [7]. So können mit dem Relais vom Netz getrennte Vorgänge gesteuert werden und/oder mit den Thyristoren Leistungsverbraucher am Netz geschaltet werden. In Bild 4 sind sie durch den Lastwiderstand R_L symbolisiert, dessen Leistungsaufnahme bei Einsatz der Thyristoren T3N4C00 von Intermetall > 750 W betragen darf.

Repetierender Schaltbetrieb

Häufig wird ein repetierender Zeitgeber benötigt, das heißt, ein Vorgang soll in bestimmten Intervallen ausgelöst werden. Dazu wird der zweipolige Schalter S 3. auf *rep.* geschaltet. Dann liegt der Taktgeber dauernd an der Versorgungsspannung, hier etwa 10 V, und läuft ununterbrochen. Der Emitterfolger mit dem Transistor T 4 ist jetzt nicht mehr direkt, sondern über den Kondensator C 9 mit dem Ausgang eines der SAJ 110 verbunden, so daß das Relais und die Thyristoren nur bei jeder positiven Flanke am Ausgang kurzzeitig eingeschaltet werden. Bei der angegebenen Dimensionierung beträgt die jeweilige Einschaltdauer etwa 0,5...1 s. Die Intervallzeit wird durch die Gesamtperiode *High* + *Low* des Ausgangsflipflops bestimmt, d. h. die Intervalle sind genau doppelt so lang wie die eingestellte Einschaltzeit beim Betrieb als normaler Zeitgeber. Der erste Schaltimpuls wird auch hier mit der Starttaste gesetzt.

Erzeugung der Versorgungsspannung

Eine Z-Diode ZY 11 ist über einen 2-µF-Kondensator an das 220-V-Netz geschaltet, so daß an ihr durch den Blindstrom eine unipolare Rechteckspannung von 11 V abfällt. Diese lädt über eine Diode 1N4001 periodisch den 1000-µF-Kondensator C 7 auf etwa 10 V auf. Diese Spannung speist den Taktgeber, die Zeitvervielfacher und das Relais. Ab 8 V sind diese Stufen arbeitsfähig, so daß sie auch mit einer 9-V-Batterie betrieben werden können, die dem Kondensator C 7 parallelgeschaltet wird.

Bei reinem Batteriebetrieb arbeitet natürlich die Thyristorschaltstufe nicht. Sie kann entfallen, wenn kein Netzbetrieb in Frage kommt. Das Relais wird dann direkt zwischen den Emitter des Transistors T 4 und die Bezugsleitung geschaltet. Die Spezialbauteile nennt *Tabelle 1*.

Tabelle 1.
Im Mustergerät verwendete Spezialteile

Kondensator C 10	2 µF/250 V - Typ MPH3/630 D (SEL)
Relais Rel	Herkon-Relais, Typ HRE 399/1G/230 + R 17 = 120 Ω
Thyristoren Th 1 u. Th 2	T0,8 N4AOO bei $R_T \geq 300$ Ω T3 N4 COO bei $R_T \geq 80$ Ω (Intermetall)

Die Zeitfeineinstellung

Der zeitbestimmende Widerstand R_t kann je nach Bedarf als Dreh- oder Stufenwiderstand oder als eine Kombination von beiden ausgebildet sein.

In *Tabelle 2* ist der Zusammenhang zwischen dem Widerstand R_t und den Zeiten t 1, t 2 bei verschiedenen Stellungen des Zeitbereichswählers S 2 dargestellt, so daß für die Eichung nicht jeweils die Gesamtlaufzeit t 2 abgewartet zu werden braucht. Wird die Periodendauer t 1 des Taktgebers z. B. mit Hilfe eines Digitalzählers genau eingestellt, stimmt die Gesamtlaufzeit t 2 automatisch.

Tabelle 2. Zeiten und Stellungen des Zeitbereichswählers

Stellung R_z = 100 kΩ R_t = 1 MΩ

S2	t1	t2	t1	t2	t2/R_t
1	15.625 ms	1 s	156,25 ms	10 s	1 s/100 kΩ
2	156,25 ms	10 s	1,5625 s	100 s	10 s/100 kΩ
3	7,3242 ms	1 min	73,24422 ms	10 min	1 min/100 kΩ
4	73,2422 ms	10 min	732,422 ms	100 min	10 min/100 kΩ
5	0,439453 s	1 h	4,39453 s	10 h	1 h/100 kΩ

Dies kann durch Vergleich mit einer Uhr an t 2 oder schneller mit einem Digitalzähler an t 1 erfolgen. Die Eichung der Potentiometerskala erfolgt empirisch von 10...120. Ist kein Digitalzähler vorhanden, aber eine Widerstandsmeßbrücke, so kann die Feineichung auch mit dieser erfolgen. Dazu wird der genaue Widerstand von a nach b (Bild 6) bei der Skalenstellung „10" ermittelt und der Eichzeiger für jeden Teilstrich ein Zehntel dieses Wertes verstellt und dieser Punkt markiert. Bei obigem Beispiel also entspricht 10 ≙ 90,1 kΩ, dann 11 ≙ 99,2 kΩ, 12 ≙ 108,3 kΩ, 13 ≙ 117,4 kΩ usw. Bei der Eichung genügt ein Abgleich auf ± 1 %, da später mit einer Einstellunsicherheit von etwa 1 % gerechnet werden muß, wenn kein Präzisionspotentiometer eingesetzt wird.

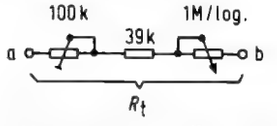


Bild 6. Zeit-Feineinstellung mit Potentiometer

Feineinstellung mit Potentiometer

Für viele Zwecke ist eine Feineinstellung mittels eines 1-MΩ-Potentiometers nach *Bild 6* mit einer 110-teiligen Kreisskala ausreichend. Zum Abgleich werden zwei Punkte auf der Skala, kurz vor den Endanschlägen, als 10 und 120 deklariert und der 100-kΩ-Einstellwiderstand so abgeglichen, daß der Gesamtwiderstand zwischen a und b sich genau um den Faktor zwölf ändert, wenn das Potentiometer von 10 nach 120 verstellt wird. Zum Beispiel: Potentiometer auf 10, Gesamtwiderstand gleich 90,1 kΩ Potentiometer auf 120, Gesamtwiderstand gleich 90,1 kΩ · 12 = 1,0901 MΩ. Darauf wird diese Feineinstellung als R_t an die Punkte 16 und 17 der Schaltung Bild 4 angeschlossen, und die Einstellwiderstände P 1...P 5 werden so abgeglichen, daß sich die Bereiche nach *Tabelle 3* ergeben.

Tabelle 3.
Feineinstellung mit Potentiometer

Stellung S2	Feinpotentiometer 10	auf 120
1	1 s	12 s
2	10 s	120 s
3	1 min	12 min
4	10 min	120 min
5	1 h	12 h

Zeitfeinumschalter nach der E-12-Reihe

Viel einfacher gestaltet sich der Abgleich, wenn R_t als stufenweise geschalteter Widerstand ausgebildet wird, z. B. wie in *Bild 7*. Dabei ergeben sich die Bereiche nach *Tabelle 4*.

Diese Art der Feineinstellung ist besonders für Elektroniker geeignet, die ja die E-12-Reihe gewohnt sind. Sie erlaubt nur Zeitsprünge von jeweils 20 %, dafür sind die Zeitwerte aber gut reproduzierbar. Für viele Zwecke, z. B.

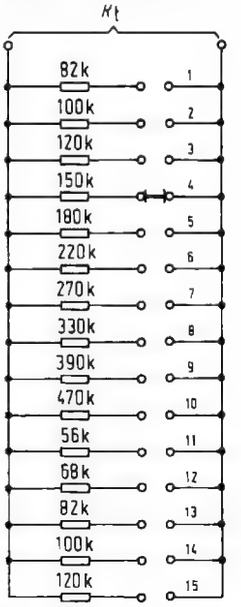


Bild 7. Zeitumschalter nach der E-12-Reihe

Tabelle 4. Feineinstellung mit Stufenschalter

Feinschalter S_f in Stellung

S2	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	
1	0,82	10	1,2	1,5	1,8	2,2	2,7	3,3	3,9	4,7	5,6	6,8	8,2	10	12	s
2	8,2	1	12	15	18	22	27	33	39	47	56	68	82	100	120	s
3	0,82	1	1,2	1,5	1,8	2,2	2,7	3,3	3,9	4,7	5,6	6,8	8,2	10	12	min
4	2	10	12	15	18	22	27	33	39	47	56	68	82	100	120	min
5	82	1	1,2	1,5	1,8	2,2	2,7	3,3	3,9	4,7	5,6	6,8	8,2	10	12	h

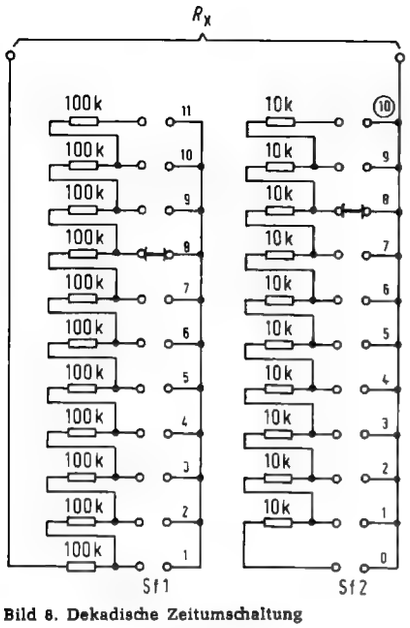


Bild 8. Dekadische Zeitumschaltung

Belichtungszeitsteuerung, können auch 2%ige oder 5%ige Widerstände verwendet werden. Der Abgleich der Stellpotentiometer erfolgt in Stellung 2 des Feinschalters.

Dekadische Feinschaltung

Höheren Ansprüchen wird eine dekadische Feinzeitschaltung nach *Bild 8* gerecht. Mit dem 11stufigen Drehschalter S_{f1} werden die Zehner- und mit S_{f2} die Einer-Skala von 10...119+1 (120) eingestellt. Der Abgleich erfolgt in Stellung S_{f1} auf 1 und in Stellung f_2 auf 0, also mit einem Widerstand von 100 kΩ. Die Bereiche entsprechen der Tabelle 3. Gegenüber der Potentiometer-Zeiteinstellung hat diese Dekadenschaltung den Vorteil der besseren Reproduzierbarkeit, des einfacheren Abgleichs, keiner Eichung und der schnelleren Zeitwahl. Die Einstellunsicherheit ist nur von der Toleranz der Widerstände und vom Taktgeber abhängig. Diese Feineinstellschaltung wurde deshalb auch im Mustergerät verwendet.

(Fortsetzung folgt)

Berichtigung

Steckfeld und Netzschalttafel für das Heimstudio

FUNKSCHAU 1974, Heft 13, Seite 504, und Heft 16, Seite 633

In Bild 7, Seite 504, wurde versehentlich der Elektrolytkondensator von der Leiterbahn C zur Leiterbahn 0 V nicht eingezeichnet. Der Pluspol dieses 500 µF-Kondensators (3 V) liegt an der Leiterbahn C.

In Heft 16, Seite 634, Tabelle 3, lauten die Angaben für das Funk-Entstörgerät (Zweileiter-Vorschaltgerät): . . . 2 × 1,1 mH (und nicht µH) . . .

Drei preiswerte Meß- und Prüfgeräte für den Selbstbau

FUNKSCHAU 1974, Heft 16, Seite 631

In Bild 4, Seite 632, sind die Empfindlichkeitsangaben am Spannungsteiler vertauscht. 1 mV muß also am 3-MΩ-Widerstand stehen und entsprechend 100 V zwischen dem 300-Ω- und dem 27-Ω-Widerstand.

Wichtiger Hinweis

Zu dem Beitrag

Datums- und Zeitangabe drahtlos empfangen

in Heft 19/1974, Seite 727, veröffentlichten wir auf der Seite dieses Heftes in unserer Briefespalte ein Schreiben der beiden Autoren, in dem zu den Vorwürfen eines Quarzherstellers bezüglich der Empfängerschaltung Stellung genommen wurde.

Aluminium-Gehäuse-Bausätze

Für die Einzel- und Serienfertigung von flachen Tisch- und Wandgehäusen für elektronische Geräte aller Art, für Schalttafeln und für den Selbstbau von Labortischen hat die Regeltechnik GmbH ein umfangreiches Programm an Profilblechen und Zubehör entworfen, mit dem sich in Minutenschnelle etwa ein Gehäuse nach *Bild 1* zusammenbauen läßt. Besonders interessant sind die mit Klemmrillen versehenen Kantenverbinder *(Bild 2)*. Diese werden mit einem Plastikhammer in die Profilzuschnitte getrieben, wobei sich ein völlig ausreichender Festsitz ohne Kleb- oder Schraubverbindung ergibt.

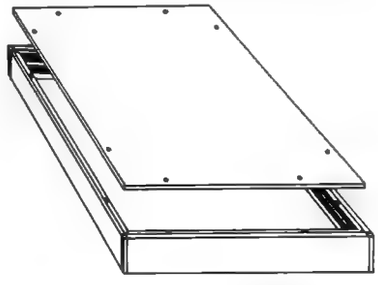


Bild 1. Beispiel für ein Flachgehäuse

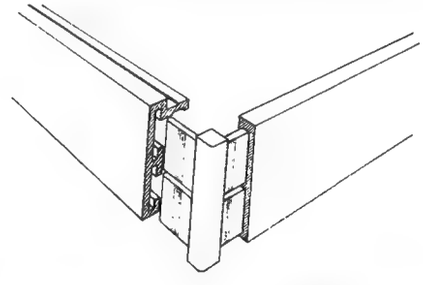


Bild 2. Kantenverbinder für die Profile

Manfred Kurth

5-V-Netzteil mit Notstromversorgung

Für eine Digitaluhr wurde ein Netzteil entwickelt, das auch bei einem Netzausfall ein Weiterlaufen der Uhr garantiert. Solche Uhren stellen sich in der Regel beim Einschalten auf 00 00 00 Uhr oder werden durch Störimpulse vom Netz weitergesetzt. Bei einem Stromausfall von nur wenigen Minuten würde dies also zu einer totalen Fehlanzeige führen, was besonders störend ist, wenn man diese Uhr z. B. mit einer Weckfunktion ausgestattet hat und der Netzausfall in der Nacht stattfindet. Im nachstehend beschriebenen Netzteil springt bei Ausfall des Netzes sofort eine Akku-Kombination ein; man kann aber auch fünf Monozellen einsetzen, wenn man die Ausgaben für den Akku sparen möchte. Bei Verwendung von Monozellen entfällt das Ladeteil mit T 4 und T 5.

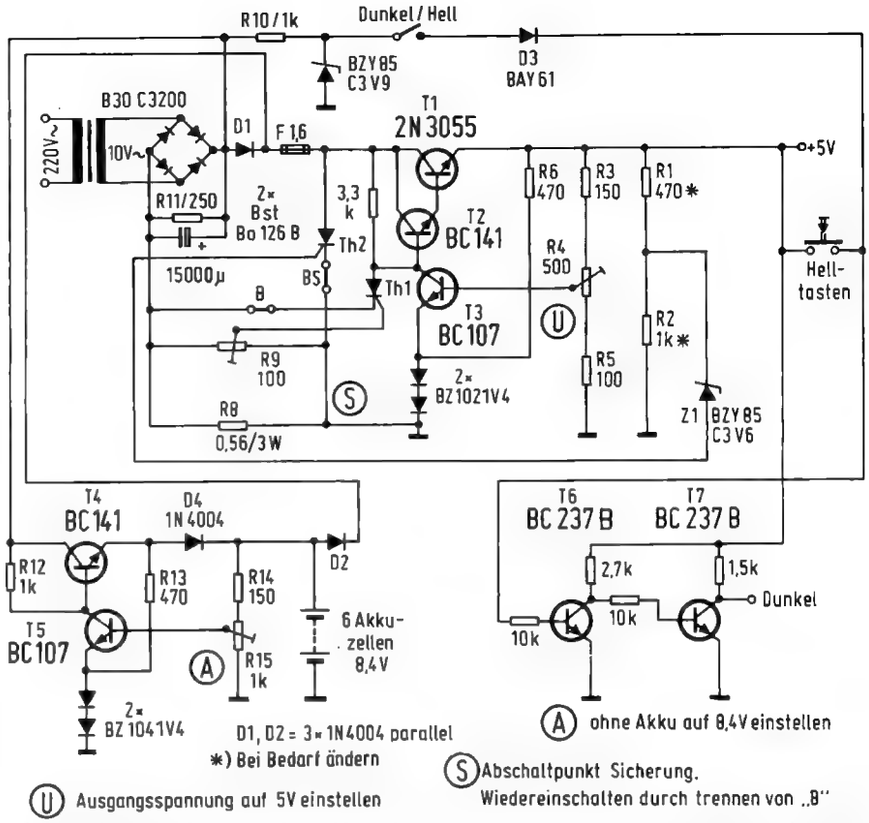
Hinter den Gleichrichter mit Ladeelko (15 000 µF) folgt die Diode D 1, die nur für die Dunkeltastung der Anzeigen bei Netzausfall von Bedeutung ist. Hinter der Diode (Katode) ist über D 2 der Akku angekoppelt, D 2 dient als Schalter. Liegt die Netzspannung an, so gelangen über Trafo-Gleichrichter-Ladeelko-D 1 etwa 12 V an die Katode D 2. An der Anode liegt der Akku, der 8,4 V Endspannung (6 NiCd-Zellen) hat. So er-

gibt sich über der Diode eine Spannung von 3,6 V, und D 2 ist gesperrt. Somit gibt der Akku keinen Strom ab, er wird nur von der Konstantspannungsquelle mit T 4/T 5 auf seinem Ladezustand gehalten. Diese Spannung wird mit dem Potentiometer A ohne Akku eingestellt.

Fehlen nun an der Katode D 2 die 12 V, bleibt die Anode auf 8,4 V liegen (durch den Akku). Dadurch ist die Diode D 2 nun in Durchlaßrichtung geschaltet, der Akku kann seine Spannung (abzüglich der Schwellspannung D 2) an die Regelung abgeben, und die 5 V am Ausgang stehen weiterhin zur Verfügung. Lediglich durch die Kapazität des Akkus sind hier gewisse Zeitgrenzen vorhanden.

Die Spannungsregelung mit T 1, T 2 und T 3 ist wohl den meisten Praktikern bekannt. Unter Umständen kann es aber nötig sein, die Transistoren zwischen Basis und Kollektor mit einem Kondensator (2...5 nF) zu versehen, da solche Regelungen gelegentlich zum Schwingen neigen. Statt der Dioden BZ 102 1 V 4 können auch andere Typen verwendet werden, z. B. statt 2 × BZ 102 eine vom Typ BZY 85 mit etwa 2,5...3 V; man beachte aber die Polung, da die Dioden BZ 102 in Durchlaßrichtung betrieben werden.

Die Regelung besitzt noch zwei Thyristoren als zusätzliche Sicherung, diese können gegebenenfalls entfallen. Über den Widerstand R 8 wird mit dem Poti R 9 eine Spannung abgegriffen, die vom entnommenen Strom abhängt. Wird der Strom nun zu hoch (Überlast oder Kurzschluß), steuert der Spannungsabfall über R 8 den Thyristor Th 1 auf. Dieser legt die Basis T 2 gegen Masse, die Regelung steuert zu. Zum Wiedereinschalten muß die Brücke „B" aufgetrennt werden (Steckbrücke auf Platine vorsehen!). Sollte durch einen Fehler in der Regelung die Ausgangsspannung zu hoch werden, wären die teuren IS und die Ziffernanzeigen stark gefährdet. Abhilfe bringen der Thyristor Th 2 und die Widerstände R 1, R 2 mit Z 1. Steigt in der Mitte zwischen R 1 und R 2 die Spannung auf die Z-Spannung von Z 1 + Steuerspannung Th 2, so steuert dieser auf und verbindet Plus mit Minus. Der dabei fließende Strom ist so hoch, daß die 1,6-A-Sicherung sofort zerstört wird. Durch Auftrennen der Verbindung „B" ist die Überlast- und Kurzschlußsicherung außer Betrieb; durch Trennen von „BS" setzt man die Überspannungssicherung außer Funktion. Vor Trennen von „BS" sollte man sicherheitshalber die übrige Schaltung (Uhr) abtrennen. Die Brücke „B" darf nur getrennt werden, wenn mit Sicherheit kein Kurzschluß des Netzteiles vorliegt. Die Last sollte angeschlossen sein, bevor man das Netz anschließt, da sonst durch sehr kurze Spitzenwerte die Sicherungen ohne Grund ansprechen könnten.



Schaltung des Netzteils. (A) = ohne Akku auf 8,4 V einstellen. (U) = Ausgangsspannung auf 5 V einstellen. (S) = Abschaltpunkt Sicherung. Wiedereinschalten durch Trennen von „B". Durch Trennen von „BS" kann bei Ersteinstellung und evtl. Reparaturen die Überspannungssicherung außer Betrieb gesetzt werden

Da bei Akku-Betrieb die Anzeigen (Minitron oder LED) nicht mitleuchten sollen (Stromverbrauch), hat das Netzteil eine Dunkeltastung, die einige Sekunden nach Ausfall die Anzeige anspricht. Der üblicherweise verwendete IS 7447 oder 7446 hat einen Eingang „dunkel". Liegt er auf logisch 1, leuchten die Zahlen; bei 0 werden sie dunkel.

Über R 10 und die Diode BZY 85 C 3 V 9 werden 3,9 V stabilisiert und gelangen auf den Schalter Hell/Dunkel. Ist er geöffnet, ist die Uhr dunkel. Vom Schalter geht es über die Rückstromdiode D 3 auf den Verstärker T 6, T 7. Dieser führt das gleiche Ein- wie Ausgangssignal; er ist zur Anpassung an die IS aber notwendig. Bei einem Netzausfall fallen die 12 V am Gleichrichter weg, also die 3,9 V auch. Am Verstärkerausgang erscheint 0, die Ziffern werden dunkel.

Hierbei ist R 11 wichtig: Bei Netzausfall sperrt D 1, so daß der Elko nicht entladen würde und noch einige Minuten log. 1 aufrecht erhalten kann, weshalb die Lampen nicht dunkelsteuern können. Der Widerstand R 11 sorgt für eine Entladung in etwa 4 s. Die Diode D 1 verhindert, daß die Akku-Spannung an den Elko gelangt und die 3,9 V für die Helltastung entstehen. Ist nun das Netz ausgefallen oder der Schalter Hell/Dunkel geöffnet, so kann man die Uhrzeit mit einem Taster trotzdem sichtbar machen. Hierzu werden über „Helltasten" die 5 V Betriebsspannung auf den Verstärker gegeben und steuern die Anzeigen hell. Die Diode D 3 verhindert, daß die 5-V-Spannung bei geschlossenem Schalter und Drücken der Taste auf die 3,9-V-Z-Diode gelangen und diese zerstören.

Mit dem Poti U wird die Ausgangsspannung auf 5 V eingestellt. Dann belastet man das Netzteil und stellt mit S die Sicherung ein, daß diese etwa bei 2 A abschaltet. Dann stellt man mit A ohne Akku 8,4 V an der Anode D 2 ein. Hat man einen anderen Akku, ändert sich der Wert sinngemäß. Die Akkuspannung muß aber immer um etwa 1,5 V unter der Spannung am Ladeelko liegen.

Einer mit diesem Netzteil ausgestatteten Uhr kann man ruhig einmal den Stecker herausziehen, sie läuft trotzdem weiter. Es ist aber auf eine gute netzseitige Entstörung zu achten, welche bei Bedarf mit C-, L- oder LC-Gliedern vorzunehmen ist.

Dipl.-Phys. Hans Ellenberger

Timing Butler – eine Digitaluhr für viele Anwendungen

Dank einer integrierten LSI-Schaltung ist es möglich, sämtliche Funktionen einer Digitaluhr mit eingebautem Wecker und Kalender in einem einzigen IS-Gehäuse zu vereinigen, so daß nur noch einzelne Komponenten zur Ansteuerung der Anzeige u. a. erforderlich sind. In dem beschriebenen Gerät sind viele Spezialfunktionen sowie ein spezielles „Schlummerregister" vorgesehen, so daß das Gerät aufgrund dieser vielseitigen Annehmlichkeiten den Namen „Timing Butler" erhielt.

Anwendungsmöglichkeiten

Anzeige der genauen Uhrzeit in Stunden/Minuten/Sekunden durch hell anzeigende Ziffern.

Anzeige des genauen Datums, und zwar Monat und Tag, wobei der Butler jedem Monat genau die richtige Anzahl Tage zuzählt und lediglich alle Schaltjahre einmal von Hand der 29. Februar einzustellen ist.

Eingebauter Wecker mit vielen Varianten, der zuverlässig (im 24-Stunden-Rhythmus) ans Aufstehen erinnert, entweder durch den eingebauten Wecktон-Generator oder durch fernbedientes Einschalten eines Radioapparates (oder beides kombiniert). Wie es sich für einen rücksichtsvollen Butler gehört, zieht er sich auf kleinen Wink hin (Pausentaste) für 10 min zurück, vergißt aber nie, nach dieser Zeit den Weckauftrag nun doch noch auszuführen.

Für die Hausfrau kann die Uhr auch in der Küche eingesetzt werden, weil sie in der Lage ist, zu einer bestimmten Zeit ein beliebiges Elektrogerät einzuschalten und nach frei gewählter Zeit wieder auszuschalten.

Prinzipielle Wirkungsweise

Als Referenz für die Zeitmessung benutzt man die Netzfrequenz von 50 Hz, wobei im Falle eines Stromausfalls die eingebauten Batterien zusammen mit einem Hilfsoszillator dafür sorgen, daß die Uhr noch mindestens 10 h weiterläuft. (Ein zusätzlicher Quarzoszillator ist in Vorbereitung.)

Zur Anzeige der Zeit dienen sechs hell leuchtende 7-Segment-Anzeigeröhren mit 13 mm hohen Ziffern, die auch aus großer Distanz sehr gut lesbar sind.

Für die Erläuterung der einzelnen Funktionen gehen wir von den Schaltelementen der Frontplatte *(Bild 1)* aus.

Anzeigeschalter

Mit dem Anzeigeschalter kann bestimmt werden, welche Register in den Ziffernröhren erscheinen sollen:

a) nur Uhrzeit (h, min, s);

b) während 8 s Uhrzeit und während 2 s das Datum, automat. abwechselnd;

c) nur Datum (Monat, Tag).

Setzschalter

Für das Einstellen der verschiedenen Zählwerke sind zwei Schalter vorgesehen, die in dem mit *Setzen* bezeichneten Feld liegen.

Der Drehschalter dient zu Auswahl des einzustellenden Zählers. Der daneben angeordnete Miniaturkippschalter erlaubt das Einstellen der Stunden bzw. Monate oder Minuten bzw. Tage.

Um den Inhalt eines Registers zu verändern, stellt man daher den Drehschalter in die gewünschte Position und betätigt anschließend den danebenstehenden Miniaturschalter, der drei Positionen aufweist. In der einen Position werden bei Betätigung die Stunden bzw. Monate pro s automatisch um einen Wert weitergeschaltet, wobei der Schalter automatisch in die mittlere Ruhelage zurückfedert.

In der andern Position bleiben Stunden, bzw. Monate auf dem voreingestellten Wert stehen und dafür laufen die Minuten, bzw. Tage pro s um einen Schritt weiter.

Man hat somit die Möglichkeit, beispielsweise in aller Ruhe die Uhr genau auf den gewünschten Wert voreinzustellen, ohne daß sich beim Einstellen des einen Werts dauernd der andere ändert.

a) Aus = Normalposition: alle Funktionen laufen automatisch, Anzeige gemäß Anzeigeschalter. Sobald der Setzschalter in eine andere Position geschaltet wird, zeigen die Ziffernröhren automatisch den Inhalt des jeweiligen Registers, welches dabei gestoppt wird.

b) Kalender: muß nur beim ersten Einschalten und alle Schaltjahre einmal gesetzt werden.

c) Schlummerzeit: Stunden und Minuten separat einstellbar, bis zu maximal 9 Stunden 59 Minuten (Erklärung beim Programmschalter).

d) Weckzeit: Stunden und Minuten separat einstellbar. Je nach Stellung des Programmschalters wird jeden Tag zur einmal eingestellten Zeit geweckt.

e) Uhrzeit: Stunden und Minuten sind separat einstellbar, wobei die Sekunden allenfalls dabei auf Null rückgestellt werden. So kann man zum Beispiel 12 Uhr 30 min, 00 s voreinstellen und dann die Uhr genau beim letzten Ton des Zeitzeichens starten.

Programmschalter

Der Programmschalter besitzt acht verschiedene Stellungen, deren Bedeutung durch die hellen Felder in den entsprechenden Kolonnen angegeben sind.

a) Das Bett dient als Symbol für die Schlummermusik. Wenn der Programmschalter in einer Stellung steht, bei der das zugehörige Feld hell ist, so kann mit Hilfe des obenerwähnten Fernsteuerrelais ein Radioapparat, Tonbandgerät, Plattenspieler oder eine Lampe für die im Schlummerregister eingegebene Zeit betrieben werden, worauf dieses sich selbständig ausschaltet. Dabei läuft das Schlummerregister automatisch auf Null zurück, so daß jedesmal vor Beginn dieser Funktion die gewünschte Zeit neu einzustellen ist.

b) Der kleine Wecker dient als Symbol für das Wecken durch Musik: Zur Zeit, die im Weckregister eingestellt wurde, schaltet das Fernbedienungsrelais ein. Durch Betätigung der Pausentaste wird für 10 min ausgeschaltet, und zwar beliebig oft, so lange, bis durch Betätigung der Taste *AUS* der Wecker bis zu nächsten Weckzeit wartet.

c) Die Wanduhr mit eingefärbtem Zeitbereich dient als Symbol für programmgesteuertes Ein- und Ausschalten des Fernbedienungsrelais. Zur im Weckregister eingegebenen Zeit schaltet das Fernbedienungsrelais ein, und zwar genau so lange, wie der Inhalt des Schlummer-Registers angibt (Schlummer-Register läuft auf Null).

d) Der große Wecker ist das Symbol für den eingebauten Wecktongenerator, welcher in einem eingebauten Lautsprecher zur gewünschten Zeit einen in der Lautstärke regulierbaren Weckton erzeugt.

Der Übersichtlichkeit halber werden nachfolgend nochmals kurz die Wirkungen des vielseitigen Programmschalters bei Betätigung der einzelnen Positionen

Bild 1. Elektronische Digitaluhr Timing Butler mit vielen Programmierungsmöglichkeiten

(im Uhrzeigersinn) erläutert:

a) In der untersten Position sind die Felder für Schlummermusik und für Weckmusik hell, so daß also das Relais für die im Schlummerregister eingegebene Zeit angezogen bleibt, dann abfällt und anschließend zu der durch das Weckregister gegebenen Zeit erneut anzieht, so lange bis es durch die Pausentaste für 10 min oder durch die Austaste bis zum nächsten Tag ausgeschaltet bleibt.

b) In dieser Position ist das Relais für die im Schlummerregister angegebene Zeit angezogen. Zu der im Weckregister angegebenen Zeit ertönt dann im eingebauten Lautsprecher der Weckton.

c) In dieser Position sind alle Felder schwarz, d. h., die Spezialfunktionen ausgeschaltet.

d) In dieser Position zieht das Relais zu der im Weckregister angegebenen Zeit an, und zwar genau so lange, wie im Schlummerregister eingegeben ist. Anschließend fällt das Relais ab und dafür ertönt der Weckton.

e) Diese Stellung dient dazu, lediglich den eingebauten Weckton jeden Morgen auszulösen. Wenn man also beispielsweise am Sonntag nicht geweckt werden möchte, so darf man nicht vergessen, vorher den Programmschalter auf Stellung c) umzuschalten. Der Schalter für Pause und Ausschalten des Weckers ist nämlich mit einer Federrück-

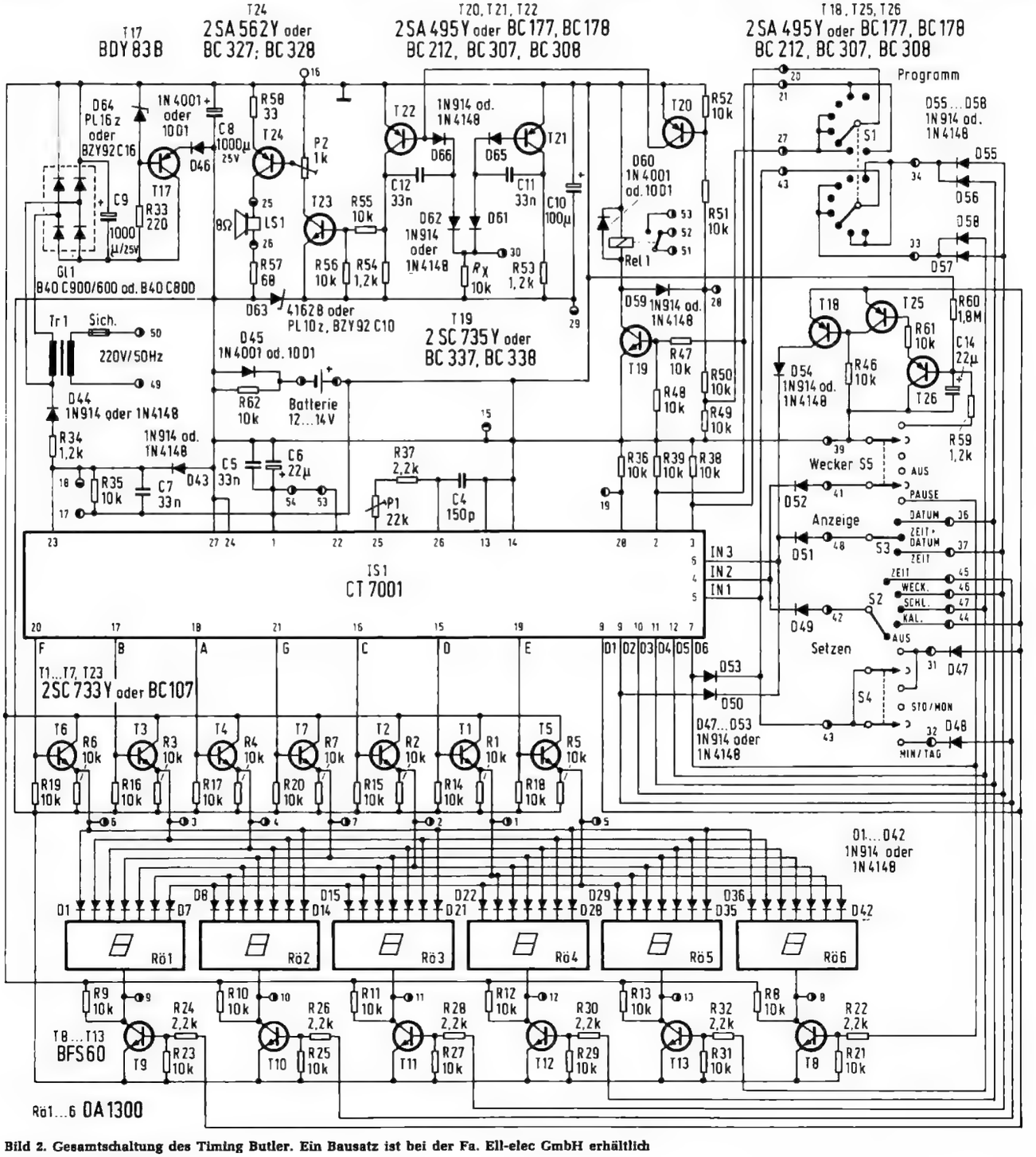


Bild 2. Gesamtschaltung des Timing Butler. Ein Bausatz ist bei der Fa. Ell-elec GmbH erhältlich

stellung in die Mittellage versehen, so daß man auch nicht irrtümlich an Werktagen vergessen könnte, den Wecker wieder einzuschalten.

f) Hier ist lediglich das Feld mit dem Ausschnitt aus der Wanduhr hell, d. h., daß das Relais zu der im Weckregister eingestellten Zeit anzieht und während der im Schlummerregister eingegebenen Zeit angezogen bleibt. In dieser Position erfüllt die Uhr somit die Funktion einer Schaltuhr.

g) In dieser Stellung schaltet das Relais zur Weckzeit ein, solange bis der Aus- oder Pausenschalter betätigt wird.

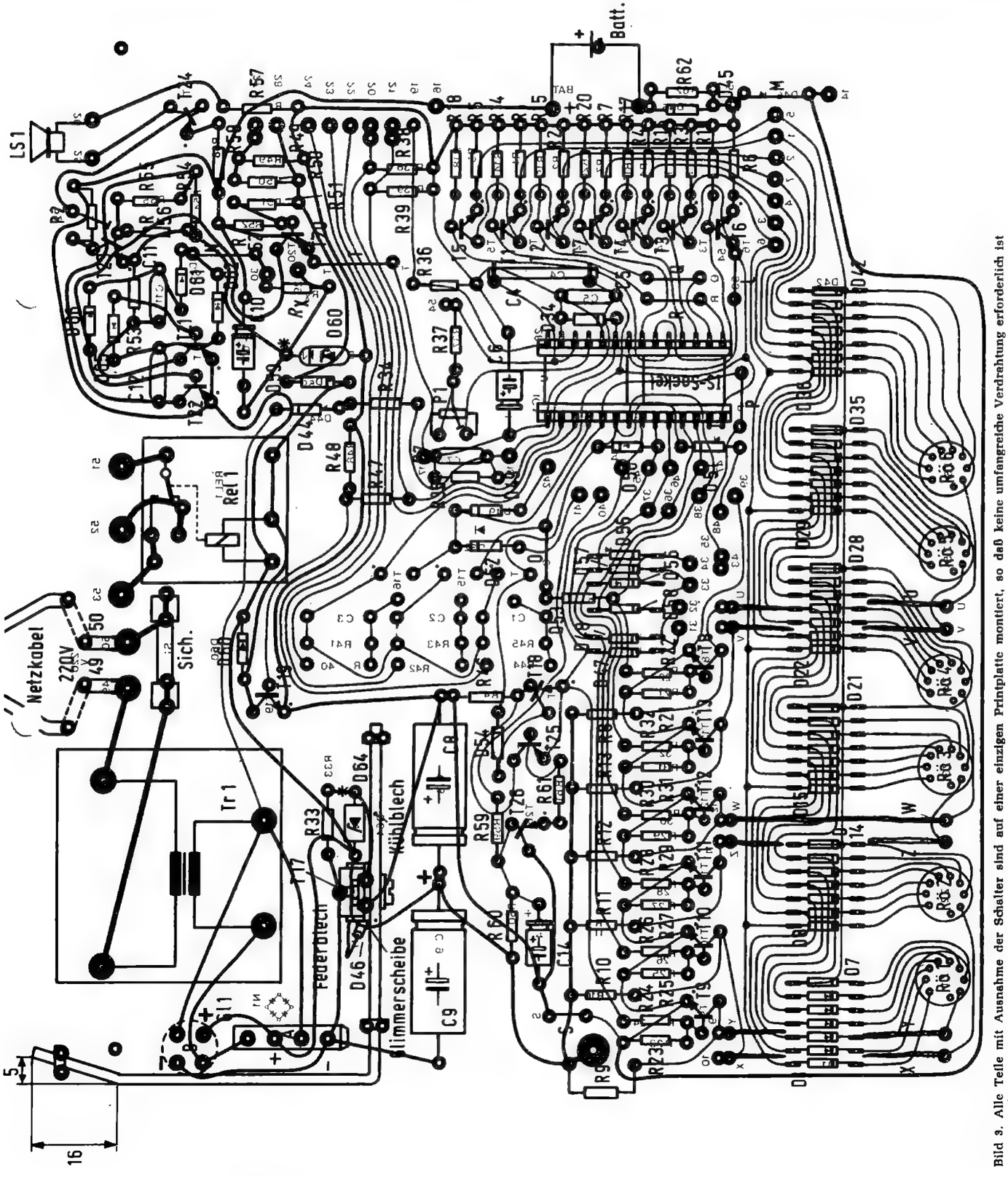


Bild 3. Alle Teile mit Ausnahme der Schalter sind auf einer einzigen Printplatte montiert, so daß keine umfangreiche Verdrahtung erforderlich ist

h) Bei dieser Schalterstellung ist lediglich die Schlummerfunktion in Betrieb.

Schaltungsbeschreibung

Die Schaltung des kompletten Geräts zeigt *Bild 2*. Man erkennt oben links den Netztrafo mit Gleichrichterbrücke und die Spannungsstabilisierung mit der Z-Diode D 64 und dem Leistungstransistor T 17.

Die Taktversorgung für die IS erfolgt aus der Netzspannung und wird von D 44 über R 34 abgenommen. R 35 und C 7 dienen zum Aussieben von Störimpulsen.

Zur Ansteuerung der Zifferanzeigeröhren Rö 1...Rö 6 dienen die als Emitterfolger geschalteten Transistoren T 1... T 7. Sie steuern über die Entkopplungsdioden D 1...D 42 die verschiedenen Segmente der sechs Anzeigeröhren. Der gemeinsame Pol dieser Segmente ist für jede Röhre über den als Inverter geschalteten Transistor (T 8...T 13) mit der IS 1 verbunden.

Die IS steuert diese Transistoren derart, daß nacheinander in schneller Folge jede der Anzeigeröhren kurz eingeschaltet ist. Während dieser Zeit sind dann auch die Segmenttreiber-Ausgänge so geschaltet, daß gerade diejenigen Segmente der Röhre angesteuert werden, die in der betreffenden Ziffer aufleuchten sollen. Es ist somit immer nur gerade eine der Röhren eingeschaltet, was aber durch die rasche Folge mit bloßem Auge nicht erkennbar ist.

Der Schalter S 1 dient zur Einstellung des gewünschten Programms, wobei bei allen Schaltern die Steuerfunktion dadurch ausgelöst wird, daß man die Ausgänge zur Steuerung der sechs Ziffern (D 1 bis D 6 an der IS), die wie beschrieben abwechslungsweise eingeschaltet sind, über Entkopplungsdioden (z. B. D 55...D 58 u. a.) mit den drei Steuereingängen IN 1...IN 3 verbindet.

Der Drehschalter S 2 dient zur Auswahl des durch Betätigung des Setzschalters S 4 neu einzustellenden Registers.

Mit dem Schalter S 3 wird die Anzeige gemäß der Beschreibung programmiert.

Beim Schalter S 5 ist eine Besonderheit zu beachten: Er dient zum Ausschalten des Weckers in Pausenfunktion und für den ganzen Tag. Damit nicht irrtümlich vergessen werden kann, den Wecker abends wieder einzuschalten, federt dieser Schalter immer wieder in die Ruhelage zurück, so daß bei eingeschaltetem Programmschalter am nächsten Tag der Wecker sicher ertönt.

Wenn nun aber der Benützer am Morgen einmal sehr rasch aufgestanden wäre, bevor die für die Weckzeit vorgesehene Minute abgelaufen ist, so hätte er entweder den Programmschalter umstellen müssen oder mindestens eine Minute lang den Weckton anhören, was

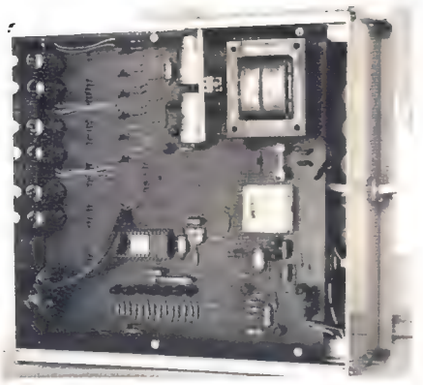


Bild 4. Innenansicht des fertig verdrahteten Timing Butlers

auch nicht gerade angenehm ist. Daher wurde für das Ausschalten des Weckers ein spezielles RC-Glied eingebaut, das auch bei kurzer Betätigung der Aus-Funktion mindestens für eine Minute elektronisch den Wecker ausschaltet. Dafür sind u. a. die Transistoren T 18, T 26 und T 25, sowie der Elko C 14 vorgesehen.

Die Ausgänge für Wecker und Schlummerfunktion sind an der IS 1 an den Stiften 2 und 3 angeschlossen. Über den Programmschalter S 1 steuern sie den Treiber-Transistor T 19 für das Relais Rel 1 sowie T 20, der den aus T 21 und T 22 gebildeten astabilen Multivibrator blockiert.

Die Frequenz dieses Wecktongenerators ist durch den am Punkt 30 angeschlossenen Widerstand bestimmt, so daß durch einen (elektronischen) Umschalter auch verschiedene Töne gespielt werden können.

Der Transistor T 23 verstärkt das Signal des Multivibrators und leitet dieses über das Lautstärkepotentiometer P 2 auf den Endverstärker für den Lautsprecher.

Im Falle einer Unterbrechung der Netzspannung kann die Batterie je nach Größe für einige Zeit den Betrieb der Uhr aufrecht erhalten. Während dieser Zeit wird anstelle der Netzfrequenz die durch C 4 zusammen mit P 1 und R 37 sowie der IS 1 bestimmte Frequenz als Referenz benützt. Diese kann mit P 1 auf den Nominalwert justiert werden, ist aber bei Schwankungen der Temperatur und Betriebsspannung nicht sehr konstant.

Aufbau

Die folgenden Hinweise sind in die nachgenannten Hauptabschnitte unterteilt:

1. mechanische Bearbeitung und Montage,
2. Bestücken der Printplatte,
3. Verdrahtung der Schalter und
4. Kontrolle und Inbetriebnahme.

Es ist zu empfehlen, die Arbeiten tatsächlich in der angegebenen Reihenfolge durchzuführen.

Mechanische Bearbeitung und Montage

Aus Platzgründen ist es leider nicht möglich, den Nachbau im Detail zu beschreiben. Eine ausführliche, 22seitige Anleitung kann jedoch beim Verfasser bezogen werden und ist außerdem jedem Materialsatz beigelegt.

Bestücken der Printplatte

Für die Bestückung ist *Bild 3* maßgebend. Sie zeigt die Printplatte von der Bauteilseite her.

Kontrolle der Inbetriebnahme

Beim Anschalten des Timing Butler an die Netzsteckdose sollen sofort alle Ziffern 8 anzeigen. Wenn dies nicht der Fall ist, ist der Netzstecker unbedingt sofort zu ziehen und alles erneut zu kontrollieren.

Man dreht dann den Setzschalter auf *Zeit* und stellt die Uhrzeit mit dem kleinen Kipptaster S 4 ein.

Anschließend stellt man die Weckzeit auf einen bald folgenden Zeitpunkt und den Programmschalter auf Position *e = Wecken*.

Nun ist noch der Setzschalter auf *Kalender* zu drehen. Die Sekundenanzeige erlöscht dann, und man kann das Datum eingeben.

Wenn man nun den Setzschalter auf *Aus* stellt, soll je nach Stellung des Anzeigeschalters der Inhalt der Register aufleuchten. Zur eingegebenen Zeit soll der Weckton ertönen, und man kann nun noch die Lautstärke verändern.

Die anderen Programmfunktionen lassen sich überprüfen, indem die Register entsprechend eingestellt und die Funktion gemäß der Beschreibung nachkontrolliert wird.

Falls das Gerät zusätzlich noch mit Batterien arbeiten soll, können diese sehr gut im Gehäuseboden befestigt werden. Dafür sind Nickel-Cadmium-Akkus (Spannung 12...14 V) oder drei in Serie geschaltete Taschenlampenbatterien geeignet. Dabei ist es zweckmäßig, bei ausgezogenem Netzstecker das Potentiometer P 1 so einzustellen, daß die Uhr ungefähr richtig oder etwas zu schnell läuft. Man hat dann im Fall einer Netzstörung die Gewißheit, eher zu früh als zu spät geweckt zu werden.

Falls der Weckton zu leise erscheint, lassen sich im Gehäuseboden einige Löcher anbringen, so daß der Schall besser nach außen dringt.

Die Anschlüsse des Ausgangsrelais kann man je nach Aufgabenstellung verdrahten. Achten Sie jedoch bei 220 V auf die Sicherheitsvorschriften. Falls die Schaltleistung des Relais nicht ausreicht, ist ein zusätzliches Leistungsrelais nahe beim zu steuernden Verbraucher vorzusehen und das im Gerät eingebaute Relais zur Ansteuerung des Leistungsrelais einzusetzen.

Bei induktiver Last ist zum Schutz der Kontakte ein passendes Funkenlöschglied zweckmäßig, z. B. 100 nF/400 V in Serie mit 100 Ω/½ W.

Da für den Nachbau des Timing Butlers doch sehr verschiedene Bauteile erforderlich sind, wurde ein kompletter Materialsatz zusammengestellt, der alle Teile erster Wahl enthält, also auch das kunststoffbeschichtete Gehäuse, die fertig gebohrte Printplatte, eine Frontplatte aus Eloxal usw. sowie die ausführliche 22seitige Anleitung, die auch einzeln erhältlich ist. *Bild 4* zeigt die Innenansicht des Gerätes. (E 201)

Ing. Günther Peltz

Langzeitgeber mit „Zeitvervielfacher" 2. Teil

Der erste Teil dieses Beitrages erschien in Heft 23, Seite 901. Dort wurde zunächst das Prinzip des Langzeitgebers erläutert und anschließend auf Schaltungseinzelheiten des Mustergerätes eingegangen.

Einschaltverzögerung

Die Funktion der Schaltstufe wird invertiert, wenn als T 4 statt des npn-Transistors BC 172 B ein pnp-Transistor BC 252 und zwei 47-kΩ-Widerstände so eingesetzt werden, wie es der Schaltungsausschnitt in *Bild 11* zeigt. Dann werden das Relais und die Leistungsstufe mit den Thyristoren Th 1 und Th 2 beim Starten des Zeitgebers aus- und erst nach Ablauf der eingestellten Zeit eingeschaltet. Bei Intervall-Schaltung (S3 auf rep.) erfolgt dann jeweils eine kurzzeitige Unterbrechung. Natürlich ist es auch möglich, den Transistor BC 252 B zusätzlich vorzusehen, um von Ausschalt- auf Einschaltverzögerung umschalten zu können.

Anwendungen

Der beschriebene Langzeitschalter kann vielseitig verwendet werden. Hier einige Beispiele für die Ausschaltverzögerung:

Anwendung	Geeignete Zeiten
Belichtungszeitgeber für Fotoarbeiten	1...100 s
Belichtungszeitgeber für Printplattenbelichtung	1...30 min
Zeitgeber für das Kochen von Eiern	4...10 min
Zeitgeber für das Aufnehmen von Sternspuren	1...12 h
Fernsehzeit-Vorwahl (Fernsehgerät schaltet ab, wenn Zuschauer nach Erfahrungswerten eingeschlafen ist)	0,5...3 h

Für den repetierenden Schaltbetrieb (Intervallschaltung) sind nachstehend zwei Anwendungen angegeben: Die Intervalle sind dabei doppelt so lang, wie beim Einmalzeitgeber:

Anwendungen	Geeignete Zeiten
Zeitrafferaufnahmen	2 s...24 h
Auslösung sich wiederholender Programmabläufe, z. B.: Fische oder Hühner füttern	2 s...24 h

Und noch einige Beispiele für eine Langzeiteinschaltverzögerung:

Anwendungen	Geeignete Zeiten
mit Läutewerk als Wecker o. ä.	1 min...12 h
Ton- oder Bildbandaufnahme in Abwesenheit	1...12 h

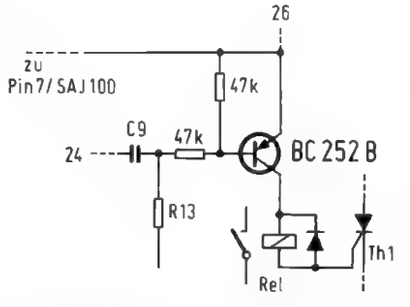


Bild 9. Schaltungsänderung für Einschaltverzögerung (Ausschnitt)

Zeitgenauigkeit, längere Zeiten

Die Wiederkehrgenauigkeit der eingestellten Zeiten ist bei Verwendung von Metallschichtwiderständen und MKS-Kondensatoren für die zeitbestimmenden Glieder in den Grobbereichen 1,2 besser als 1 %, in den Langzeitbereichen 3, 4 und 5 besser 1 ‰. Sind größere Toleranzen zulässig, darf der Widerstand R_t auf 10...15 MΩ vergrößert werden. Zum Beispiel ergeben ein Widerstand R_t von 10 MΩ und ein Kondensator C von 4,7 µF eine Zeit von 100 h bei einer Wiederkehrgenauigkeit von etwa 2 %.

30-min-Zeitgeber für die Heckscheibenheizung

Im Winter ist die Heckscheibenheizung eines Kraftfahrzeuges ein zusätzlicher Stromverbraucher, der der Lichtanlage bis zu 100 W zusätzliche Leistung entnimmt. Ist auch noch die volle Beleuchtung eingeschaltet, wird bei vielen Kfz-Typen mehr Strom verbraucht, als die Lichtmaschine nachliefern kann, so daß bei längerem Betrieb der Heckscheibenheizung die Autobatterie entladen wird.

Es ist also zweckmäßig, nach etwa einer halben Stunde Betrieb, wenn der Fahrgastraum durch die normale Kfz-Heizung erwärmt ist, die Heckscheibenheizung abzuschalten. Dies kann von Hand oder besser mit einem elektronischen Zeitschalter geschehen. An diesen werden nur sehr geringe Ansprüche bezüglich der Wiederkehrgenauigkeit gestellt; denn ob die Heckscheibe nach 20 min oder nach 40 min Betrieb ausgeschaltet wird, ist ohne Belang. Deshalb gibt es für diesen Zweck auch Ausschaltverzögerungen, die nach dem Prinzip der Kondensatorumladung arbeiten. Bei einem Ladewiderstand von 1 MΩ ist ein Kondensator in der Größenordnung von 2000 µF erforderlich. Bei einem so hohen Widerstand muß dies ein Tantalkondensator mit besonders geringem Reststrom sein, sonst werden selbst die oben genannten Zeit-

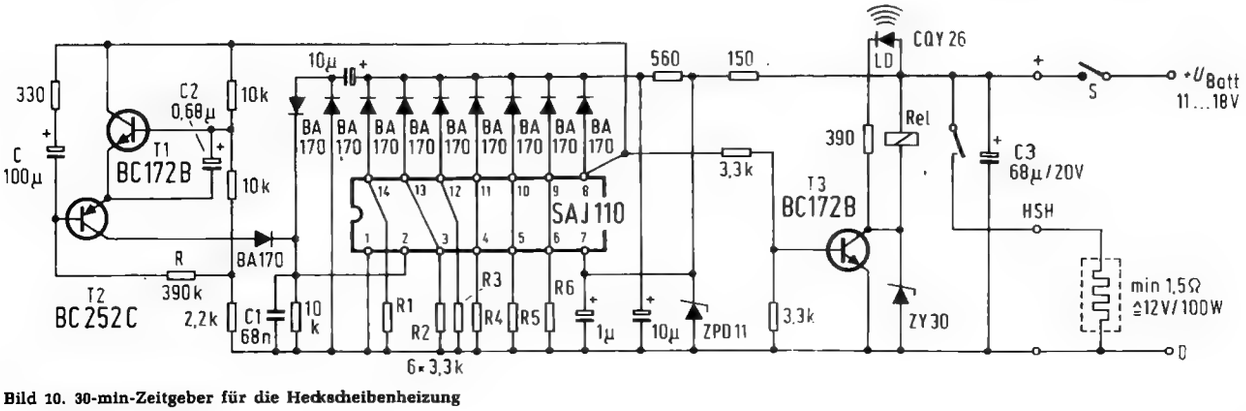


Bild 10. 30-min-Zeitgeber für die Heckscheibenheizung

toleranzen überschritten. Auch diese Schwierigkeiten lassen sich durch eine Zeitvervielfacherschaltung überlisten, die jedoch für den Betrieb in Kraftfahrzeugen einige Besonderheiten aufweisen muß.

Die Schaltung

Die nach *Bild 10* aufgebaute Schaltung arbeitet wie folgt: Wird der Schalter S geschlossen, so erhält der siebenstufige integrierte Frequenzteiler SAJ 110 seine mittels der Z-Diode ZPD 11 und des Vorwiderstandes von 150 Ω auf etwa 11 V reduzierte Versorgungsspannung an Anschluß 7. Die Ausgänge 8...14 werden zunächst noch über Dioden und einen 10-µF-Kondensator auf *Low* gehalten. Dieser Kondensator lädt sich über den 560-Ω-Widerstand relativ schnell auf. Die positive Flanke dieser Aufladung überträgt sich über einen weiteren 10-µF-Kondensator und Entkopplungsdioden als positiver Impuls auf den Eingang 2 des SAJ 110 und kippt so dessen Ausgänge 8...14 in die *High*-Lage. Der Ausgang 8 steuert jetzt über den Transistor T 3 ein Drehankerrelais an, welches die Heckscheibenheizung (HSJ) einschaltet.

Am Ausgang 8 ist außerdem ein Kipposzillator mit den Transistoren T 1 und T 2 angeschlossen, der jetzt ebenfalls anläuft und positive Impulse an den Eingang 2 des SAJ 110 liefert. Beim 64. Impuls springt der Ausgang 8 wieder auf *Low*, damit wird der Kipposzillator und über T 3 und das Relais auch die Heckscheibenheizung wieder abgeschaltet. Eine Leuchtdiode CQY 26 zeigt im Armaturenbrett an, ob die Heizung in Betrieb ist. Wird der Schalter S geöffnet, werden alle Kondensatoren über die Relaiswicklung und die verschiedenen Dioden schnell entladen, so daß beim Wiedereinschalten von S der beschriebene Vorgang von neuem ablaufen kann.

Entstörung

Die Kondensatoren C 1, C 2 und C 3 sowie die Widerstände R 1...R 6 unterbinden Störungen durch Impulse auf der Batteriespannung und statische Störfelder. Diese Beschaltung schützt den Zeitgeber auch vor starken Störungen. Diese Kondensatoren und Widerstände können bis auf C 3 entfallen, wenn die Schaltung in einem Abschirmkästchen oder an einer Stelle mit geringerem Störpegel im Kraftfahrzeug untergebracht ist.

Technische Daten

Die Haltezeit T des Relais errechnet sich annähernd nach der Gleichung:

$$T\ [\mathrm{min}] \approx C\ [\mu\mathrm{F}] \cdot R\ [\mathrm{M}\Omega] \cdot 0{,}75$$

Da für C ein Tantalkondensator gewählt wird, kann die Zeit je nach Reststrom um etwa ± 10 % schwanken. Das ist aber für die vorgesehene Anwendung zulässig. Für Zeitgenaugkeiten von z. B. ± 1 % müßte die Schaltung durch einen zusätzlichen SAJ 110 erweitert werden, so daß der Kipposzillator auf einer höheren Frequenz schwingen kann. Für C wird dann ein normaler Wickelkondensator von etwa 1 µF eingesetzt, der keine Reststromprobleme aufwirft. Die Stromaufnahme bei U_{Batt} = 12 V und einem Relais Nr. 16772211056 (100 Ω, Bosch) ist angezogen 160 mA und abgefallen 25 mA.

Bild 11 zeigt einen Vorschlag für eine gedruckte Platine und *Bild 12* deren Bestückung.

In vorliegendem Beitrag wurde am Beispiel der als Frequenzteiler für elektronische Musikinstrumente von Intermetall entwickelten integrierten Schaltung SAJ 110 gezeigt, daß auch ganz spezielle IS für andere als die vorgesehene Anwendung geeignet sind. Es lohnt sich häufig, die Anwendungsmöglichkeiten einer IS nur von ihren Kenndaten und evtl. der Innenschaltung her abzuleiten und dabei ihren ursprünglichen Anwendungszweck zu vergessen. (I 122)

Literatur

[1] *Wessolowski, H.:* Genauer digitaler Zeitschalter für die Dunkelkammer. Funk-Technik 27 (1972), Nr. 20, S. 747, 748.

[2] *Sydow, R.:* Zeitgeberschaltungen mit Silizium-Planar-Transistoren. Technische Information Nr. 6200-24-1 D von Intermetall.

[3] *Peltz, G.:* Frequenzstabile Kippschaltung mit geringem Bauelementeaufwand. Elektronikpraxis 8, 1973, Nr. 7/8, S. 71/72.

[4] *Peltz, G.:* Frequenzstabiler Mutteroszillator für elektronische Orgeln. FUNKSCHAU 1970/Nr. 21, S. 729...732 bzw. Technische Information Halbleiterbauelemente der Firma Intermetall, Best.-Nr. 6200-75-1D.

[5] *Müller, O.:* Praxis der Kinematographischen Zeitraffung. Film- und Ton-Magazin 1973, Nr. 16.

[6] *Lorkovic, M.:* SAJ 110, ein siebenstufiger Frequenzteiler in integrierter Technik. FUNKSCHAU 1970/Nr. 9, S. 264...267, bzw. Technische Information Halbleiterbauelemente der Firma Intermetall, Best.-Nr. 6200-67-1D.

[7] *Richter, E. J. A.* und *Schippers, H.-R.:* Thyristoren, Grundlagen und Anwendungen (von Intermetall) S. 58 und 59.

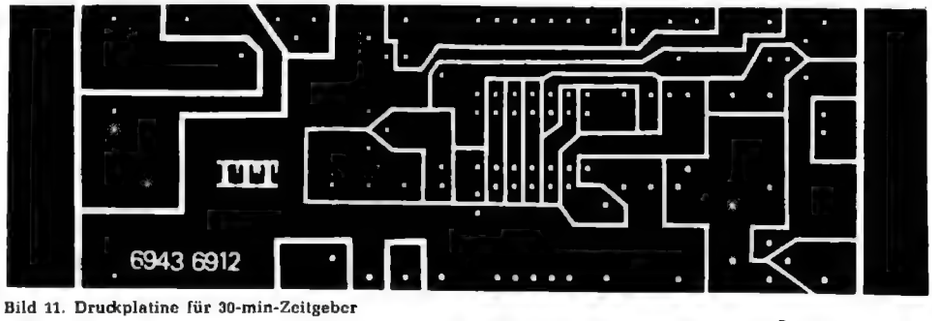


Bild 11. Druckplatine für 30-min-Zeitgeber

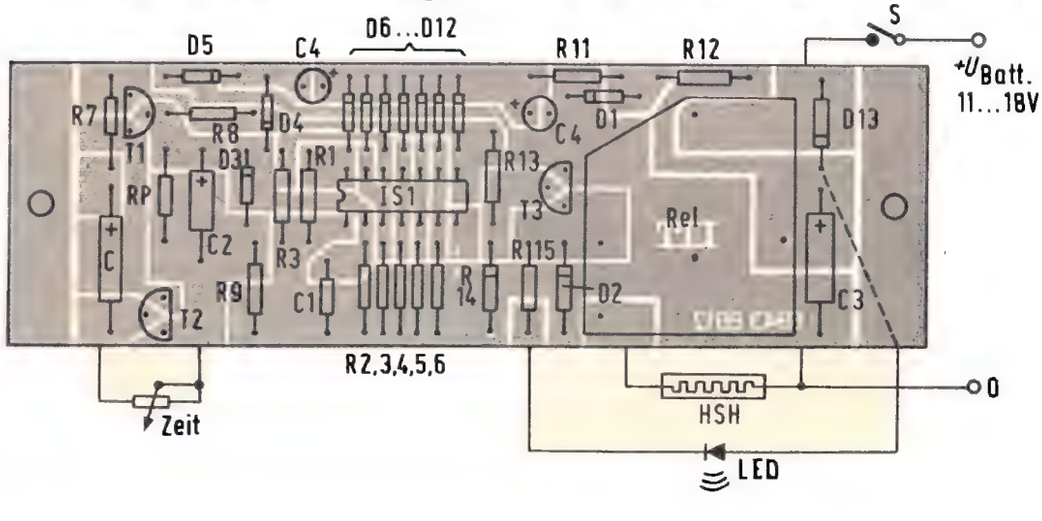


Bild 12. Bestückungsplan für 30-min-Zeitgeber. Bausätze und Platinen sind bei ITT Schaub-Lorenz, Abt. Hobbykits, erhältlich

Bruno Krauss

8-Kanal-Digitalfernsteuerung mit Ausfallautomatik

1. Teil

Als vor wenigen Jahren die Digitalfernsteuerung auf den Markt kam, machte die Modell-Fernsteuertechnik einen Riesenschritt vorwärts; denn endlich bekam der Modellbauer eine Fernsteueranlage, die bei allen Kanälen einen kompromißlosen Proportionalbetrieb ermöglichte. Für den Selbstbau kamen diese Anlagen wegen des relativ hohen Aufwandes in technischer und finanzieller Hinsicht bisher kaum in Frage. Durch weitgehende Verwendung von integrierten TTL-Schaltungen konnte die Bauelementezahl beträchtlich reduziert werden, so daß die Anlage relativ einfach nachgebaut werden kann und gleichzeitig gewichts- und volumenmäßig in der Größenordnung der handelsüblichen Geräte liegt.

Der wesentliche Unterschied zwischen Ton- und Digitalfernsteuerung besteht darin, daß bei der Tonfernsteuerung mit den als Schalter ausgebildeten Steuerknüppeln nur bei Bedarf ein Signal abgegeben wird, das die zugehörige Rudermaschine in ihre Endstellung laufen läßt, während bei der Digitalfernsteuerung die Stellungen der als Potentiometer ausgebildeten Steuerknüppel laufend und unabhängig von der Betätigung an die Empfangsanlage weitergemeldet werden. Die Rudermaschinen – bei der Digitalfernsteuerung Servos genannt – stehen immer in einer der Knüppelstellung entsprechenden proportionalen Stellung und reagieren nur auf eine Änderung der Knüppelstellung. Die Servos können im Gegensatz zur Tonfernsteuerung mit den Steuerpotentiometern unabhängig voneinander in jede beliebige Stellung gebracht und dort beliebig lange stehengelassen werden. Solange die Servos in irgendeiner Stellung verweilen, nehmen sie keinen Strom auf.

Die Übertragung der Kanalinformation erfolgt durch Rechteckimpulse, deren Länge mit den Steuerpotentiometern innerhalb gewisser Grenzen stufenlos regelbar ist. Jedem Servo ist ein Kanalimpuls zugeordnet. Der maximalen Impulslänge entspricht der eine Servo-Endausschlag, der minimalen Impulslänge entspricht der andere Servo-Endausschlag. Dazwischen liegen alle übrigen Stellungen. Ein Kanalimpuls enthält die Information von zwei Kanälen bei der Tonfernsteuerung; ein Digitalkanal entspricht also jeweils zwei Tonkanälen. Im folgenden wird nur noch von Digitalkanälen die Rede sein.

Da der Sender immer nur einen Impuls ausstrahlen kann, erfolgt die Übertragung der Information zeitmultiplex, d. h. die Stellungen der Steuerpotentiometer werden in gleichbleibender Reihenfolge periodisch „abgetastet", in Kanalimpulse verwandelt und nacheinander an den Empfänger weitergeleitet. Damit zu den einzelnen Servos jeweils die richtigen Kanalimpulse gelangen, müssen Sender und Empfänger synchron laufen, was durch Ausstrahlung von Synchronisierimpulsen nach jeder Abtastperiode erreicht wird. Die Synchronisierimpulse sind etwa halb so lang wie die kürzesten Kanalimpulse, wodurch eine sichere Erkennung gewährleistet ist.

Bild 1 zeigt eine Abtastperiode des Steuerteil-Ausgangssignals, mit dem die Hf-Stufe moduliert wird (Zeitpunkt t_0 bis t_9). Die Periode ist in neun gleiche Zeitintervalle der Dauer T_k unterteilt. Während des ersten Zeitintervalls (Zeitpunkt t_0 bis t_1) gelangen vier Synchronisierimpulse auf den Sender, die Kanalimpulse K 1 bis K 8 werden in den Zeitintervallen 2 bis 9 ausgestrahlt. Die positive Kanalimpulsflanke fällt jeweils mit dem Anfang des zugehörigen Zeitintervalles zusammen. Wegen der großen Flankensteilheiten der TTL-Schaltungen ist die Impulspause zwischen dem letzten Synchronisierimpuls und dem ersten Kanalimpuls so kurz, daß sie der Modulationsverstärker nicht mehr „verarbeitet" – die beiden Impulse verschmelzen im ausgestrahlten Hf-Signal zu einem Impuls. K 1 wird dadurch geringfügig länger als die übrigen Kanalimpulse. Dieser kleine „Schönheitsfehler" kann mit einem Trimmer ohne weiteres korrigiert werden. K 1, K 4 und K 5 sind mit ihrer maximalen Impulslänge, der Impuls K 2 ist mit seiner minimalen Impulslänge gezeichnet. Die zugehörigen Servos stehen in entgegengesetzten Endausschlägen. Die zu den Kanalimpulsen K 3 und K 6 bis K 8 gehörenden Servos würden in Neutralstellung stehen.

Das Blockschaltbild des Senders zeigt *Bild 2*. Die vom Taktgeber abgegebenen Impulse gelangen in einen Steuerimpulsgeber und in eine Verknüpfungsschaltung, wo sie zum Erzeugen der Synchronisierimpulse herangezogen werden. Der Steuerimpulsgeber besteht im wesentlichen aus einem Zähler mit nachfolgendem BCD-Decoder. An den neun Ausgängen des Steuerimpulsgebers (sie sind nicht alle gezeichnet) stehen nacheinander neun Kanaltriggerimpulse der Länge T_k zur Verfügung, von denen acht zur Triggerung der acht Kanalimpulse herangezogen werden und einer in der Verknüpfungsschaltung zum Erzeugen der Synchronisierimpulse benötigt wird. Die Kanalimpulsgeber bestehen hauptsächlich aus je einer monostabilen Kippstufe, deren Impulsdauer mit den Steuerpotentiometern regelbar ist. Die von den Kanalimpulsgebern abgegebenen einzelnen Kanalimpulse werden dann von der Verknüpfungsschaltung zu dem in Bild 1 dargestellten Signal zusammengesetzt, das zum Modulator und der Hf-Stufe gelangt.

In der Empfangsanlage *(Bild 3)* werden die vom Superhet demodulierten Impulse einem Impulsformer (Schmitt-Trigger) zugeführt, der „TTL-gerechte" Impulse mit konstanter Amplitude und steilen Flanken abgibt. Am Ausgang des Impulsformers liegt dasselbe Signal an, wie am Ausgang des Sendersteuerteils, jedoch invertiert. In der Impulstrennstufe werden die Synchronisierimpulse von den Kanalimpulsen getrennt. Ein Zähler mit nachgeschaltetem Dezimal-Decoder und acht Torstufen sorgen für

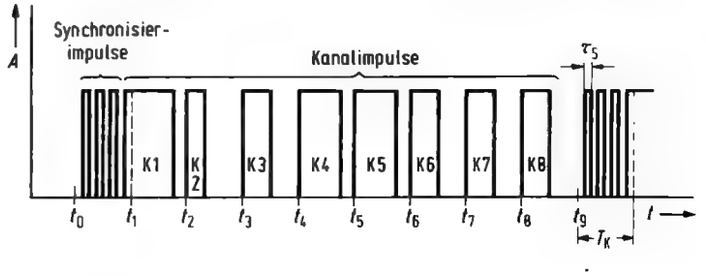


Bild 1. Ausgangssignal des Sender-Steuerteils

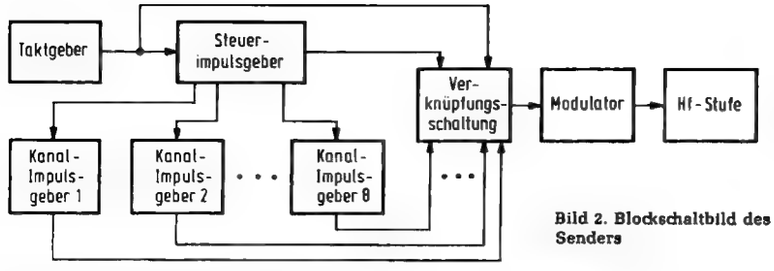
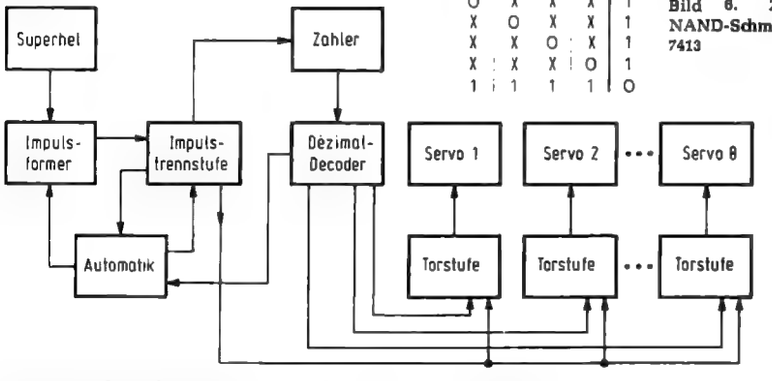


Bild 2. Blockschaltbild des Senders

die Verteilung der Kanalimpulse an die acht Servos. Der Zähler wird von den Synchronisierimpulsen auf Null gesetzt und von den Flanken der Kanalimpulse weitergeschaltet. An den Ausgängen des Dezimaldecoders stehen dieselben Kanaltriggerimpulse wie im Sendersteuerteil zur Verfügung, die jetzt aber zum Durchschalten der Kanalimpulse an die Servos über die Torstufen verwendet werden. Ein Automatik-Baustein, der ohne Schaltungsänderung weggelassen oder hinzugefügt werden kann, läßt die Servos bei Ausfall des Senders oder des Superhets oder bei einfallendem Störsender in eine einstellbare Ruhestellung laufen.



▲ Bild 3. Blockschaltbild der Empfangsanlage

Die technischen Daten sind in *Tabelle 1* zusammengefaßt.

Die integrierten Schaltungen

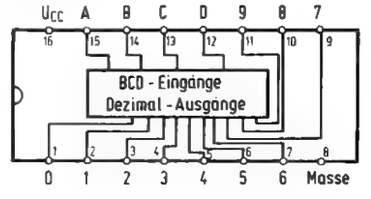
Es werden ausschließlich integrierte TTL-Schaltungen der Serie 74... ver-

Tabelle 1. Technische Daten

Sender
Hf-Ausgangsleistung: 300 mW
Trägerfrequenz: 27,12 MHz ± 0,6 %
Betriebsspannung: 12 V
Antennenlänge: 125 cm

Superhet
Empfangsfrequenz: 27,12 MHz ± 0,6 %
Zwischenfrequenz: 455 kHz
Empfindlichkeit: 3 µV
Betriebsspannung: 6 V
Stromaufnahme: ≈ 15 mA
Antennenlänge: 80 cm
Abmessungen: 65 × 44 × 17 mm
Gewicht: ≈ 45 g

Empfänger-Steuerteil
Betriebsspannung: 2 × 2,4 V
Stromaufnahme: 180 mA
Abmessungen: 81 × 55 × 23 mm
Gewicht: ≈ 100 g
Temperaturbereich: 0...60 °C
Abweichung der Servonullstellung im gesamten Temperaturbereich: kleiner als 5 %

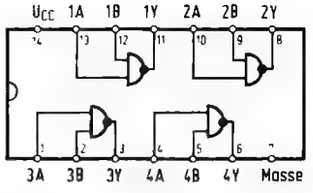


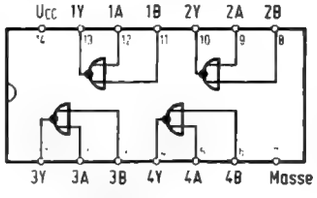
D	C	B	A	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
0	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1	1	1
0	0	0	1	1	0	1	1	1	1	1	1	1	1
0	0	1	0	1	1	0	1	1	1	1	1	1	1
0	0	1	1	1	1	1	0	1	1	1	1	1	1
0	1	0	0	1	1	1	1	0	1	1	1	1	1
0	1	0	1	1	1	1	1	1	0	1	1	1	1
0	1	1	0	1	1	1	1	1	1	0	1	1	1
0	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	0	1	1
1	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1	1	0	1
1	0	0	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	0
1	0	1	0	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
1	0	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
1	1	0	0	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
1	1	0	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
1	1	1	0	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1

Bild 7. BCD-Decoder 7442

A	B	Y
0	X	1
X	0	1
1	1	0

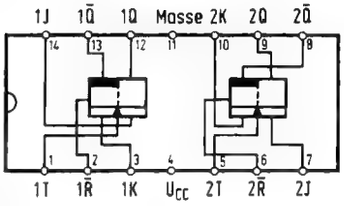
Bild 4. Vierfaches NAND-Gatter mit je zwei Eingängen 7400

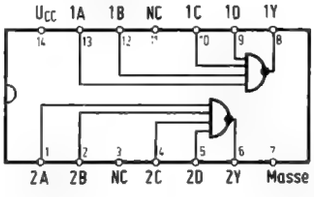




A	B	Y
0	0	1
1	X	0
X	1	0

Bild 5. Vierfaches NOR-Gatter mit je zwei Eingängen 7402





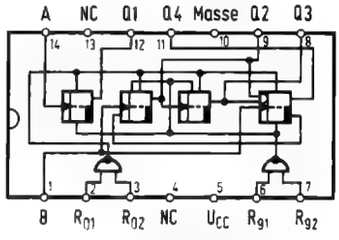
A	B	C	D	Y
0	X	X	X	1
X	0	X	X	1
X	X	0	X	1
X	X	X	0	1
1	1	1	1	0

Bild 6. Zweifacher NAND-Schmitt-Trigger 7413

t_n		t_{n+1}
J	K	Q
0	0	Q_n
0	1	0
1	0	1
1	1	$\bar{Q}_n$

t_n = Zeitpunkt vor dem Taktimpuls
t_{n+1} = Zeitpunkt nach dem Taktimpuls

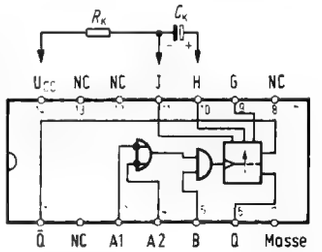
Bild 8. Zwei JK-Master-Slave-Flipflops mit Rückstelleingang 7473



Zähl-folge	Q4	Q3	Q2	Q1	Rückstell-eingänge R01	R02	R91	R92	Q4	Q3	Q2	Q1
0	0	0	0	0	1	1	0	X	0	0	0	0
1	0	0	0	1	1	1	X	0	0	0	0	0
2	0	0	1	0	X	X	1	1	1	0	0	1
3	0	0	1	1	X	0	X	0	zählen			
4	0	1	0	0	0	X	0	X	zählen			
5	0	1	0	1	0	X	X	0	zählen			
6	0	1	1	0	X	0	0	X	zählen			
7	0	1	1	1								
8	1	0	0	0								
9	1	0	0	1								

Bild 9. Dezimalzähler 7490

Bild 10. ▶ Monostabile Kippstufe 74121



wendet. Die Anlage kann damit in einem Temperaturbereich von 0 °C bis + 60 °C betrieben werden. Wer die Anlage auch im Winter betreiben will, muß die Serie 74... gegen die Serie 84... austauschen. Der Temperaturbereich reicht dann von −20 °C... + 60 °C. Die Anschlußanordnungen und Wahrheitstafeln der Bausteine sind aus den *Bildern 4* bis *10* ersichtlich. Alle Anschlußanord-

nungen sind mit Ansicht von oben gezeichnet. Das in den Wahrheitstafeln verwendete X bedeutet, daß es gleichgültig ist, ob an dem betreffenden Eingang log. 1 oder log. 0 anliegt; die mit NC bezeichneten Anschlüsse haben keine innere Verbindung, sie können also extern beliebig beschaltet werden.

Senderseitig werden folgende IS benötigt: 1 × 7400, 1 × 7442, 1 × 7473, 1 × 7490, 1 × 74121 und 1 × 74121 pro Kanal.

Empfängerseitig werden benötigt: 1 × 7400, 1 × 7402 pro 4 Kanäle, 1 × 7413, 1 × 7442, 1 × 7490, 2 × 74121 und 1 × 74121 pro Kanal.

Zum Verständnis der Schaltungen ist es erforderlich, die Funktion der monostabilen Kippstufe 74121 (Bild 10) etwas genauer zu kennen.

Im Ruhestand liegt Ausgang Q auf log. 0, $\overline{Q}$ auf log. 1. Die flankengesteuerten Eingänge A 1 und A 2 triggern die Kippstufe bei Übergang von log. 1 auf log. 0, während Eingang B auf log. 1 liegt. Der Schmitt-Trigger-Eingang B triggert die Kippstufe bei Übergang von log. 0 auf log. 1, während A 1 oder A 2 auf log. 0 liegt. An den A-Eingängen dürfen nur TTL-Signale mit steilen Flanken liegen, während Eingang B auch Impulse mit langen Flanken (Anstiegssteilheit max. 1 V/s) verträgt. Nach erfolgter Triggerung ist der Ausgangsimpuls nur noch eine Funktion von R_k und C_k. Die Ausgangsimpulsdauer t_a errechnet sich näherungsweise nach der Formel:

$$t_a = 0{,}7\, C_k\, R_k$$

Die Toleranz der Ausgangsimpulsdauer, bedingt durch Temperatur- und Spannungsschwankungen, ist kleiner als 3 %. Maximal lassen sich Ausgangsimpulse mit etwa 40 s Dauer erreichen. R_k muß mindestens 1,4 kΩ und darf höchstens 40 kΩ betragen. Über Anschluß G erreicht man einen internen Zeitkomponentenwiderstand von R_{ki} = 2 kΩ, der jedoch im Rahmen dieser Bauanleitung nicht benötigt wird. Stift 9 bleibt daher unbeschaltet.

Sender

Bild 11 zeigt die Schaltung des Sender-Steuerteils. Die gestrichelten Linien deuten die einzelnen Baugruppen des Blockschaltbildes nach Bild 2 an. Zum Verständnis der Funktionsweise des Taktgebers denken wir uns die Schaltung zunächst im Ruhezustand. Der Kondensator C 1 ist dann entladen, Eingang B der monostabilen Kippstufe und Ausgang Q liegen auf log. 0, $\overline{Q}$ liegt auf log. 1. Nun wird C 1 über R 1 aufgeladen. Der in Kollektorschaltung arbeitende Transistor T 1 überträgt die Kondensatorspannung an den Eingang B der Kippstufe (Impedanzwandler). C 1 wird so lange aufgeladen, bis die Triggerschwelle des Eingangs B überschritten ist. Bei erfolgter Triggerung geht $\overline{Q}$ auf log. 0, und C 1 wird über die Diode D 1 wieder entladen. Nachdem die monostabile Kippstufe nach einer mit R 4 einstellbaren Zeit wieder in ihren Ruhestand zurückgekippt ist, beginnt der Vorgang von neuem. Die beiden Flipflops 7473 teilen die Frequenz des Taktgebers durch 4. Am Eingang A des Dezimalzählers 7490 liegt dadurch ein Rechtecksignal mit der Periodendauer T_k an. Die Rückstelleingänge R_{01} und R_{02} sind so beschaltet, daß der Zähler nur von 0 bis 8 dual hochzählen kann, also 9 verschiedene Zustände annehmen kann. Weitergeschaltet wird der Zähler jeweils von den negativen Flanken des am Eingang A anliegenden Signals. An den Ausgängen 1 bis 8 des BCD-Decoders 7442 liegen die negativen Kanaltriggerimpulse an, mit deren negativen Flanken die Kanalimpulsgeber 1 bis 8 jeweils über den Eingang A 2 getriggert werden. Durch den invertierten Kanaltriggerimpuls 0 gelangen während der Zählerstellung 0 über das NAND-Gatter N 1 vier Synchronisierimpulse, die dem Ausgang Q des Taktgebers entnommen werden, auf den Ausgang $\overline{SM}$, auf den über die Dioden D 3 bis D 10 auch die acht Kanalimpulse gelangen. Die Dioden D 3 bis D 10 dienen zur gegenseitigen Entkopplung der Kanalimpulsgeberausgänge. Mit dem Schalter S 1 kann der Kanalimpuls 8 abgeschaltet werden. Dies ist z. B. bei Beleuchtungsfunktionen sinnvoll. Anschluß SK 8 wird in diesem Fall direkt an U_{CC} gelegt, und in der Empfangsanlage wird anstelle des Servos eine Transistorschaltung an das betreffende Tor angeschlossen, die bei eingeschaltetem Kanalimpuls die Beleuchtung einschaltet. Diese Kanalimpulsabschaltung darf nur bei Kanal 8 angewendet werden. Am Ausgang $\overline{SM}$ liegt das invertierte Signal nach Bild 1

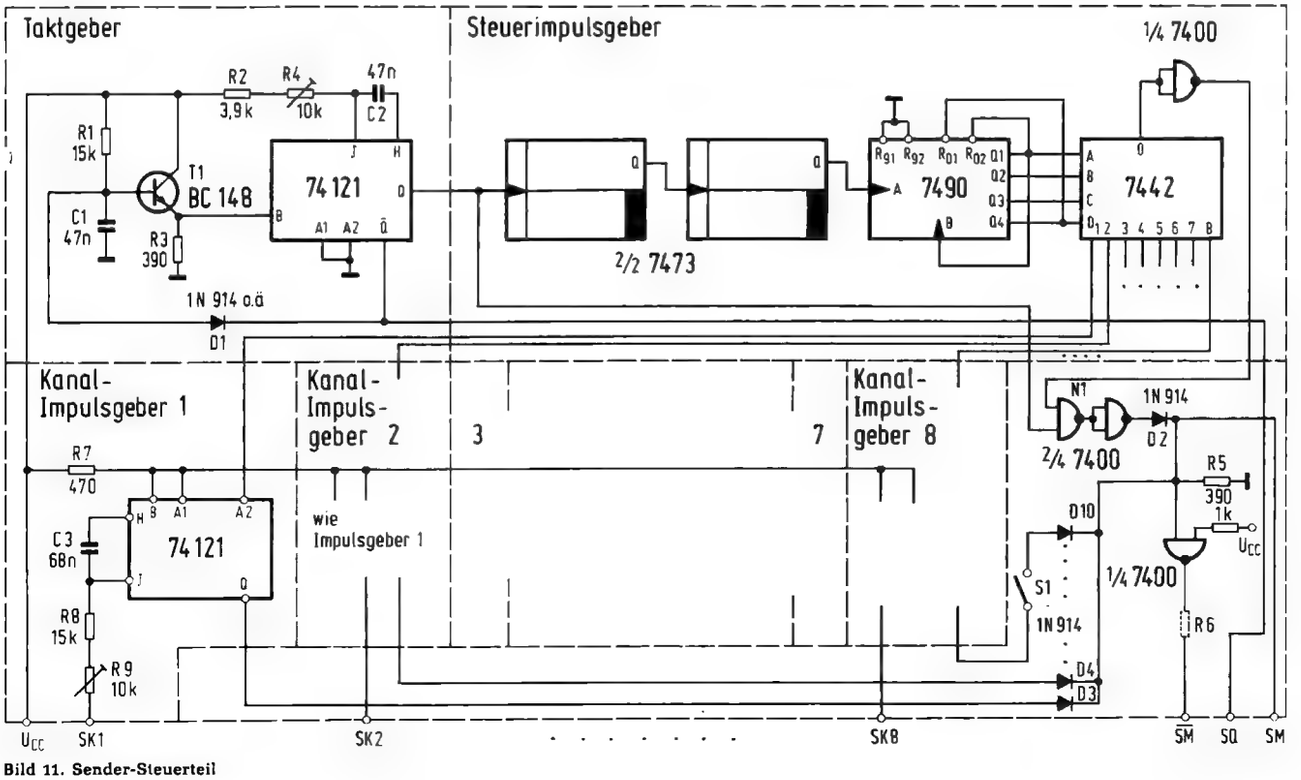


Bild 11. Sender-Steuerteil

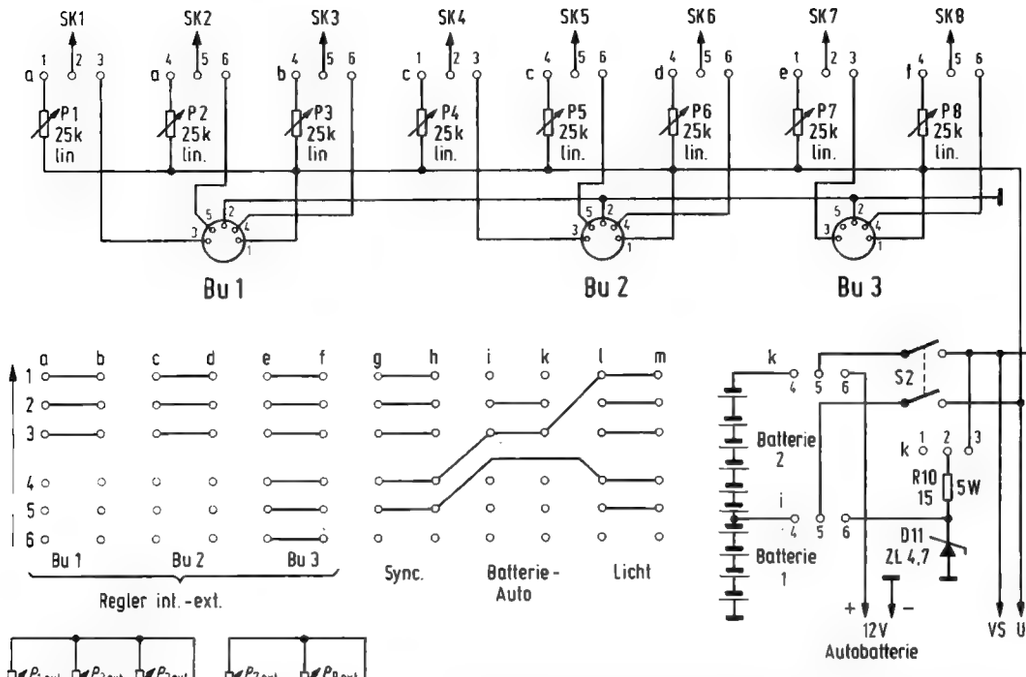


Bild 12. Bedienungselemente und Stromversorgung des Senders

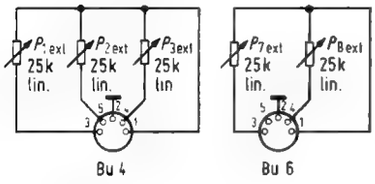


Bild 13. Externe Steuereinheiten

an. Der Ausgang SM und der Widerstand R 6 werden nicht benötigt, wurden aber aus Flexibilitätsgründen (z. B. bei Verwendung einer anderen Hf-Stufe) in die Platine mit einbezogen.

An die Ausgänge SK 1 bis SK 8 werden die acht Steuerpotentiometer angeschlossen. Mit den Umschaltkontakten a bis f können über die Tasten *Regler int – ext* wahlweise interne Steuerpotentiometer P 1 bis P 8 oder externe Steuerpotentiometer $P_{1\,ext}$ bis $P_{8\,ext}$ angeschaltet werden *(Bild 12)*. Die externen Steuereinheiten werden an die Buchsen Bu 1 bis Bu 3 mit einem handelsüblichen 5poligen Stereo-Diodenkabel angeschlossen. Sie ermöglichen z. B. den gleichzeitigen Betrieb von mehreren Modellen, die von verschiedenen Personen über einen einzigen Sender gesteuert werden, oder den Anschluß von „Flugschülern" (bei Bedarf kann der „Fluglehrer" sehr schnell auf seine internen Steuerpotentiometer umschalten). Bei der Anlage des Verfassers wurden zwei externe Steuereinheiten mit je drei Kanälen und eine mit zwei Kanälen vorgesehen. Selbstverständlich können die Kanäle auch anders aufgeteilt oder die externen Steuereinheiten ganz weggelassen werden. Es bietet sich hier eine Vielzahl von Möglichkeiten für die Zusammenstellung einer völlig individuellen Anlage.

Mit der Taste *Sync* können auf den Modulator wahlweise die Signale $\overline{SM}$ oder SQ geschaltet werden. Im ersten Fall arbeitet der Sender im Normalbetrieb. Die Kontrollampe LA 2 zeigt diesen Zustand an. Im zweiten Fall strahlt der Sender nur Synchronisierimpulse aus. Die Bedeutung dieser Betriebsart wird später im Zusammenhang mit dem Automatikbaustein erläutert.

Mit der Taste *Batt-Auto* kann die Stromversorgung von den eingebauten Akkus Batt 1 und Batt 2 auf Autobatteriebetrieb umgeschaltet werden.

Mit der Taste *Licht* lassen sich die Kontrollampen abschalten, um bei Akkubetrieb Strom zu sparen.

Mit dem Schalter S 2 wird die Anlage eingeschaltet. Die Kontrollampe LA 1 zeigt diesen Zustand an.

Links unten im Bild 12 ist die Anordnung der Tastenkontakte mit Verdrahtung dargestellt. Der Pfeil deutet die Druckrichtung an. Die Schaltung der externen Steuereinheiten zeigt *Bild 13*.

Die Sender-Endstufe mit dem Transistor T 3 arbeitet im B-Betrieb und regt den kapazitiv gekoppelten Schwingkreis L 2/C 9 zu sinusförmigen Schwingungen an *(Bild 14)*. Der Serienkreis L 4/C 11 filtert die erste Oberwelle (54 MHz) aus dem Hf-Signal heraus, das dann über die Antennenfußpunktspule L 5 der Antenne zugeführt wird.

Der Selbstbau der Hf-Stufe lohnt sich kaum, da das komplette Modul von der Firma Reuter recht preisgünstig als Bausatz angeboten wird.

(Fortsetzung folgt)

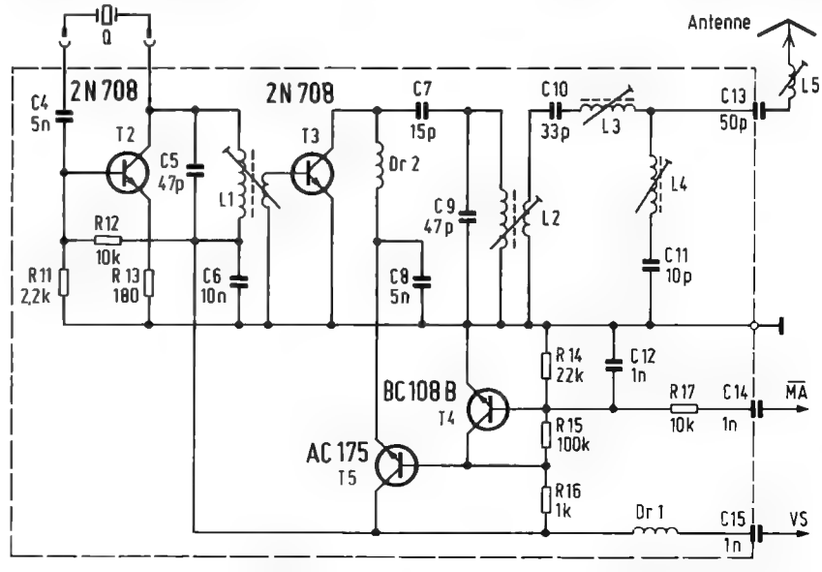


Bild 14. Sender-Hf-Stufe mit Modulator. L 5 = 24 Wdg. 0,4 CuLS auf Körper 6 mm, Kern rot

Arno Ruff

Elektronisches Knobelspiel

Werden elektronische Rechenanlagen einem größeren Besucherkreis vorgeführt, so demonstriert man die „Intelligenz" der Maschine meist damit, daß die Zuschauer ein Spiel gegen den Computer spielen dürfen, wobei dann die Rechenmaschine fast immer gewinnt.

Die hier vorgestellte Schaltung beherrscht ebenfalls ein solches Spiel. Es ist ein bekanntes logisches Knobelspiel, welches zwar keinen einheitlichen Namen hat, fälschlicherweise jedoch manchmal mit „NIM-Spiel" bezeichnet wird. Die Spielregel ist sehr einfach: Zwei Spieler addieren abwechselnd gemeinsam Zahlen zwischen 1 und 3 von 0 beginnend. Derjenige, der als erster die Zahl 25 (oder 45, 65, 85) erreicht, ist Sieger. Es spielt hier also „Mensch gegen Computer". Man addiert immer abwechselnd einmal die eigene, und einmal die vom Gerät gewünschte Zahl.

Die Schaltung *(Bild 1)* wurde mit den geringstmöglichen Bauteilen aufgebaut, daher die manuelle Eingabe mit dem Taster Ta 2, auch für die Zahlen des Gerätes. Es soll mit dieser einfachen Schaltung nur auf unterhaltsame Weise gezeigt werden, was ein „Elektronengehirn", das aus lediglich sechs NAND-Gattern besteht, kann.

Zu Beginn eines jeden Spieles stellt man mit dem Taster Ta 1 die Minitron-Anzeigeeinheit auf 00. Mit dem Taster Ta 2 werden über einen aus zwei NAND-Gattern (½ 7400) aufgebauten prellfreien Schalter die Zahlen 1, 2 oder 3 eingegeben, d. h. der Taster wird ein-, zwei- oder dreimal betätigt. Die beiden Dezimal-Zähler (7490) zählen diese Impulse und geben sie über die BCD-Decoder (7447) an die 7-Segment-Anzeigen weiter. Dort erscheint dann der jeweilige Spielstand (gemeinsame Summe). Der Zählerstand gelangt außerdem an eine aus sechs NAND-Gattern (1½ 7400) aufgebaute Logikschaltung, welche über die Transistoren (pnp und npn) die Lämpchen steuert. Betätigt man nun den Taster Ta 3, so wird durch die Anzahl der aufleuchtenden Lämpchen angezeigt, welche Zahl das Gerät spielen möchte. Diese Zahl muß vom menschlichen Spielpartner fairerweise für das Gerät ebenfalls mit Ta 2 eingegeben werden.

Wer das Spiel beginnt, ist gleichgültig. Soll das Spiel vom Gerät eröffnet werden, so wird eben zuerst Ta 3 gedrückt und die angezeigte Zahl eingegeben. Anschließend tastet man seine eigene gewünschte Zahl ein.

Wichtig in dieser Schaltung ist der Kondensator C 1, der nahe an IS 4 (Stifte + und –) angeschlossen werden sollte. Fehlt dieser Elko, so kann der Stromstoß, der durch das Ein- und Ausschalten der Lämpchen entsteht, Fehlimpulse verursachen und die Zähler zu einer wirren Anzeige veranlassen.

Wer die Logik des Spieles nicht kennt, wird erstaunt sein, daß dieses Gerätchen (fast) jedes Spiel gewinnt. Erst wenn man hinter das Geheimnis des Spieles gekommen ist, hat der Mini-Computer keine Chance mehr.

Die *Bilder 2* und *3* zeigen einen Vorschlag für den Aufbau auf zwei Leiterplatten, die mit vier M-3-Schrauben

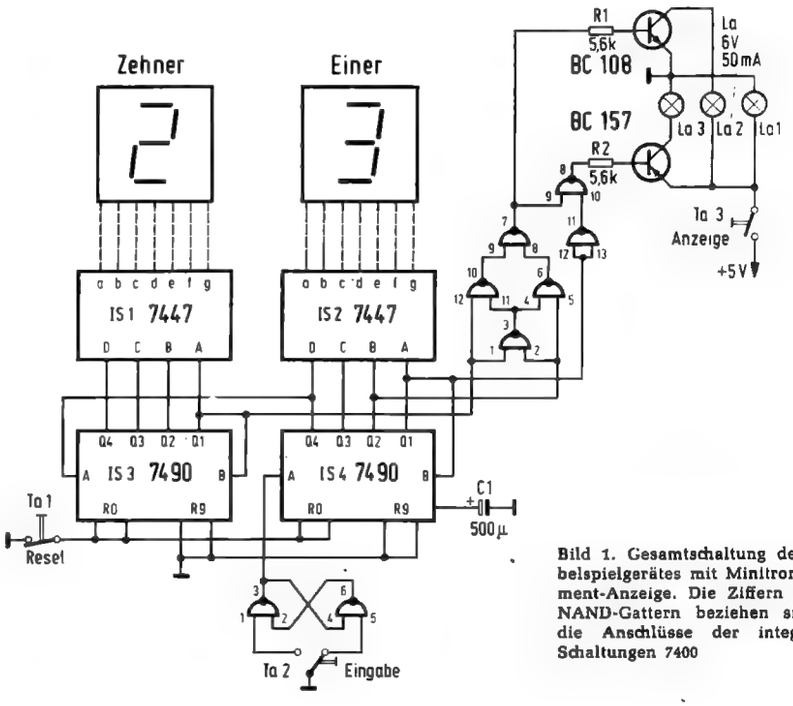


Bild 1. Gesamtschaltung des Knobelspielgerätes mit Minitron-7-Segment-Anzeige. Die Ziffern an den NAND-Gattern beziehen sich auf die Anschlüsse der integrierten Schaltungen 7400

1. April 1975: Einsendeschluß für den

FUNKSCHAU-PREIS 1975

Es lohnt sich, ein wenig den Kopf zu zerbrechen, denn
15 000 DM sind insgesamt für Preise ausgesetzt.

Es lohnt sich für den Praktiker, ein wenig nachzudenken über das Thema:

Die nachbausichere Bauanleitung

In dieser ersten Abteilung geht es uns insbesondere um nicht allzu aufwendige Schaltungen mit „Pfiff".

Die ausführlichen Ausschreibungsbedingungen, auch für die zweite Abteilung „Kompliziertes einfach darstellen", senden wir Ihnen gern als **Sonderdruck FUNKSCHAU-Preis 1975** zu, wenn Sie das Heft 19/1974 nicht zur Hand haben, in dem wir sie auf den Seiten 720/721 veröffentlicht haben. Auch wer nur „Mitleser" ist, kann den Sonderdruck anfordern von der

FUNKSCHAU-Redaktion, 8 München 37, Postfach 37 01 20.

Bitte beachten: Manuskripte für den FUNKSCHAU-Preis nicht an die Redaktion einsenden, sondern nur an das Büro

Rechtsanwalt Eduard Dobroschke, 8 München 2, Promenadeplatz 12

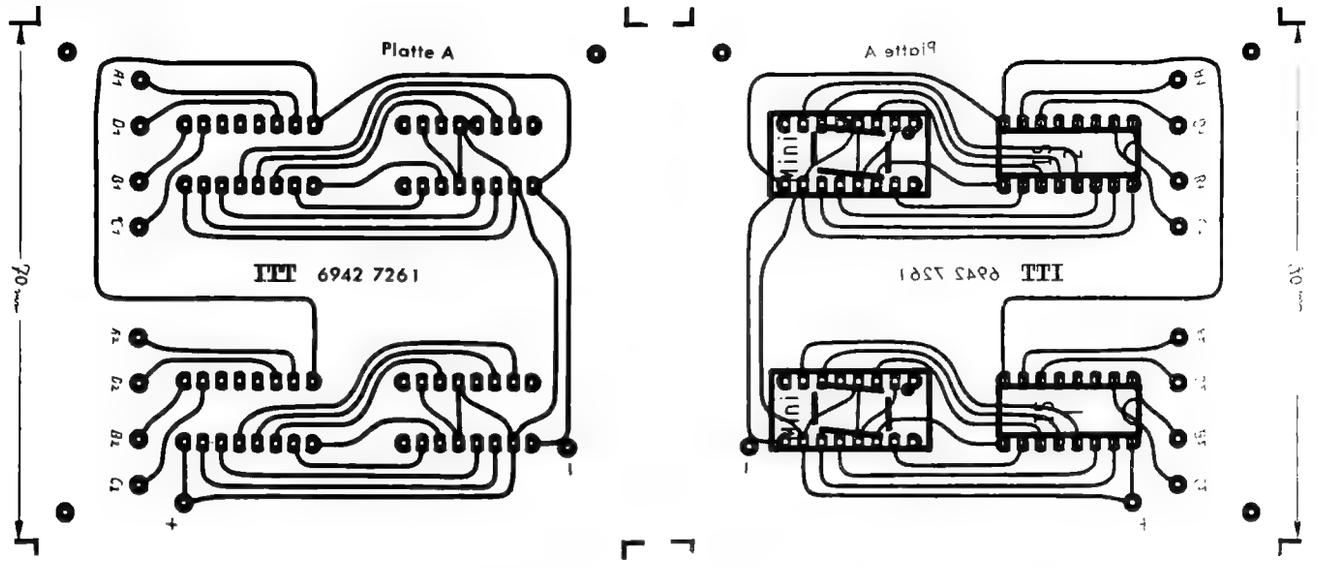


Bild 2. Platine für die Anzeigeeinheit mit Bestückungsplan

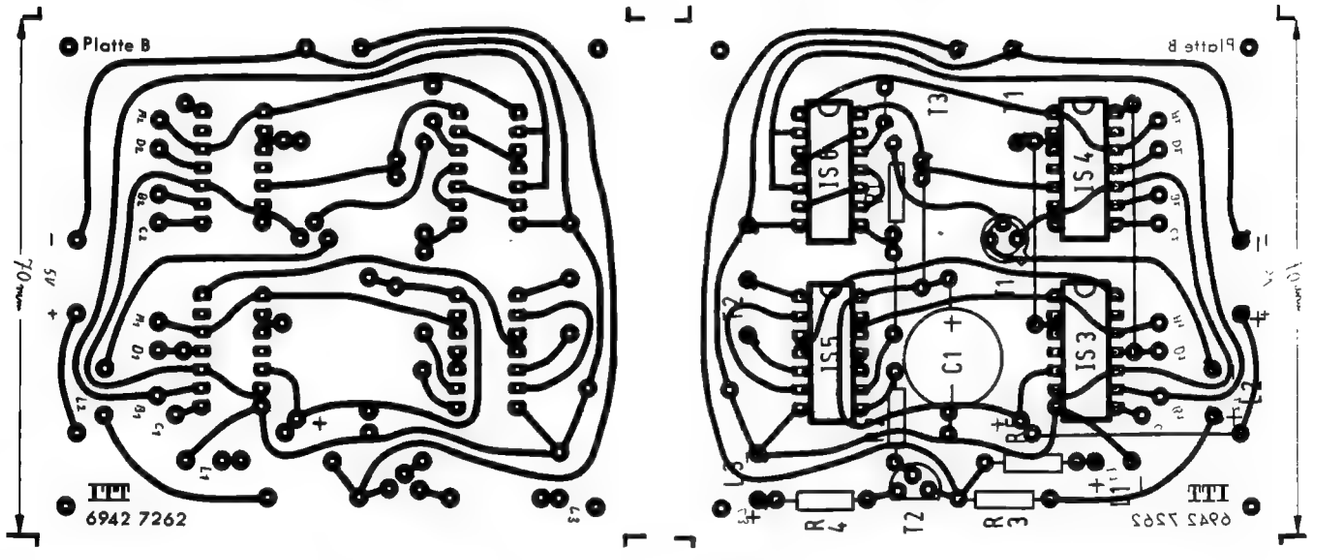


Bild 3. Platine mit Bestückungsplan für Zähler-, Flipflop- und Logik-IS. Ein Bausatz ist bei ITT Schaub-Lorenz, Abt. Hobbykits, erhältlich

übereinander angeordnet werden können. Taster und Lämpchen bringt man zweckmäßigerweise beiderseits der Leiterplatten an. Die Punkte A 1 bis D 2, + und – der oberen Leiterplatte sind mit den jeweils gleich bezeichneten Punkten der unteren Platte zu verbinden. Das Gerät kann mit vier Batterien zu je 1,5 V oder mit einem auf 5 V einstellbaren stabilisierten Netzgerät gespeist werden. (I 123)

Literatur

Schubert, Prof. Dr. Hermann: Mathematische Mußestunden. Walter de Gruyter & Co.

Lietzmann, Walter: Lustiges und Merkwürdiges von Zahlen und Formen. Vandenhoeck & Ruprecht, Göttingen.

Lohberg, Rolf: Kosmos Spielcomputer Logikus. Frankh-Verlag, Stuttgart.

Die interessantesten Bauanleitungen aus Praxis & Hobby im vergangenen halben Jahr

Ein vielseitiges Mischpult mit integrierten Schaltungen	Heft 10, Seite 379 Heft 11, Seite 417 Heft 12, Seite 467
Steckfeld und Netzschalttafel für das Heimstudio	Heft 13, Seite 501 Heft 14, Seite 551 Heft 15, Seite 591 Heft 16, Seite 633
Telefon-Mithörgerät	Heft 15, Seite 590
Drei preiswerte Meß- und Prüfgeräte für den Selbstbau	Heft 16, Seite 631
Linearer elektronischer Wobbelgenerator	Heft 17, Seite 671 Heft 18, Seite 705
Opto-Orgel – ein lichtgesteuertes elektronisches Musikinstrument	Heft 20, Seite 783
Teststift mit Leuchtdioden zum Prüfen von TTL-Schaltungen	Heft 21, Seite 830
Elektronische Digitaluhr Timing Butler	Heft 24, Seite 955

Franz Ludwig

Elektronische Tastatur mit gegenseitiger Auslösung

Die beschriebene Schaltung ersetzt mechanische Tastaturen mit gegenseitiger Auslösung. Ein großer Vorteil liegt darin, daß eine beliebige Zahl (ohne Verstärker max. 20) von gegenseitig auslösenden Tasten aufgebaut werden kann. Man ist also nicht an käufliche Tastenaggregate gebunden, die in der Anzahl der Tasten oft nicht mit dem vorgesehenen Zweck übereinstimmen.

Die Schaltung kann in allen elektronischen oder elektrischen Geräten Verwendung finden, z. B. als Bereichumschalter in Rundfunk- oder Meßgeräten, als Kanalschalter in Fernseh- oder Funkgeräten usw. Beim Verfasser arbeitet diese Tastatur in Verbindung mit einem Frequenzteiler 10 MHz bis 1 Hz, es wird damit jedes gewünschte Teilerverhältnis an einen Ausgang geschaltet.

Bild 1 zeigt die Schaltung für vier gegenseitig auslösende Tasten. Die Versorgungsspannung für die IS (integrierte Schaltungen) beträgt 5 V, da es sich hierbei um TTL-Schaltungen handelt. Die Spannung sollte stabilisiert sein, da nur eine Abweichung von max. 0,25 V nach oben und unten zulässig ist. In Bild 1 sind diese Leitungen weggelassen.

Werden weniger gegenseitig auslösende Tasten benötigt, zum Beispiel zwei, werden R 3, R 4, S 3, S 4 weggelassen. Die Gatter G 3, G 4 an IS 3 und die Eingänge D 3, D 4 sowie die Ausgänge Q 3, Q 4 an IS 1 bleiben offen. Es werden also nur die jeweils benötigten Aus- und Eingänge bestückt.

Mit einem SN 7475 (IS 1) und einem SN 7401 (IS 3) können jeweils vier gegenseitig auslösende Tasten aufgebaut werden. *Bild 2* zeigt, wie auf weitere Tasten erweitert wird. Die Schaltung ist lediglich an den Punkten A und B und mit der Versorgungsspannung zu verbinden.

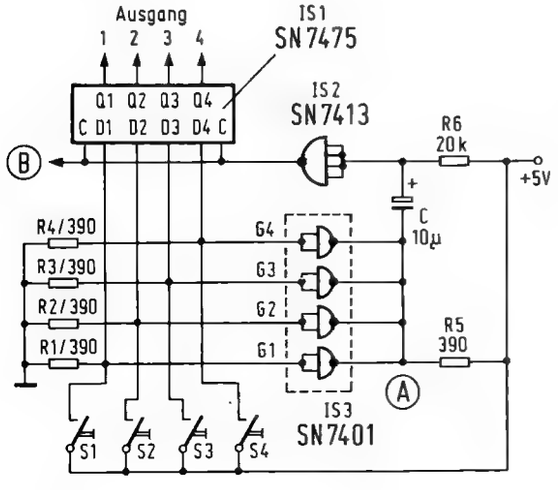
Bei den Schaltern S 1 bis S 4 in Bild 1 handelt es sich um normale Drucktaster. Im Ruhezustand liegen die Eingänge D 1 bis D 4 des Speicherflipflops SN 7475 (IS 1) über die Widerstände R 1 bis R 4 an Masse (logisch L). IS 1 hat die Eigenschaft, die an den Eingängen D 1 bis D 4 anstehende Information auf die Ausgänge Q 1 bis Q 4 durchzuschalten, solange die C-(Clock-)Anschlüsse auf hoher Spannung (logisch H) liegen. Wird C logisch L, behalten die Ausgänge ihren Zustand, auch wenn die Eingangsinformation wechselt (Speicherwirkung).

Diese Eigenschaft wird hier folgendermaßen ausgenützt. Wird eine der Tasten S 1 bis S 4 gedrückt, geht der zugehörige Eingang auf + 5 V (H). Gleichzeitig schaltet das zugehörige Gatter G 1 bis G 4 durch, das heißt, der Gatterausgang geht auf Null (L), da es sich um einen Inverter handelt, dessen Ausgangssignal dem Eingangssignal entgegengesetzt ist. Um ein sogenanntes verdrahtetes ODER (Wired OR) aufbauen zu können, müssen diese Gatter (IS 3) am Ausgang einen offenen Kollektor haben. Dies ist bei dem Typ SN 7401 der Fall. R 5 ist der gemeinsame Kollektorwiderstand.

Welches Gatter auch schaltet, durch die ODER-Verbindung entsteht am Kondensator C in Bild 1 immer der gleiche Zustand – er überträgt einen negativen Impuls auf den Eingang von IS 2 (SN 7413). Hierbei handelt es sich um einen Schmitt-Trigger, der beliebig geformte Impulse in TTL-logikgerechte Impulse umformt. Der negative Impuls vom Kondensator C wird hier invertiert, der Ausgang geht auf logisch H. Da sich aber der Kondensator über den Widerstand R 6 sofort wieder auflädet, schaltet IS 2 nach kurzer Zeit wieder um. Der Ausgang – und damit die Clock-Eingänge von IS 1 – geht wieder auf L. Dieser kurze positive Impuls genügt, um den der gedrückten Taste zugehörigen Ausgang Q durchzuschalten. Gleichzeitig gehen alle anderen Ausgänge auf Null (L). Dieser Zustand bleibt auch nach Loslassen der Taste erhalten, und zwar solange, bis erneut eine Taste gedrückt wird.

Der jeweilige Zustand drückt sich also durch hohes Potential (H) an einem der Ausgänge (Q 1 bis Q 4 in Bild 1) aus. Damit können TTL-Schaltungen direkt angesteuert werden. An den Q-Ausgängen steht auch das invertierte Signal zur Verfügung. Die Ausgangsspannung beträgt min. 2,4 V, der Ausgang kann mit max. 16 mA belastet werden (Fan-Out = 10).

Sollen Schaltungen mit anderen Spannungen oder Strömen betrieben werden, so ist mittels Transistoren der Strom oder die Spannung entsprechend zu verstärken. Hierfür möge sich der Anwender die für den Einzelfall passende Schaltung selbst auswählen. Als Anregung mag die nachfolgend beschriebene Rückmeldung dienen, da anstelle der Leuchtdioden auch Relais, Lampen, elektronische oder elektrische Schaltungen



◄ Bild 1. Grundschaltung einer elektronischen Tastatur mit vier gegenseitig auslösenden Tasten

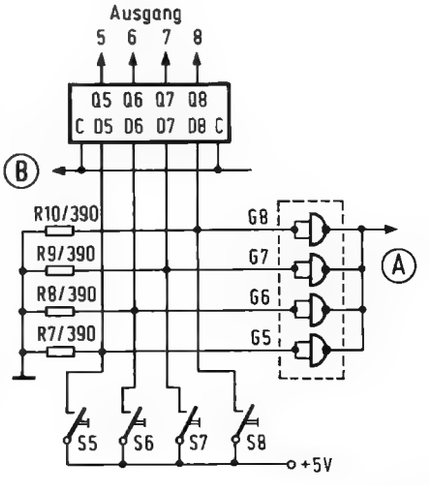


Bild 2. ► Erweiterung auf mehr gegenseitig auslösende Tasten. Punkt A und B wird mit dem gleichlautenden Punkten in Bild 1 verbunden

usw. betrieben werden können, wenn man Strom- und Spannungsbedarf entsprechend berücksichtigt.

Rückmeldung

Da der Schaltzustand bei mancher Anwendung nicht ohne weiteres ersichtlich ist, muß eine Rückmeldung vorgesehen werden. Am einfachsten geschieht dies mittels Signallämpchen oder Leuchtdioden. Diese leuchten dann auf, wenn die zugehörige Taste gedrückt wird, und sie leuchten solange, bis eine andere Taste gedrückt wird. Kann der Lampenstrom nicht von der angesteuerten Schaltung abgezweigt werden, so zeigt *Bild 3* eine erprobte Schaltung mit Leuchtdioden.

Die angegebenen Werte für die Basis-Vorwiderstände gelten nur bei Verwendung der angegebenen Transistoren und für Leuchtdioden mit einem Diodenstrom von 20 mA. Selbstverständlich können beliebige andere Transistoren und auch Leuchtdioden mit anderen Werten Verwendung finden. Es ist dann lediglich der geforderte Dioden- oder Lampenstrom durch Änderung des Basis-Vorwiderstandes einzustellen.

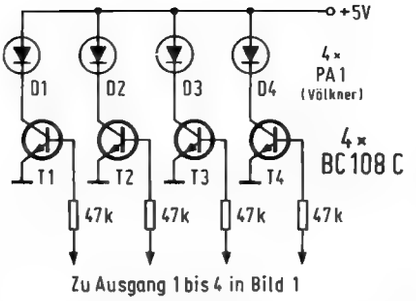


Bild 3. Rückmeldung über Transistoren und Leuchtdioden

Der Aufbau ist nicht kritisch. Als Kondensator C in Bild 1 wurde im Mustergerät ein Tantaltyp verwendet, was jedoch keineswegs notwendig ist. Eine Platinenzeichnung für acht gegenseitig auslösende Tasten steht auf Anforderung beim Verfasser zur Verfügung. Es können Platinenzeichnungen auch für jede andere Anzahl Tasten geliefert werden.

Reinhard Rösler

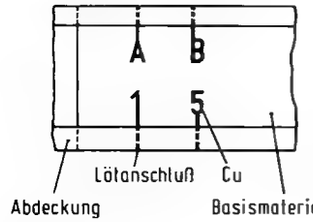
Herstellung von Sensorfeldern

Die Vorteile der Sensorschalter sind wohl ebenso allgemein bekannt wie deren Funktion, so daß sich eine nähere Besprechung hierüber erübrigt. Nur soviel sei noch einmal kurz zur Erinnerung wiederholt: Es gibt zwei Arten von Sensorschaltern folgender prinzipieller Unterscheidung:

1. *Die Brummspannung* – vom menschlichen Körper aus dem Lichtnetz aufgefangen – wird über den Finger auf die Sensorfläche übertragen und veranlaßt einen Schaltverstärker zum Durchsteuern.

2. *Eine Gleichspannung*, über den Hautwiderstand des Fingers geleitet, steuert ebenfalls einen Schaltverstärker durch.

Sowohl für den Amateur, als auch für den kleineren Hersteller ist es ein Problem, saubere Sensorfelder zu produzieren. Üblich sind, wenn man auf Cu-kaschiertes Material zurückgreift, folgende Lösungen:



◀ Bild 1. Brummspannungs-Sensor mit Lötanschluß

Zu *1:* Die Sensoren werden mit Anschlußbahnen versehen, die zum Platinenrand führen und dort als Löt- oder Steckkontakte dienen. Solche Anschlußbahnen sehen unschön aus und führen bei mehrreihigen Sensorfeldern zur Unübersichtlichkeit. Außerdem muß der Rand der Platine mit Abdeckungen versehen werden, um die Lötanschlüsse zu verbergen *(Bild 1)*.

Eine weitere Möglichkeit ist folgende: Jedes Symbol wird durchbohrt (Durchmesser 1 mm) und zur auf der anderen Seite liegenden Lötinsel durchkontaktiert *(Bild 2)*. Dazu müßte man allerdings die Platinen außer Haus geben. Es erfordert also einen beträchtlichen Aufwand. Auch das Platinenmaterial wird durch die zweiseitige Cu-Kaschierung erheblich teurer. Ein „durchlöchertes" Bedienungsfeld sieht dazu noch häßlich aus, da durch die Bohrungen Lötzinn hochsteigen wird und sich auch Schmutz in den Löchern ansammelt.

Für den Hobbybedarf gibt es eine bessere Lösung. Man nehme einen Zierstift (Möbelbranche), eine Heftzwecke, wie sie von technischen Zeichnern benutzt wird oder etwas ähnliches, übertrage mit Abdecklack oder ätzfestem Klebezeichen das Sensorsymbol auf die Tippfläche, verfahre dann wie beim normalen Platinenätzen und rauhe die Oberfläche (bis auf das mit Abdecklack bedeckte Symbol) im Ätzbad an. Dann wird der Abdecklack entfernt.

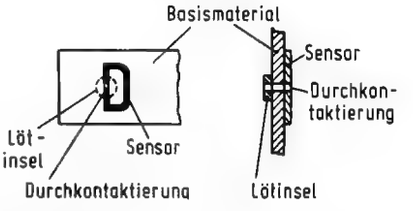


Bild 2. Brummspannungs-Sensor mit Durchkontaktierung

Man sieht nun das glänzende Symbol, umgeben von einem matten Hof. Nun wird die gesamte Oberfläche mit einem elektrisch nichtleitenden Farbstoff bedeckt und in noch feuchtem Zustand wieder abgewischt. Die nichtleitende Farbe bleibt in der Anrauhung zurück, während das Symbol mangels Farbhaftung glänzend sichtbar wird *(Bild 3)*.

Auch das inverse Verfahren, nämlich daß nur das Symbol angeätzt und geschwärzt wird, ist möglich, ebenso wie die Herstellung nach dem Foto-Positivverfahren. Die Tippfläche kann man dann noch – je nach Oberflächen-Beschaffenheit – in einem galvanischen Bad (eventuell im „Do-it-yourself-Ver-

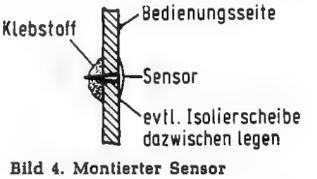


Bild 4. Montierter Sensor

fahren") oberflächenveredeln, um Rost- oder Oxidbildung vorzubeugen. Die nichtleitende Farbe sorgt nun dafür, daß nur das sichtbare blanke Sensorsymbol eine Beschichtung erfährt. Die Sensormontage kann durch Kleben oder Vernieten erfolgen *(Bild 4)*. Vielleicht findet sich auch ein Hersteller, der entsprechend geformte Stifte anbietet.

Zu *2:* Im Falle der Gleichstromsteuerung würden entweder zwei Stifte benötigt *(Bild 5)*, oder das Sensorsymbol müßte unterteilt werden *(Bild 6)*, oder aber ein Sensorstift wird so angebracht, daß er durch Unterlegung eines nichtleitenden Ringes vom umgebenden Leitermaterial isoliert, aber allseitig von einer

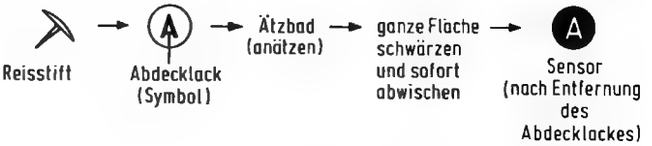


Bild 3. ▶ Herstellung eines Sensors

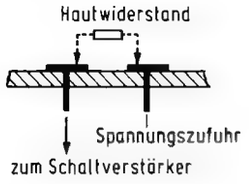


Bild 5. Gleichspannungs-Sensor mit zwei durchgeführten Stiften

Wird ein durchscheinender Isolierstoff verwendet, kann durch ein dahinter liegendes Lämpchen der Schaltzustand angezeigt werden. Optimal wäre es natürlich, wenn eine Leuchtdiode direkt in den Stift integriert wird *(Bild 9)*. Diese Stiftform ist für Gleich- und Brummspannung zu verwenden.

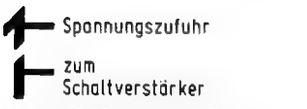


Bild 6. Gleichspannungs-Sensor mit Lötanschluß bei unterbrochenem Symbol

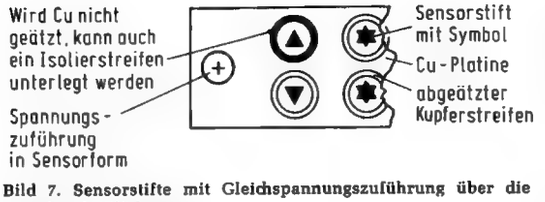


Bild 7. Sensorstifte mit Gleichspannungszuführung über die umgebende Fläche

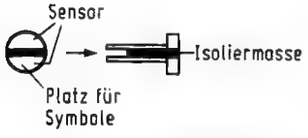


Bild 8. Gleich- und/oder Wechselspannungssensor

Bild 9. ▶ Gleich- und/oder Wechselspannungssensor mit Leuchtanzeige

Hier bietet sich also eine Gelegenheit für den Kleinteile-Hersteller, entsprechend geformte Sensorstifte zu produzieren, um der Industrie und dem Amateur eine saubere Frontplattengestaltung zu ermöglichen. Außerdem dürften die Absatzchancen günstig sein, da wir erst am Anfang der Sensorelektronik stehen.

Spannung umgeben ist *(Bild 7)*. Anstelle eines untergelegten Isolierringes kann auch rund um den Sensorstift ein schmaler Kupferring herausgeätzt werden, so daß das sichtbar werdende Basismaterial als Isolierung dient.

Die ideale Lösung wären zwei elektrisch voneinander isolierte Sensorfelder in Form eines einzigen Stiftes, wobei die Formgebung den Erfordernissen jeweils angepaßt werden kann *(Bild 8)*.

Bruno Krauss

8-Kanal-Digitalfernsteuerung mit Ausfallautomatik

2. Teil

Im ersten Teil dieser Arbeit, der in FUNKSCHAU 1974, Heft 25, Seite 995, erschien, wurde zunächst der Unterschied zwischen Ton- und Digitalfernsteuerung erklärt, dann folgte die Beschreibung des Senders. Nachstehend wendet sich der Autor dem Empfänger und der Automatik zu und gibt Nachbautips.

Empfänger

Bild 15 zeigt die Schaltung des Superhets mit Hf-Vorstufe, selbstschwingender Mischstufe und zwei Zf-Verstärkerstufen. Das demodulierte Signal gelangt über C 23 zu einem einstufigen Nf-Verstärker. Der komplette Super kann ebenfalls von der Firma Reuter als Bausatz bezogen werden, es muß lediglich der im Bausatz vorgesehene Nf-Verstärker gegen den nach Bild 15 ausgetauscht werden. Bis zu C 23 bleibt die Schaltung des Supers unverändert. Der geänderte Nf-Verstärker kann auf der Platine leicht untergebracht werden. Selbstverständlich können auch andere Empfänger verwendet werden, deren Nf-Ausgangsamplitude an EE mindestens 2,5 V beträgt und in Phase mit SM ist.

Das Signal an den A-Eingängen der monostabilen Kippstufe in der Iupulstrennstufe *(Bild 16)* ist phasengleich mit $\overline{SM}$. Die Länge τ_R der Rückstellimpulse am Ausgang EA 6 ergibt sich als Differenz der Impulsdauer τ_I der Kippstufe und der Synchronisierimpulsdauer τ_S:

$$\tau_R = \tau_I - \tau_S$$

Am Eingang A des Zählers 7490 liegen die um τ_I verkürzten und invertierten Kanalimpulse, mit deren negativen Flanken der Zähler weitergeschaltet wird. Ein freischwingender vom Sender synchronisierter Taktgeber, der in vielen handelsüblichen Anlagen Verwendung findet und an dessen Frequenzkonstanz mit zunehmender Kanalimpulszahl immer höhere Anforderungen gestellt werden müssen, erübrigt sich dadurch. Konstant muß nur τ_S sein, damit τ_R möglichst klein gewählt werden kann, wodurch wiederum die Kanalimpulse im Empfänger-Steuerteil nur wenig verkürzt werden. Dies ist der Grund, weshalb im Sender-Steuerteil die stabilen Impulse am Taktgeberausgang Q als Synchronisierimpulse verwendet werden und nicht die temperaturabhängigen am Ausgang $\overline{Q}$. Die RC-Glieder R 27/C 25, R 29/C 27 und R 30/C 28 dienen zum Ausgleich von unterschiedlichen Impulsverzögerungen in den IS.

Automatik

Das Kernstück dieses Bausteins ist ein Taktgeber, bestehend aus C 29, C 30, R 32, R 33, R 34, R 35, D 2, T 7 und einer monostabilen Kippstufe 74121 *(Bild 17)*. Dieser Taktgeber wird bei fehlenden senderseitigen Kanalimpulsen über Anschluß EA 4 von einem Schmitt-Trigger 7413 eingeschaltet und speist über Anschluß EA 5 mit R 34 regelbare Ersatz-Kanalimpulse in das Empfänger-Steuerteil ein, die die Servos in die Ruhestellung laufen lassen.

Betrachten wir zunächst die Anlage im normalen Betrieb. Die Ladung des geladenen Kondensators C 31 wird dann von den Rückstellimpulsen an EA 6 über D 4 und R 38 laufend soweit ergänzt, daß der Transistor T 8 durchgeschaltet bleibt. Der Schmitt-Trigger-Eingang EA 3 liegt dadurch auf log. 0, EA 4 auf log. 1; der Automatik-Taktgeber ist abgeschaltet. Fehlen die Rückstellimpulse, z. B. bei Senderausfall, entlädt sich C 31 über R 39 und T 8. Beim Überschreiten der Trigger-Schwelle des Schmitt-Triggers geht EA 4 auf log. 0 und der Automatik-Taktgeber läuft an. Gleichzeitig werden der Impulsformer-Schmitt-Trigger und die monostabile Kippstufe der Impulstrennstufe durch EA 4 gesperrt, so daß vom Superhet keine Impulse mehr in das Steuerteil gelangen können. Wäre diese Sperre nicht vorhanden, würden die von den steilen Flanken der Automatik-Impulse in den Superhet eingestreuten kurzen Störimpulse als Synchronisierimpulse interpretiert, und die Automatik würde sofort wieder abgeschaltet werden. Damit bei wiedereinfallendem Sendersignal die Automatik von den Rückstellimpulsen wieder abgeschaltet werden kann, darf die Sperre jedoch nur vorübergehend vorhanden sein, d. h. die Automatik muß sich ab und zu selbsttätig abschalten. Diese Aufgabe übernimmt T 9. Der bei Normalbetrieb entladene Kondensator C 32 lädt sich bei laufendem Automatik-Taktgeber über D 3 und R 43 langsam soweit auf, bis T 9 durchschaltet und den Schmitt-Trigger-Eingang EA 2 auf log. 0 legt.

Der Ladevorgang dauert so lange, daß die Servos genügend Zeit haben, in die mit R 34 eingestellte Ruhestellung zu laufen. Anschließend schaltet sich

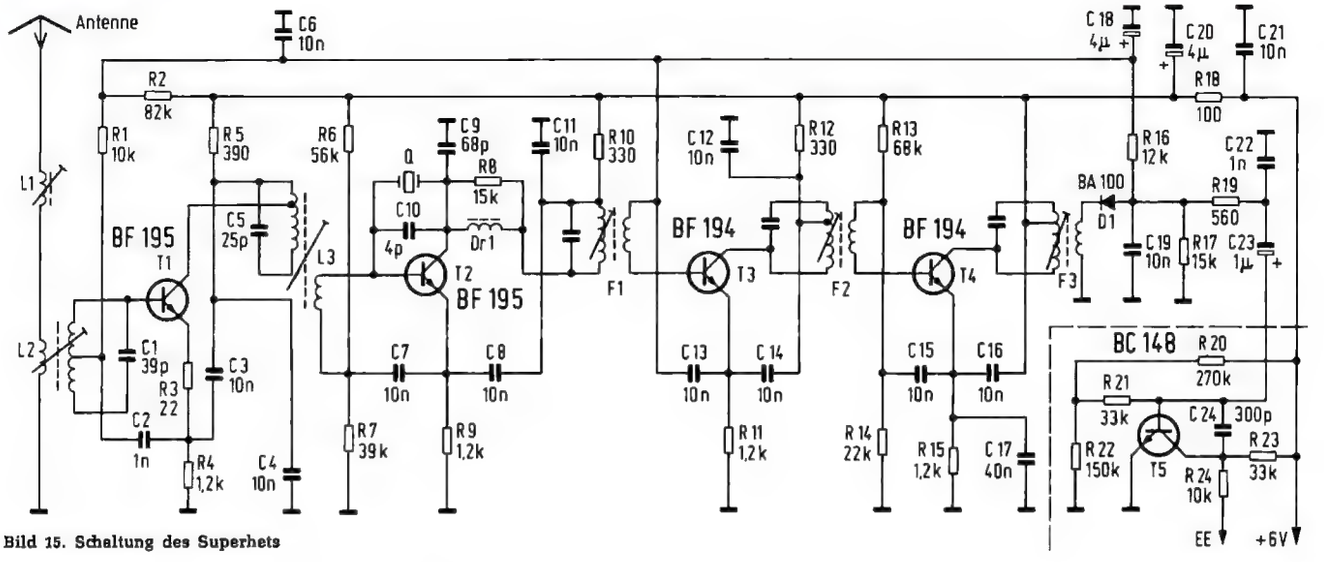


Bild 15. Schaltung des Superhets

die Automatik, bedingt durch die Hysterese des Schmitt-Triggers und die damit verbundenen Entlade- und Ladevorgänge an C 32, mit einer Frequenz von 3...4 Hz dauernd aus und ein.

Bei der Wirkung der Automatik auf Störimpulse der Länge $\tau_{stör}$, die z. B. von fremden Fernsteuersendern stammen können, müssen folgende Fälle unterschieden werden:

1. $\tau_{stör} < \tau_S$
2. $\tau_{stör} > \tau_S$
3. $\tau_{stör} < \tau_S$ und $\tau_{stör} > \tau_S$

Im ersten Fall interpretiert das Empfänger-Steuerteil die Störimpulse als reine Synchronisierimpulse; der Zähler steht dauernd auf 0, und der Ausgang 0 des Dezimal-Decoders liegt folglich auf log. 0. Der im Normalbetrieb über D 6 und R 37 geladene Kondensator C 33 entlädt sich dadurch über T 10, der Eingang EA 1 des Impulsformer-Schmitt-Triggers geht auf log. 0, und es kommen keine Störimpulse mehr ins Steuerteil. Ab hier beginnt die Automatik genauso wie bei Senderausfall zu wirken.

Im zweiten Fall werden die Störimpulse als reine Kanalimpulse interpretiert; der Zähler zählt laufend von 0 bis 9 durch. Bei noch geladenem C 31 wird die Automatik erstmalig durch den bei Normalbetrieb nicht vorkommenden negativen Impuls am Ausgang 9 des Dezimal-Decoders gestartet.

Die Servos laufen also zunächst ganz normal in ihre Ruhestellung. Da aber in den anschließenden selbsttätigen Abschaltphasen der Automatik weitere Störimpulse ungehindert an die Servos gelangen, beginnen sie, mehr oder weniger stark zu „flattern". Die Automatik wird daher je nach Länge von $\tau_{stör}$ mehr oder weniger unwirksam. Man kann nun versuchen, durch Ausrasten der Sendertaste *Sync* während einer Einschaltphase der Automatik, die Impulspausen des Störsenders mit Synchronisierimpulsen des eigenen Senders aufzufüllen, so daß der Zähler im Empfänger-Steuerteil nach jedem Störimpuls wieder auf Null gesetzt wird. Es tritt dann lediglich

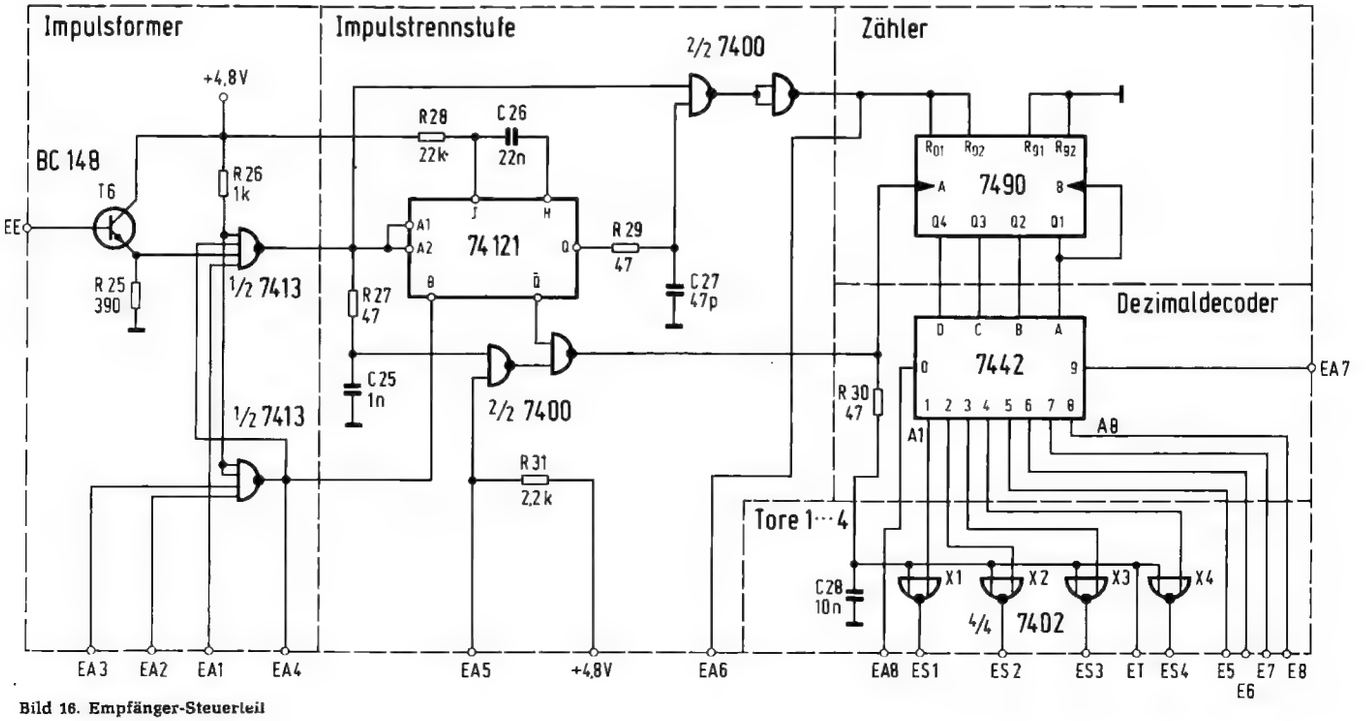


Bild 16. Empfänger-Steuerteil

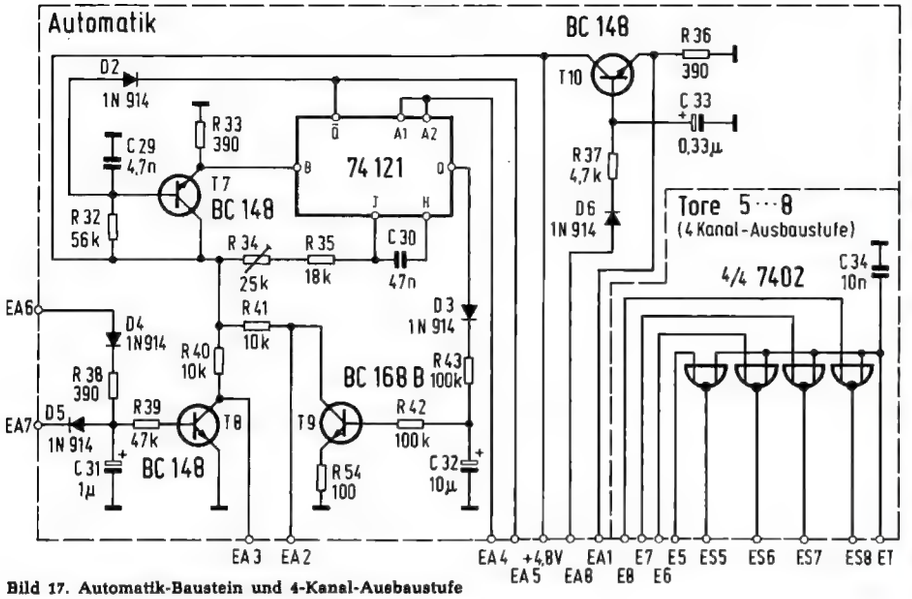


Bild 17. Automatik-Baustein und 4-Kanal-Ausbaustufe

Bild 19. Das geöffnete Mustergerät

Bild 20. Das Äußere des Mustergerätes

beim ersten Servo eine Störung auf, was keine besonders schlimmen Folgen hat, wenn es nur mit einer relativ unwichtigen Funktion beaufschlagt ist.

Im dritten Fall kann es sich beispielsweise um einen fremden Digitalfernsteuersender handeln. Die Automatik spricht dann überhaupt nicht an, wenn die Anzahl der geschlossen aufeinanderfolgenden Störimpulse mit $\tau_{stör} > \tau_S$ kleiner als 9 ist.

Die drei beschriebenen Fälle sollten nur zum Verständnis der Wirkungsweise des Automatikbausteins dienen. In der Praxis werden sie wohl nur selten vorkommen, sondern meist überlagert mit dem eigenen Sendersignal, d. h. man stellt fest, daß das Modell nicht mehr einwandfrei auf die Befehle reagiert und muß dann versuchen, durch Abschalten des Senders oder durch Ausrasten der Taste *Sync*, ein einwandfreies Ansprechen der Automatik herbeizuführen.

Servoverstärker

Bei der Schaltung nach *Bild 18* handelt es sich um einen digitalen Servoverstärker, der die decodierten positiven Kanalimpulse am Eingang ES mit den von der monostabilen Kippstufe 74121 abgegebenen Impulsen vergleicht und mit den Differenzimpulsen das an Bu 7 angeschlossene Servo steuert. Betrachten wir wieder den Ruhezustand der Schaltung, in dem ES auf log. 0 und $\overline{Q}$ auf log. 1 liegen. Durch den Spannungsteiler R 45, R 46 beträgt die Spannung an C 36 etwa 2 V. Die Transistoren T 11 bis T 16 sind gesperrt, und die Spannungen am Kollektor von T 11 und der Basis von T 13 betragen ebenfalls etwa 2 V. Solange die ankommenden Kanalimpulse und die Impulse der IS 74121 gleichlang sind, bleibt die Spannung an C 36 im wesentlichen unverändert.

Kommen nun plötzlich kürzere Kanalimpulse in die Schaltung, bleibt $\overline{Q}$ nach dem Abklingen jedes Kanalimpulses noch für kurze Zeit auf log. 0, d. h. es gelangen über C 37 negative Impulse auf die Basis von T 11. Die am Kollektor von T 11 auftretenden positiven Impulse werden von C 39 integriert, so daß die Spannung an der Basis von T 13 positiver wird und die Transistoren T 13 und T 15 durchschalten. Der an die Stifte 1 und 3 von Bu 7 angeschlossene Servomotor wird dadurch so lange in Gang gesetzt, bis die über das an die Stifte 5 und 8 von Bu 7 angeschlossene ins Servo eingebaute Potentiometer regelbaren Impulse der 74121 längenmäßig wieder mit den Kanalimpulsen übereinstimmen.

Kommen längere Kanalimpulse an, treten an C 36 positive Impulse auf, und es geschieht im unteren komplementären Teil der Schaltung genau das gleiche; der Servomotor läuft in diesem Fall in die andere Richtung.

Mit R 50 wird die Dämpfung des Systems, bestehend aus Servo und Servoverstärker, eingestellt; der genaue Wert muß experimentell ermittelt werden. Bei zu großem R 50 schwingt das Servo, bei zu kleinem R 50 läuft es zu langsam. Im Idealfall würde man R 50 so wählen, daß das Servo im aperiodischen Grenzfall von der alten Stellung in die neue Stellung läuft. Da aber die Dämpfung auch von der mechanischen Belastung des Servos abhängt, wird man R 50 so wählen, daß das Servo im Leerlauf leicht überschwingt. Im Mustergerät des Verfassers ergaben sich für R 50 bei Verwendung des Graupner-Mini-Servos 18 kΩ, bei Verwendung des großen Graupner-Servos 15 kΩ.

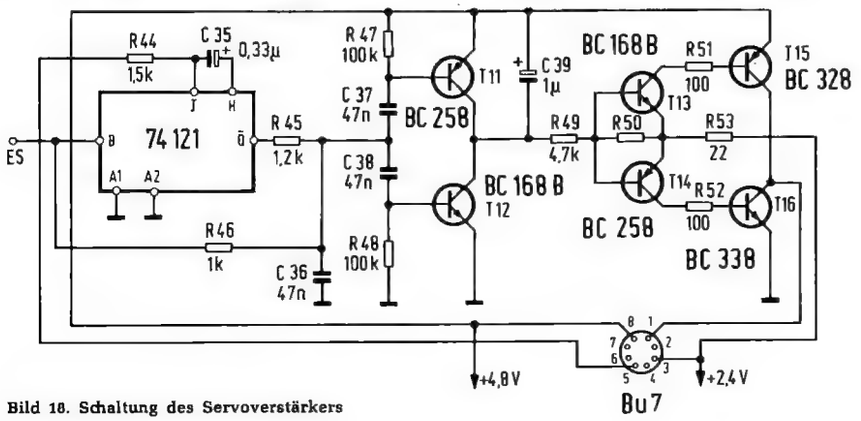


Bild 18. Schaltung des Servoverstärkers

Nachbautips

Aufbau und Verdrahtung des Senders sind unkritisch. Es muß lediglich darauf geachtet werden, die Verbindung vom Antennenausgang des Hf-Moduls über L 5 zur Antenne möglichst kurz zu halten (*Bild 19*). *Bild 20* zeigt das Äußere des Mustergeräts mit angeschlossener externer 2-Kanal-Steuereinheit. Die Tasten *Regler int.-ext.* befinden sich rechts neben den acht Steuerpotentiometern. Unten über der Deckelbefestigungs-

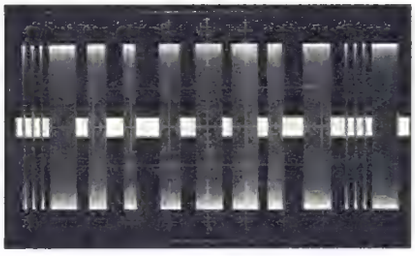


Bild 21. Hf-Ausgangssignal des Senders

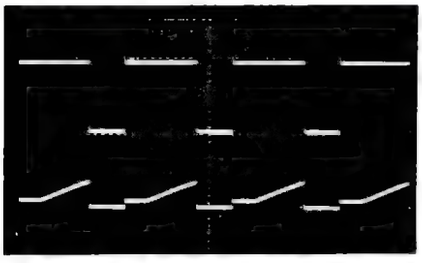


Bild 24. Oben: Spannungsverlauf an SQ. Unten: Spannungsverlauf am Emitter von T 1 (Sender)

Bild 22. Empfänger-Steuerteil mit Automatik-Baustein

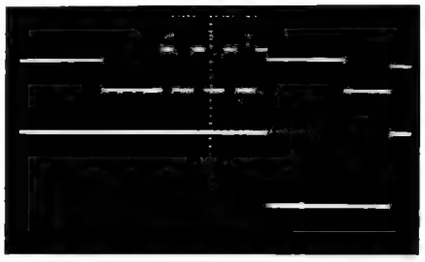


Bild 25. Oben: Ausschnitt aus SM. Unten: Kanaltriggerimpuls zu K 1

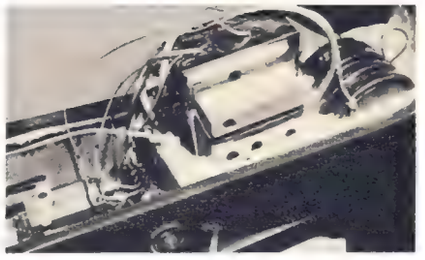


Bild 23. Die betriebsfertige Empfangsanlage

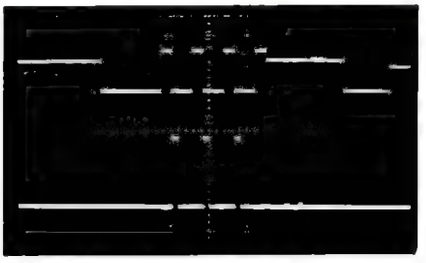


Bild 26. Oben: Ausschnitt aus SM. Unten: Rückstellimpulse an EA 6

schraube ist die Taste *Sync* zu erkennen, rechts daneben der Schalter S 2 und links die beiden Kontrollampen. Die Tasten *Batt-Auto* und *Licht* wurden weggelassen, da das Mustergerät nur für Autobetrieb vorgesehen ist. Seitlich rechts oben ist der auswechselbare Steckquarz zu erkennen.

Die Empfangsanlage besteht neben dem Superhet je nach Ausbau aus einer bis drei übereinander angeordneten Platinen. Für einen 2-Kanal-Empfänger ohne Automatik wird nur eine Platine benötigt. Die zu den beiden Servoverstärkern auf der Platine gehörenden Torstufen werden über die Anschlüsse X 1 und X 4 angesteuert. X 1 und X 4 müssen dazu mit je einem der Ausgänge A 1 bis A 8 verbunden werden. Sind im Sender nicht alle Kanalimpulsgeber bestückt, ist zu beachten, daß die empfängerseitigen Kanaltriggerimpulse immer an aufeinanderfolgenden Ausgängen des BCD-Decoders, beginnend mit A 1, auftreten. Sind z. B. nur die Kanalimpulsgeber 1 und 8 bestückt, treten die decodierten Kanalimpulse im Empfänger nicht an den Anschlüssen ES 1 und ES 8 auf, sondern an ES 1 und ES 2.

Der Anschluß 11 (EA 7) der empfängerseitigen 7442 wird nach oben umgebogen und der zum Automatik-Baustein führende Draht direkt am Anschluß festgelötet. R 31 kann bei angeschlossenem Automatik-Baustein entfallen.

Bild 22 zeigt das Empfänger-Steuerteil mit Automatik-Baustein und zwei noch nicht bestückten Servoverstärkern. Da nur zwei Kanäle benötigt wurden, wurde der Servoverstärker-Platinenabschnitt auf der oberen Platine abgesägt, wodurch die beiden Servoanschlußbuchsen Bu 7 raumsparend über den Servoverstärker-IS angebracht werden.

Alle mit IS bestückten Platinen der Empfangsanlage müssen wegen der Störstrahlung in einem geschlossenen Metallgehäuse, z. B. aus 0,5 mm starkem Weißblech, untergebracht werden *(Bild 23)*.

Abgleich

Bei nicht angeschlossenem Superhet wird zunächst der Digitalteil der Empfangsanlage auf Funktionstüchtigkeit geprüft. Für R 50 wird ein 25-kΩ-Trimmer angeschlossen, der so eingestellt wird, daß die Servos nicht schwingen. Die Servo-Ruhestellung muß sich mit R 34 verändern lassen. Damit alle Servos annähernd in der gleichen Ruhestellung stehen, empfiehlt es sich, die Kondensatoren C 35 vor dem Einbau auszumessen. Zu geringe Werte von C 35 können durch Parallelschalten von kleinen Kondensatoren korrigiert werden.

Nun erfolgt der Abgleich des Sender-Steuerteils, indem SM direkt mit dem Anschluß 9 des Schmitt-Triggers 7413 verbunden wird. Der senderseitige Widerstand R 5 muß dazu von der Masse abgelötet werden. Der Trimmer R 4 wird so eingestellt, daß an EA 6 etwa 0,1 ms lange Rückstellimpulse auftreten. Nachdem man alle Steuerpotentiometer in Mittelstellung gebracht hat, werden mit den Trimmern R 9 die Servos in Neutralstellung gebracht. Die genaue Einstellung der Kanalimpulse erfolgt nacheinander, beginnend z. B. mit Kanal 1. Man dreht dazu das betreffende Steuerpotentiometer in eine Endstellung; das zugehörige Servo muß dann ebenfalls in die Endstellung laufen. Ist der betreffende Kanalimpuls zu lang bzw. zu kurz, würde das Servo über die Endstellung hinauslaufen wollen, wird aber durch den mechanischen Endanschlag daran gehindert. Der Motor nimmt dann einen Kurzschlußstrom auf, der die Akkus schnell entleeren würde. Dieser Zustand äußert sich akkustisch durch ein leises Surren des Servos. Man stellt daher R 9 so ein, daß das Servo bis kurz vor den Endausschlag läuft. Dreht man dann das Steuerpotentiometer in die andere Endstellung, darf das Servo nur bis kurz vor den anderen Endausschlag laufen. Will es darüber hinauslaufen und surrt, dann ist die Änderung des Kanalimpulstastverhältnisses zu groß. Die Kondensatoren C 3 oder C 35 weichen dann zu stark von ihrem Sollwert ab und müssen ausgetauscht werden. Nach der genauen Ermittlung von R 50 werden die provisorisch angeschlossenen Trimmer durch Festwiderstände ersetzt, R 5 im Sender-Steuerteil wieder angelötet und die Hf-Teile angeschlossen.

Auf eine Abgleich-Anleitung von Sender-Hf-Modul und Superhet wurde verzichtet, da die Firma Reuter zu ihren Bausätzen eine ausführliche Beschreibung beifügt.

Nach dem Abgleich der Hf-Stufen muß die Einstellung der Trimmer R 4 und R 9 nochmals kontrolliert und gegebenenfalls korrigiert werden. Die Sollsignale sind in den *Bildern 21* sowie *24* bis *26* dargestellt.

Die *Tabelle 2* nennt die im Mustergerät verwendeten Spezialteile.

Tabelle 2.
Im Mustergerät verwendete Spezialteile

1 Sender-Hf-Modul F 4 (Rudolf Reuter, Bad Schwartau)
1 Superhet RX-129/BS (Reuter)
8 Miniaturbuchsen Bu 7 (Graupner, Best.-Nr. 3676)
8 5polige Diodenbuchsen
8 Graupner-Varioprop-Servos (Best.-Nr. 3765) oder
8 Graupner-Mini-Servos (Best.-Nr. 3766)
2 Deac 2/1000 DKZ 2,4 V (Batt 1)
1 Deac 5/500 DKZ 8 V + 1 Deac 500 DKZ 1,2 V (Batt 2)
2 Deac 2/1000 DKZ 2,4 V + 1 Deac 500 DKZ 1,2 V (Empfängerstromquellen)
1 Antenne B 72 (Reuter)

Plattenspieler mit Tangential-Tonarm
Fernsehantennen in Sendernähe
Cassetten-Recorder mit Dolby-System
Bauanleitungen: Pseudo-Quadrofonie,
Testplatte, Hi-Fi-Leistungsverstärker

B 3108 D

1

5. Januar 1973
DM 2.50
öS 24.-, sfr 3.50

Funkschau

Radio • Fernsehen • Elektroakustik • Elektronik

Ulrich L. Rohde DJ 2 LR · Klaus H. Eichel DC 6 HY

Stand der Technik bei Amateurfunkgeräten im Kurzwellengebiet

2. Teil

Im ersten Teil dieser Arbeit, der in FUNKSCHAU 24/1972, Seite 885, erschien, behandelten die Autoren den derzeitigen Stand der Empfangstechnik und leiteten auf die Anwendung von Frequenzzählern über. Nachstehend werden diese Überlegungen auch auf die Sendertechnik ausgedehnt.

Zählschaltungen sind in der Zwischenzeit hinreichend veröffentlicht worden, so daß kein Mangel an solchen Unterlagen herrschen dürfte. Ein geeigneter Zähler wird zur Zeit von der Firma Heathkit verkauft, er hat eine Betriebsfrequenz bis 100 MHz; auch steht Interessenten ein Schaltbild dieser Firma zur Verfügung, so daß damit ausreichend Quellen bekannt sein dürften. Weitere Einzelheiten gehen aus den *Bildern 7* bis *17* hervor.

Infolge des am Eingang benutzten 1 : 16-Teilers, erfolgt die Rastung in Schritten von 6,25 Hz. Eine solche Feinstruktur dürfte selbst verwöhntesten Ansprüchen genügen, sie ist sogar fast noch für Musikübertragung geeignet. Da 6,25mal in der Sekunde ein Frequenzvergleich erfolgt, beträgt die zulässige Drift des Oszillators rund 40 Hz/s. Ein solcher Oszillator wäre schon extrem schlecht, so daß die Regelgeschwindigkeit dieser Anordnung – wie auch in der Praxis erprobt – völlig ausreicht.

Einen nach einem ähnlichen Prinzip aufgebauten Empfänger liefert Rohde & Schwarz unter der Bezeichnung EK 56, bei dem eine analoge Frequenzsynthese mit Frequenznachregelung gegen einen präziseren Hauptoszillator durchgeführt wird. Dieser Oszillator hat eine Stabilität von wenigen Hz/Tag, wenn die Einlaufzeit erreicht ist; dieser Oszillator übernimmt die Funktion des Quarzoszillators.

Zum Abschluß sollen noch einige zusätzliche Informationen auf der Empfängerseite gegeben werden: *Bild 18* zeigt den gemessenen Verlauf des Amplitudenganges der verwendeten 41- bzw. 49-MHz-Quarzfilter, welche im Abstand bis zu ± 50 kHz nur eine Weitabselektion von 70 dB haben. Im Abstand von ± 100 kHz und mehr steigt die Weitabselektion auf 80 dB an.

Wie man sieht, wird die Hauptselektion für beide Nachrichtenkanäle durch dieses hochfrequente Quarzfilter bereits bestimmt, so daß man für die niederfrequenteren Quarzfilter eigentlich geringere Shapefaktoren zulassen könnte. In der Praxis empfiehlt es sich jedoch, nach Möglichkeit den gleichen Shapefaktor zu wählen. *Bild 19* zeigt den Größenver-

Bild 9. ▶ Aufbau der Schaltung nach Bild 8

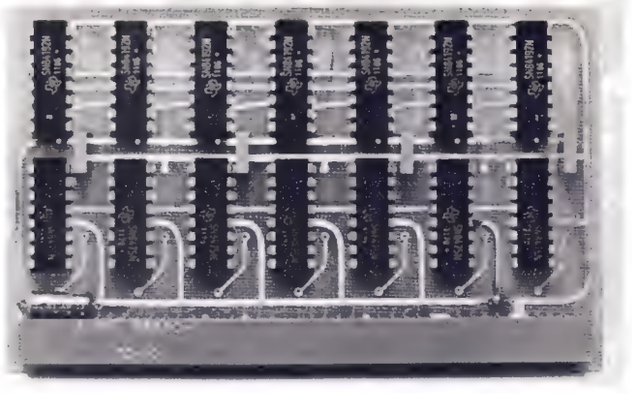
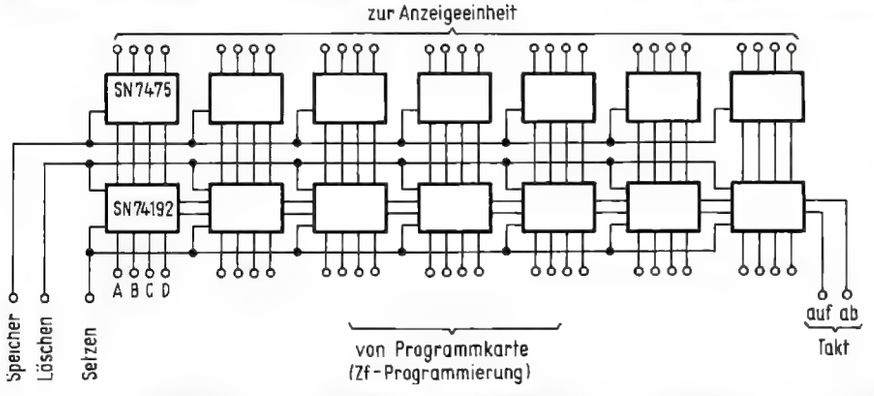


Bild 8. Programmierbarer (setzbarer) Zähler und Speicher für den Frequenzzähler. Mit Hilfe der setzbaren Speicher SN 74192 können verschiedene Zwischenfrequenzen einprogrammiert werden ▼



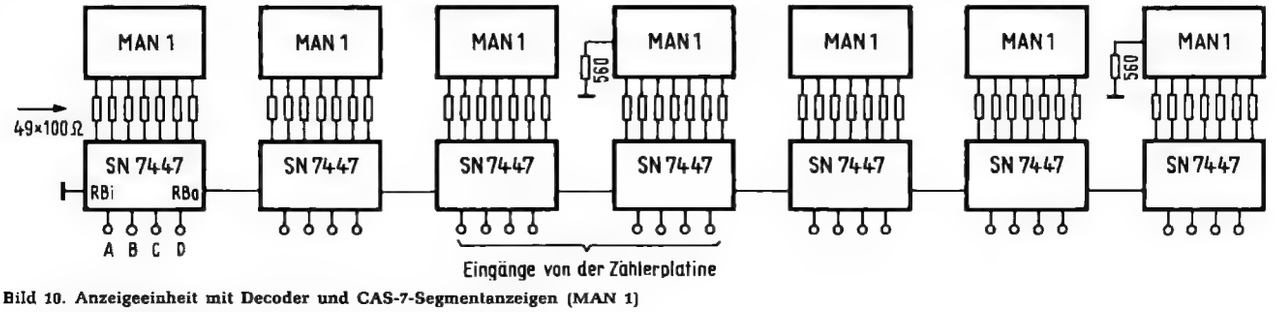


Bild 10. Anzeigeeinheit mit Decoder und CAS-7-Segmentanzeigen (MAN 1)

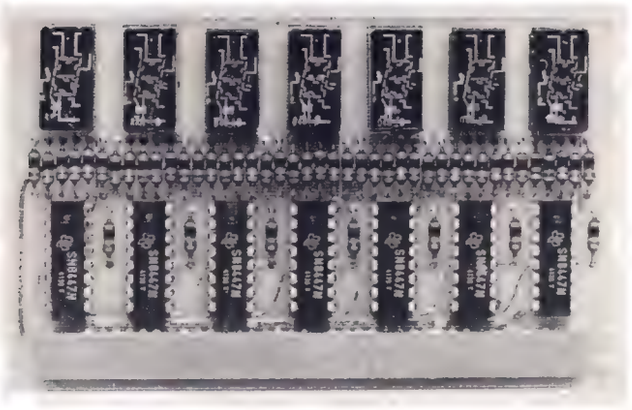


Bild 11. Aufbau der Schaltung nach Bild 10

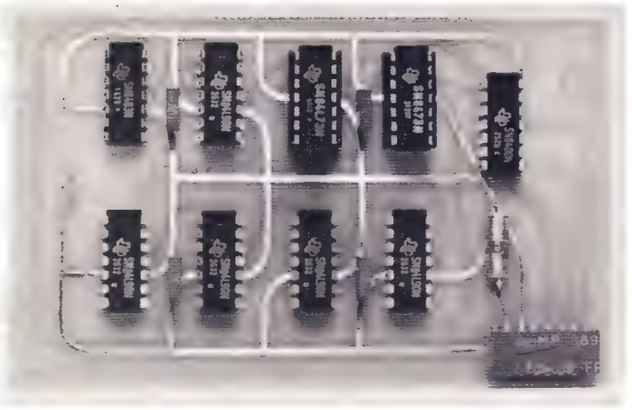
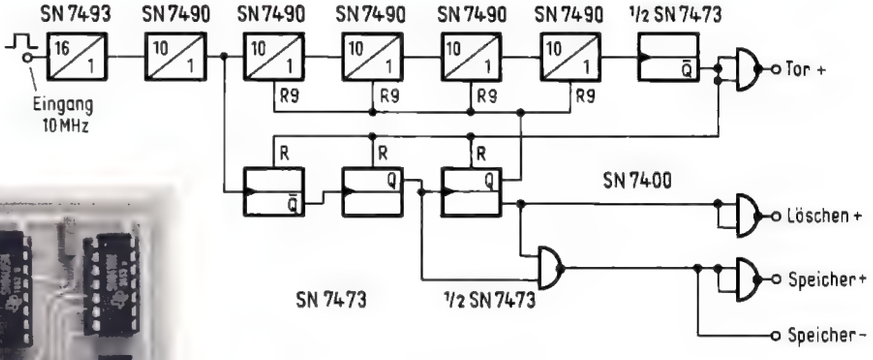


Bild 13. Aufbau der Schaltung nach Bild 12

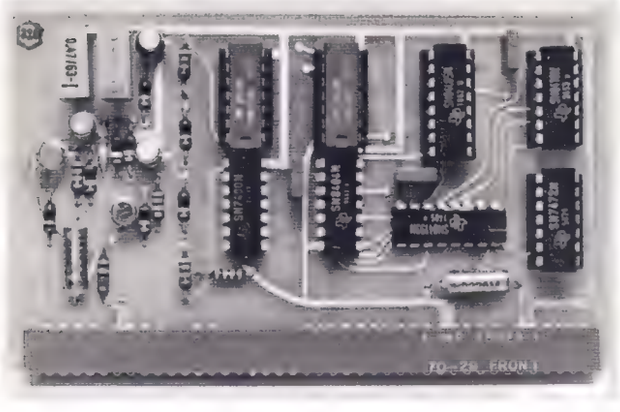
gleich eines 49-MHz-Quarzfilters mit einem 5-DM-Stück.

Da es bei verschiedenen Konzepten immer wieder vorkommt, daß Bandbreiten umgeschaltet werden müssen, z. B. bei Empfängern, die auch FM verarbeiten, ist es gelegentlich sinnvoll, Quarzfilter unterschiedlicher Bandbreite hintereinander zu schalten.

Bild 20 zeigt einen Zf-Verstärker mit drei Quarzfiltern, bei der nach dem ersten ± 6 kHz breiten Quarzfilter über eine Trennstufe das Signal z. B. einem FM-Zf-Verstärker zugeführt wird. Nach



▲ Bild 12. Zählersteuerung für den Frequenzzähler



◀ Bild 15. Aufbau der Schaltung nach Bild 14

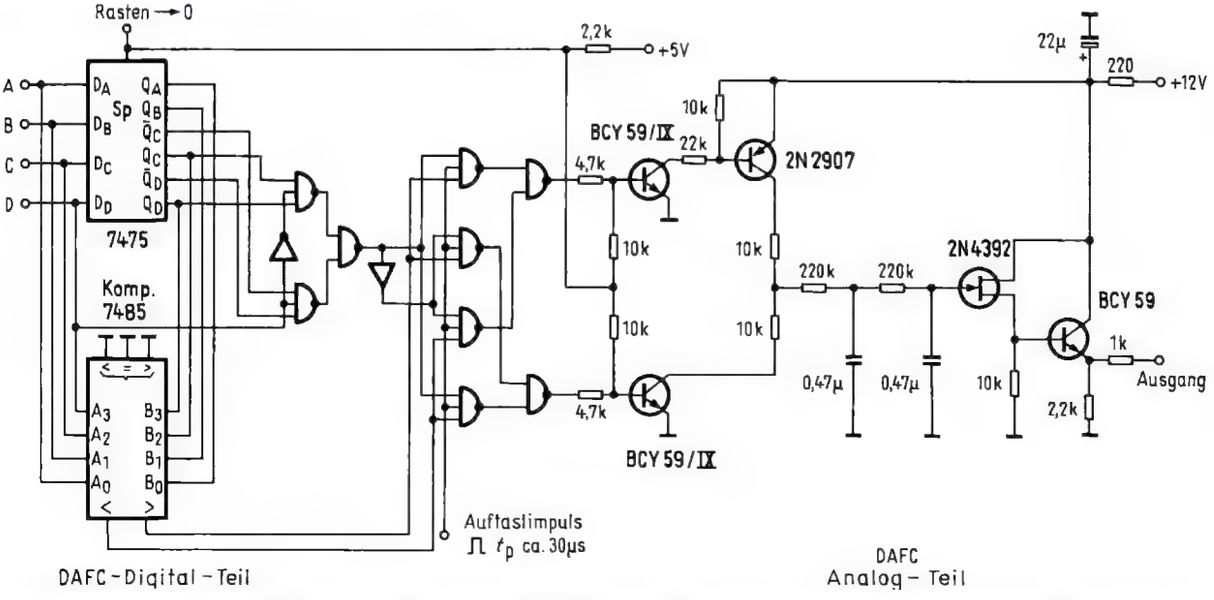


Bild 14. Schaltung der digitalen, automatischen Frequenzrasteinrichtung, welche eine Gleichspannung an die Nachstimmdioden des Oszillators abgibt. Die Eingänge A, B, C, D werden mit den gleichlautenden Ausgängen der Schaltung nach Bild 6 verbunden

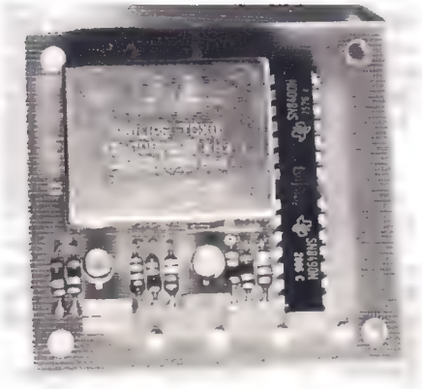


Bild 16. Fotografie einer 10-MHz-Zeitbasis mit umschaltbarem Teilerverhältnis, d. h. der 1. Dekadenzähler ist bereits auf dieser Platine enthalten mit Rechteckausgang unter Verwendung eines temperaturkompensierten Quarzoszillators der Firma Philips

einer ersten Verstärkerstufe mit der Plessey-IS SL 612, folgen zwei Quarzfilter, eines davon für AM-Bandbreiten und eines für SSB-Bandbreiten.

Diese sehr guten Quarzfilter der Kristallverarbeitung Neckarbischofsheim sind bereits eingeführt. Es wäre wünschenswert, wenn die Firma bei Gelegenheit auch einen Satz echter Einseitenbandfilter anbieten würde.

Die hier gezeigte Frequenzaufbereitung läßt sich natürlich auch für den Sendeweg benutzen. So kann der Selektionsteil in beiden Richtungen betrieben werden, d. h. es läßt sich auch rückwärts die Sendefrequenz erzeugen.

Damit dürften ausreichend Informationen über die Empfängerseite gegeben worden sein, welche es gestatten, ein so modernes Empfängerteil aufzubauen, wie es noch nicht einmal in allen käuflichen, kommerziellen Weitverkehrsempfängern großer, bekannter Firmen zu finden ist.

Sendertechnik

Nachdem es bereits einige Zeit volltransistorisierte UKW-SSB-Sende-Empfänger gibt, ist es eigentlich verwunderlich, daß die Transistortechnik auf den Kurzwellenbereich bei den Funkamateuren so wenig Anklang gefunden hat.

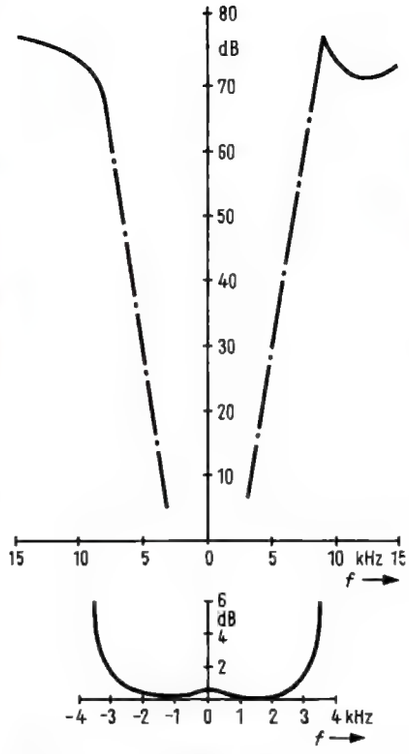


Bild 18. Gemessener Verlauf des Amplitudenganges der verwendeten 41- bzw. 49-MHz-Quarzfilter, welche nur mit einer Weitabselektion bis 70 dB spezifiziert sind

Dies ist vermutlich darauf zurückzuführen, daß sich nur wenige Funkamateure mit der in diesem Frequenzbereich üblicherweise verwendeten Breitbandtechnik vertraut gemacht haben und daß nur wenige preiswerte Transistoren bekannt sind, welche im SSB-Betrieb etwa 100 W Ausgangsleistung abgeben.

Eine Reihe von Firmen (darunter Valvo in Deutschland und TRW in Amerika) haben Halbleiter entwickelt, mit denen Kurzwellenausgangsstufen 100 W Ausgangsleistung für den SSB-Betrieb aufgebaut werden können und die den Vergleich mit Röhrensendern gleicher Leistungsklasse in den Qualitätsdaten nicht scheuen müssen.

Tabelle 3 zeigt die elektrischen Daten von für den Einseitenbandbetrieb geeig-

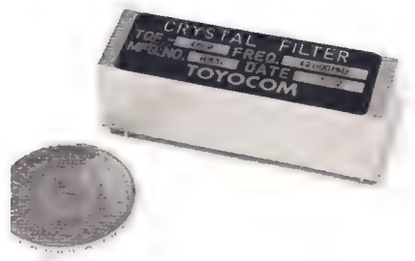


Bild 19. 49-MHz-Quarzfilter

nete Kurzwellentransistoren, von denen einer um etwa 75 DM gehandelt wird. Die anderen beiden Transistoren sind aus preislichen Gründen zunächst noch der kommerziellen Technik vorbehalten.

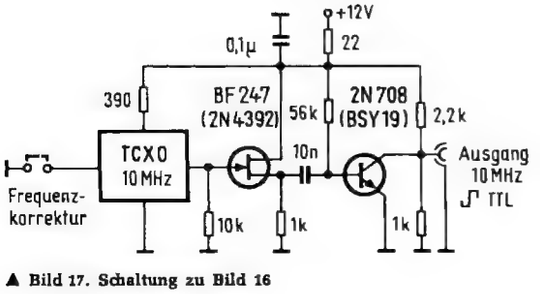
Viele Funkamateure scheuen sich, das Einseitenbandsignal in Transistorschaltungen zu erzeugen, da sie häufig mit der Temperaturabhängigkeit der Trägerunterdrückung zu kämpfen haben. Elektronenröhren erzeugen dagegen in der Nähe solcher Diodenquartette eine in etwa konstante Umgebungstemperatur, so daß der Umwelteinfluß nach einer Einlaufzeit reduziert wird.

Bild 21 zeigt eine Schaltung, mit welcher ein 9-MHz-SSB-Signal auf einfache Art erzeugt werden kann. Die zu den Quarzfiltern gelieferten Trägerquarze werden bereits heute in Transistorschaltungen verarbeitet, so daß die notwendige quarzgenaue 9-MHz-Frequenz technisch leicht zu verwirklichen ist. Zur Trägerunterdrückung wird der integrierte Baustein SL 640 von Plessey verwendet; der zur Anpassung des Quarzfilters notwendige Außenwiderstand setzt sich aus dem in der IS befindlichen Längswiderstand und einem extern hinzugeschalteten Widerstand zusammen.

Tabelle 3. Sendetransistoren

Typ	P_{tot} W	f MHz	U_{CB} V	P_{out} W	P_{in} W
BLX 14	88	28	28	50 PEP	2,5
BLX 15	150	28	50	150 PEP	7
2 N 5709	150	28	28	80 PEP	10

bei Mindest-Intermodulationsabstand – 30 dB



▲ Bild 17. Schaltung zu Bild 16

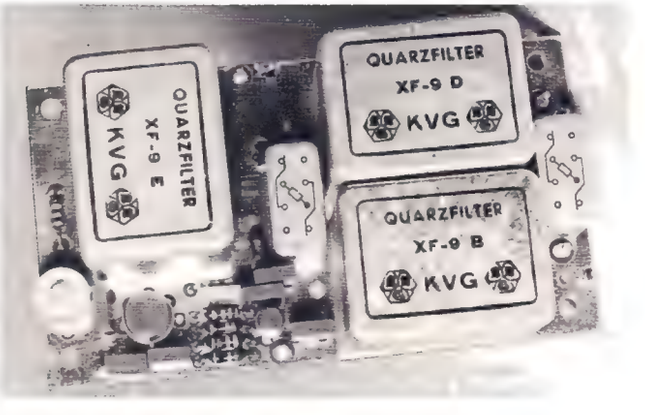


Bild 20. ▶
Zf-Verstärkerschaltung mit drei Quarzfiltern, bei der die Bandbreite umgeschaltet werden kann

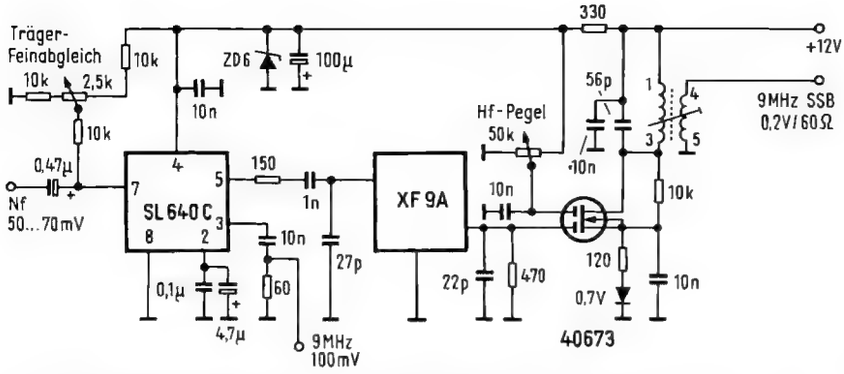
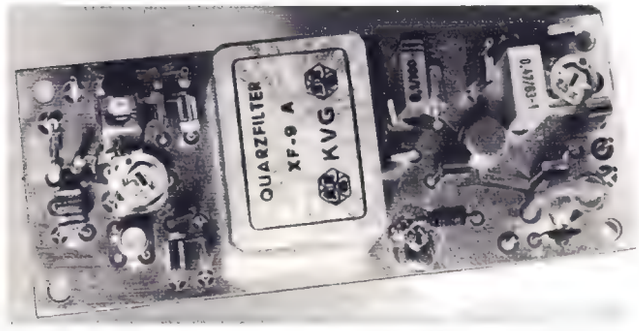


Bild 21. Schaltung zur Erzeugung eines 9-MHz-SSB-Signals für den reinen Sendebetrieb

Mit Hilfe des 2,5-kΩ-Potentiometers läßt sich die Symmetrie sehr gut einstellen; zusammen mit dem Quarzfilter wird eine Trägerunterdrückung von 70 dB erreicht. Dieser Wert der Trägerunterdrückung ist infolge der Temperaturkompensation in der IS über große Temperaturbereiche konstant, so daß hier der lästige Zweipunktabgleich entfällt.

Die nachfolgende Trennverstärkerstufe läßt sich regeln, und zwar auf der Gleichstromseite. Dies halten wir für angenehmer als kleine Potentiometer zur Regelung hochfrequenter Signale zu benützen. Der Maximalwert der Trägerunterdrückung, der sich mit der IS allein erreichen läßt, beträgt 60 dB. *Bild 22*



▲ Bild 22. Aufbau zur Erzeugung von SSB-Signalen unter Verwendung der IS SL 640. Die erreichte Trägerunterdrückung beträgt 60 dB

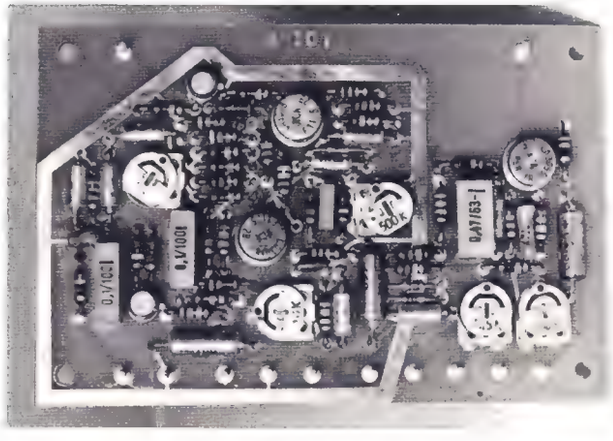


Bild 24. ▶
Aufbau der Schaltung nach Bild 23

zeigt die Fotografie des Aufbaus einer solchen Schaltung, wobei bewußt die langestreckte Platinenform gewählt wurde.

Die benötigte niederfrequente Spannung kann beispielsweise in einem Mikrofonverstärker mit eingebautem Nf-Klipper erzeugt werden, der für Sprachsteuerung (Vox-Betrieb) einen zusätzlichen Verstärker besitzt *(Bild 23)*. Auf einen Dynamikkompressor, wie er sich leicht aufbauen läßt, wurde verzichtet, da der Nf-Klipper für etwa konstante Aussteuerung sorgt. Diese Schaltung hat sich in der Praxis sehr bewährt. Sie ist zwar der Hf-Klippung unterlegen, in der Praxis haben jedoch Messungen gezeigt, daß der Unterschied zwischen einem gut dimensionierten Nf-Klipper preiswerter Art und einem Hf-Klipper, dessen Gestehungskosten in etwa 400 DM betragen dürften, am Empfangsort nur 2 dB Unterschied bringen, so daß dem Nf-Klipper der Vorzug gegeben wurde.

Bild 24 zeigt den praktischen Aufbau. Diese Platinen enthalten ferner noch eine Stabilisierungsschaltung für 12 V, wie sie für den Empfängerzug benötigt wird. Aus Gründen der Hf-Einstreuung wurden diese einzelnen Stufen auf einer gemeinsamen Baugruppe untergebracht, so daß später eine einfache Abschirmung möglich ist. *(Fortsetzung folgt)*

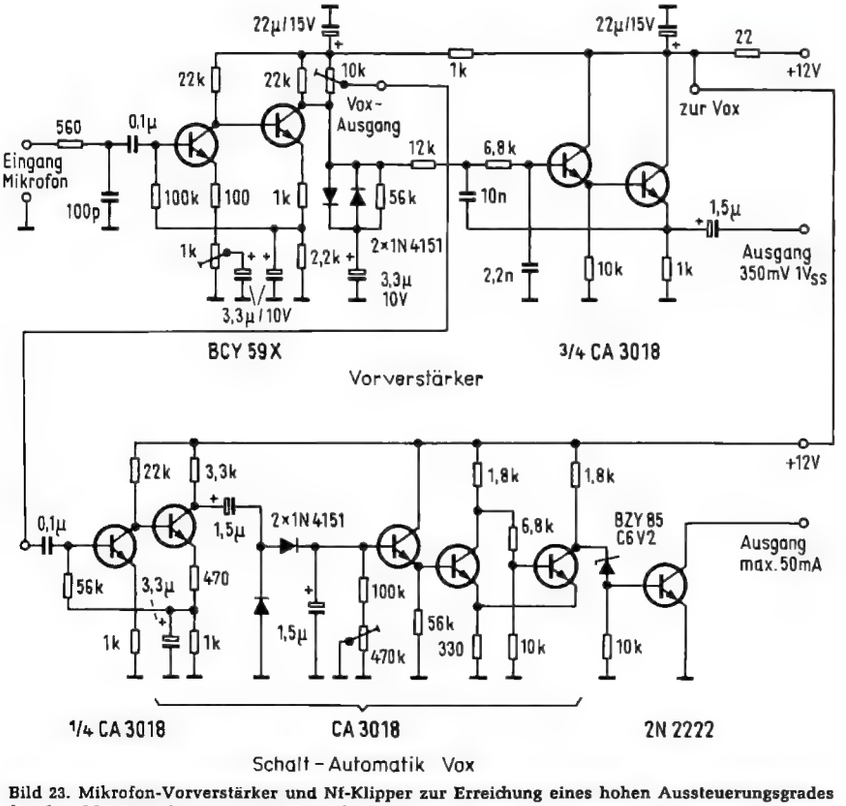


Bild 23. Mikrofon-Vorverstärker und Nf-Klipper zur Erreichung eines hohen Aussteuerungsgrades für den SSB-Betrieb sowie eine Vox-Schaltung

Winfried Knobloch

Weitere Versuche mit Quasi-Quadrofonie

Die positiven Ergebnisse der in der FUNKSCHAU, Heft 18/1971, Seite 593, beschriebenen Versuche mit Pseudo-Quadrofonie führten zu weiteren Untersuchungen, in denen mit den in den Stereosignalen enthaltenen Rauminformationen experimentiert wurde. Über ein professionelles Gerät, das nach diesem Prinzip arbeitet, ist an anderer Stelle [1] berichtet worden.

Die Möglichkeit, Rauminformationen aus Stereosignalen zu gewinnen, ist schon seit den fünfziger Jahren bekannt. Nach einem Vorschlag von Philips wird die mit ihnen erreichte quasiquadrofonische Schallwiedergabe auch *Ambiofonie* genannt [2]. Die in den Stereosignalen enthaltenen Rauminformationen hängen naturgemäß vom Aufnahmeraum und von der Mikrofonaufstellung ab. Es ist mit ihnen deshalb nur möglich, den Zuhörer-Sitzplatz scheinbar in den Aufnahmeraum zu verlegen und seinen scheinbaren Standort zu verändern – gegebenenfalls mitten ins Orchester.

Im Gegensatz zu aus künstlichem Nachhall gewonnenen Rauminformationen lassen sich aus Stereosignalen herausgelöste (Aufnahme-)Rauminformationen mit weitaus geringerem Aufwand auch in Hi-Fi-Qualität, beispielsweise nach DIN 45 500, wiedergeben; sie hängen jedoch von den jeweiligen Aufnahmebedingungen ab, so daß sich bei der Wiedergabe sehr unterschiedliche Raumgrößen und Hallanteile ergeben können.

Prinzip

Der Gesamtinhalt stereofon übertragener Schallereignisse entspricht der Summe der Signale beider Übertragungskanäle, wie ihre kompatible Wiedergabe mit Mono-Übertragungsanlagen beweist. Werden dagegen die Signale der beiden Übertragungskanäle voneinander subtrahiert, so heben sich die direkten Schallanteile auf, und es bleiben die Raumanteile übrig. Dies gilt strenggenommen jedoch nur für Schallquellen, die gleich weit entfernt von den beiden Aufnahmemikrofonen stehen; aber auch aus den heute üblichen Aufzeichnungen, die mit mehreren Mikrofonen je Übertragungskanal aufgenommen worden sind, lassen sich die Differenzsignale als Rauminformationen verwerten. Es muß nur dafür gesorgt werden, daß sie aus der Gesamtinformation herausgelöst werden.

Differenzverstärker

Die Differenzsignale können aus den Stereosignalen beispielsweise mit passiven Transformatorschaltungen [3] gewonnen werden; es ist bei gleicher Übertragungsqualität jedoch wirtschaftlicher, hierfür aktive Transistorschaltungen, wie die in *Bild 1* gezeigte, einzusetzen. Dieser auch für die eigenen Versuche benutzte batteriebetriebene Differenzverstärker arbeitet folgendermaßen:

Die ankommenden Stereosignale steuern die Basiselektroden der beiden Transistoren T 1 und T 2. Ihre Emitter sind miteinander verkoppelt und wirken sowohl als Ausgänge für das eigene Signal (Kollektorschaltung mit Spannungsverstärkung ≤ 1) als auch als Eingänge für das jeweils vom Emitter des anderen Transistors kommende Signal. In diesem Betriebsfall arbeiten die Transistoren in Basisschaltung. Das in den Emitter jedes Transistors eingespeiste Signal des einen Stereokanals wirkt dem an der Basis liegenden Signal des anderen Stereokanals entgegen, so daß im einen Extremfall die Ausgangssignale an den Kollektoren des jetzt in Emitterschaltung arbeitenden Differenzverstärkers Null sind; nämlich dann, wenn die beiden Eingangssignale L und R gleich groß sind. Bei unterschiedlich großen oder ungleichphasigen Eingangssignalen, wie sie durch Reflexionen an den Wänden hervorgerufen werden, stehen an den Verstärkerausgängen die Differenzsignale $(R - L)$ beziehungsweise $(L - R)$, und bei nur einem Eingangssignal – der andere Extremfall, beispielsweise nur L – steht am linken Ausgang das Signal $-L$ und am rechten Ausgang das Signal L.

Die praktische Schaltung wurde für eine Betriebsspannung von 9 V bemessen und kann deshalb aus einer der handelsüblichen 9-V-Batterien gespeist werden. Die Spannungsverstärkung ist recht genau Eins und die maximale effektive Eingangsspannung (gleich Ausgangsspannung) rund 100 mV. Als Übersteuerungsgrenze wurde 1 V_{eff} gemessen. Der Eingangswiderstand ist ≥ 50 kΩ. Der Differenzverstärker nimmt weniger als 1 mA Betriebsgleichstrom auf.

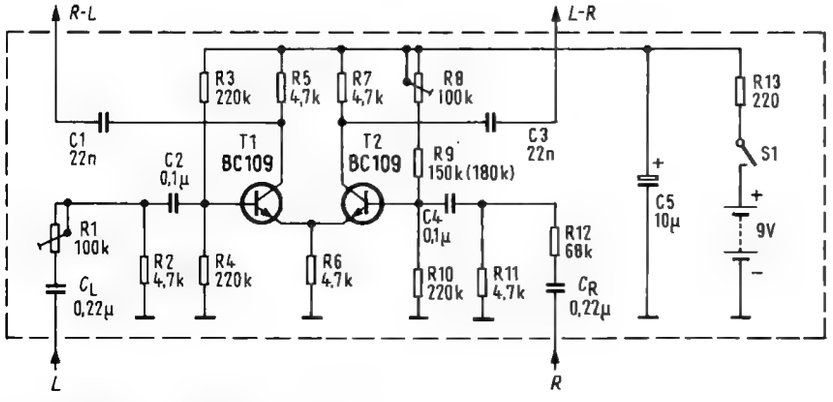


Bild 1. Schaltung des Verstärkers zur Differenzbildung

Einstellungen

Die Schaltung wird mit R 8 auf gleiche Kollektorspannung beider Transistoren (etwa 6,5 V bis 7,5 V, gemessen mit einem Instrument ≥ 20 kΩ/V) oder auf Strominimum zwischen beiden Kollektoren eingestellt. Mit einem Monosignal (beispielsweise Rauschen) ist anschließend R 1 auf Ausgangsspannungs-Minimum an den beiden Ausgängen – am vorteilhaftesten an den Ausgängen des nachgeschalteten zweiten Stereoverstärkers gemessen – einzustellen. Bei einiger

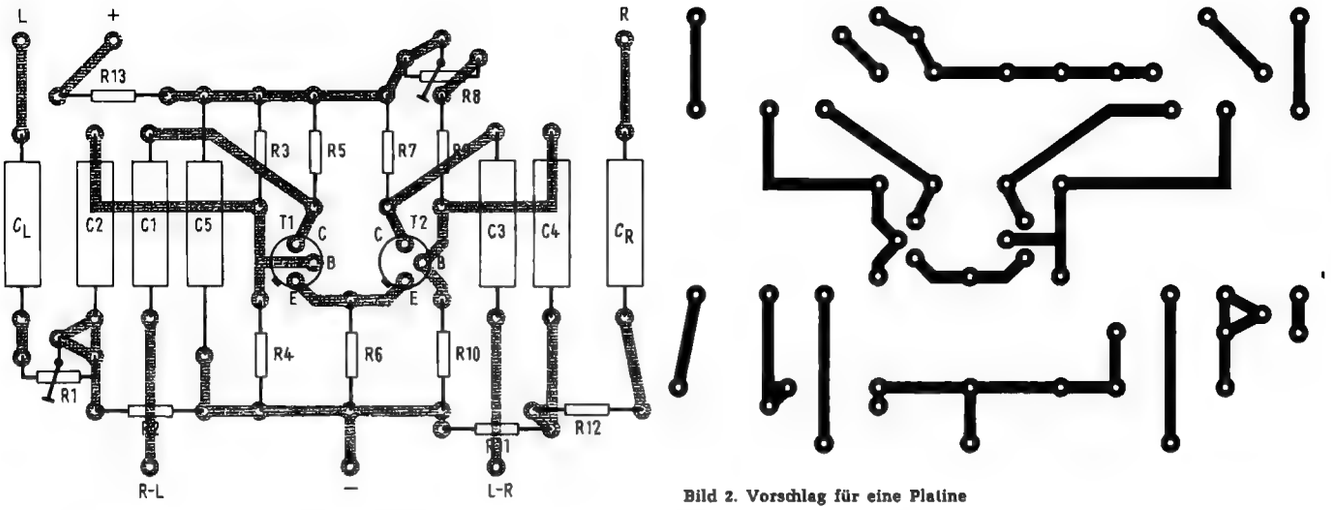


Bild 2. Vorschlag für eine Platine

Übung kann dieses auch nach dem Gehör geschehen.

Anschlüsse

Der Differenzverstärker kann beispielsweise aus den Tonband-Aufnahmeanschlüssen des Hauptverstärkers angesteuert werden. Hierfür günstiger sind jedoch dessen Kopfhörer- oder Lautsprecheranschlüsse, selbst wenn deren Ausgangssignale durch zusätzliche Vorwiderstände oder Spannungsteiler gedämpft werden müssen, weil dann alle Einstellungen des Hauptverstärkers in die Wiedergabe der rückwärtigen Kanäle miteingehen.

Beim Anschließen des rückwärtigen Verstärkers und der rückwärtigen Lautsprecher ist darauf zu achten, daß das Signal $(L-R)$ von der hinteren linken Box und das Signal $(R-L)$ von der hinteren rechten Box abgestrahlt werden.

Bild 2 zeigt den Entwurf für eine Platine.

Ergebnisse

Im Gegensatz zu der im Heft 18/1971 der FUNKSCHAU beschriebenen Raumsimulation durch Signalverzögerung und -verhallung kann mit den Differenzsignalen die Akustik des Aufnahmeraums der Schallaufzeichnung oder -sendung nur so weit in den Wiedergaberaum projiziert werden, wie es die Aufzeichnungsgegebenheiten (Mikrofonaufstellung, Tonmischung) zulassen. Dieses und die unterschiedlichen Aufnahmeräume bewirken, daß je nach Aufnahme sehr voneinander abweichende „Räume" wiedergegeben werden, die sich auch durch weitreichende Einstellungsänderungen am Verstärker für die rückwärtigen Übertragungskanäle nicht einander angleichen lassen. Dagegen können sowohl die linearen als auch die nichtlinearen Verzerrungen so kleingehalten werden, daß dieses Verfahren dem anderen schon wegen der (noch) ungünstigen Eigenschaften preisgünstiger Hallspiralen überlegen sein muß.

Bei der Raumsimulation mit Differenzsignalen kommt es ebenfalls darauf an, den von hinten zu hörenden Schallanteil so kleinzuhalten, daß er gegen den Direktschall möglichst unauffällig bleibt. Mit wachsender Lautstärke scheint die Schallquelle immer näher an den Zuhörer zu rücken (oder der Zuhörer einen immer weiter vorn im Saal liegenden Platz einzunehmen), bis er schließlich scheinbar mitten im Orchester ist. Die Wiedergabe ähnelt dann der Kopfhörerstereofonie.

Die Akustik des scheinbaren Raums läßt sich mit den Klangeinstellern in Richtung auf einen stark gedämpften Saal (Höhenabsenkung) oder auf einen wenig gedämpften Saal (Höhenanhebung) verändern. Mit dem Balanceregler kann die Wiedergabe so eingestellt werden, daß die rückwärtigen Lautsprecher bei nach vorn gedrehtem Kopf nicht mehr geortet werden können.

Da die tiefen Töne erfahrungsgemäß vorwiegend gleichphasig über beide Stereokanäle übertragen werden und deshalb gar keine oder nur schwache Differenzsignale bilden, brauchen weder an die Übertragungsbreite (im Tieftonbereich) noch an die Leistung der rückwärtigen Verstärker und Lautsprecherboxen besondere Forderungen gestellt zu werden. Für die rückwärtigen Kanäle reicht ein Viertel der Leistung des Hauptverstärkers aus.

Literatur

[1] Multisound – ein neues Hi-Fi-Übertragungssystem (Raumtongerät Ambikord). FUNKSCHAU 1971, Heft 17.

[2] *Vermeulen, R.*: Stereonachhall. Philips Technische Rundschau 1956, Nr. 7, S. 229.

[3] *Knobloch, W.*: Röhren – Transistoren – NF-Verstärker. C. F. Winter'sche Verlagshandlung, Braunschweig 1964, S. 263.

Alfred Hauenstein

Kurzschlußgesicherte Hi-Fi-Leistungsverstärker 15 W...120 W

In der Hi-Fi-Nf-Schaltungstechnik finden die eisenlosen, kurzschlußgesicherten Leistungsverstärker mit galvanischer Kopplung des Lautsprechers immer stärker Eingang. Als Endstufentransistoren bieten sich hierfür die robusten, preisgünstigen, einfachdiffundierten Leistungstransistoren an, während in der Phasenumkehrstufe für größere Ausgangsleistungen komplementäre Transistoren in Epibasis-Technologie eingesetzt werden.

Dieser Beitrag bringt eine Reihe solcher erprobter Leistungsverstärker mit Ausgangsleistungen von 15 W, 30 W, 40 W, 60 W und 120 W (entsprechend Version I, II, III, IV und V in den Tabellen 1 und 2). Alle Verstärker entsprechen in ihren technischen Daten der Hi-Fi-Norm DIN 45 500. Neben der Kurzschlußsicherung ist eine zusätzliche Übertemperaturschutzschaltung vorgesehen, die eine thermische Überlastung der Endstufe verhindert. Die Kühlkörper

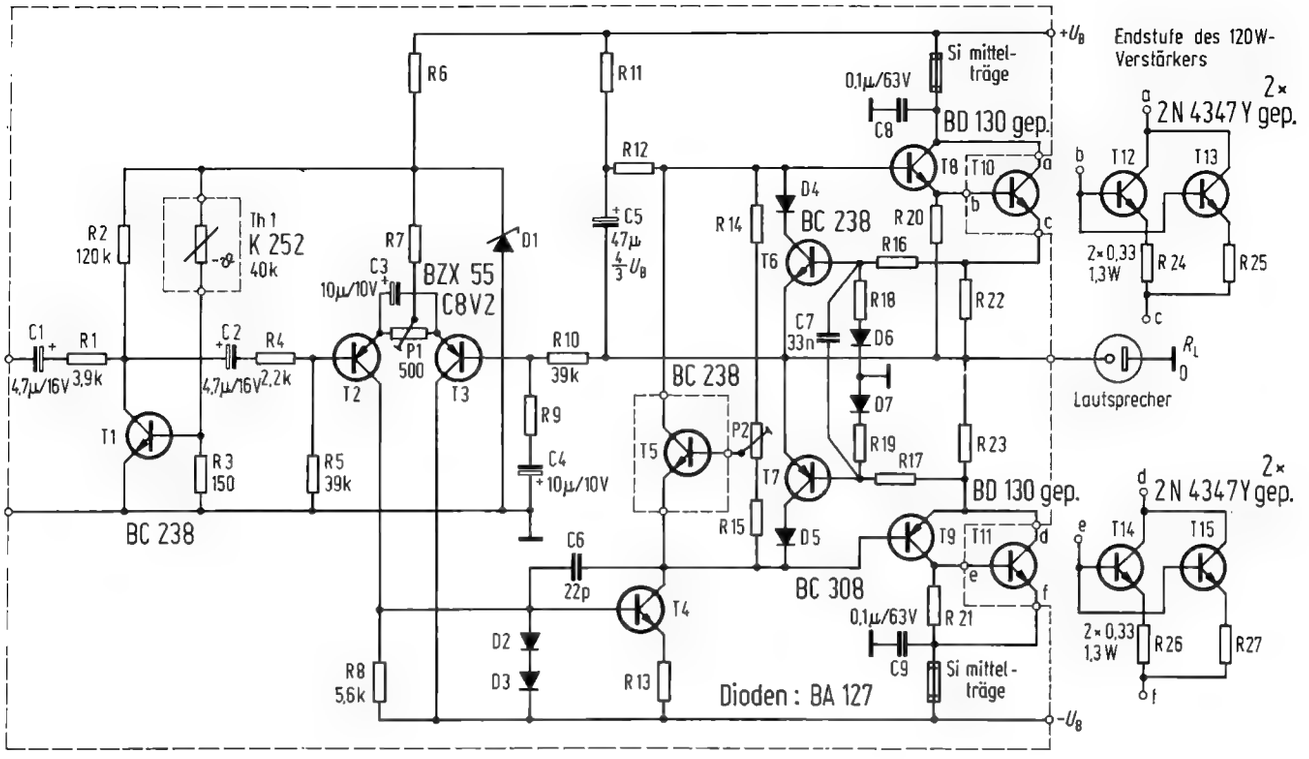


Bild 1. Kurzschlußsichere Hi-Fi-Nf-Verstärker 15 W, 30 W, 40 W, 60 W und 120 W

brauchen deshalb nur noch für die im Normalbetrieb auftretende Verlustleistung ausgelegt werden. Für alle Verstärker wurde eine einheitliche Platine entworfen.

Schaltungsbeschreibung

Nf-Verstärker

Der Verstärker *(Bild 1)* besteht aus der Differenzeingangsstufe T 2, T 3, der Treiberstufe T 4, der Phasenumkehrstufe T 8, T 9 und der Endstufe T 10, T 11. Anstelle der einfachen Endstufe mit 2 × BD 130 ist für den 120 W Verstärker eine Parallelschaltung von je 2 Leistungstransistoren 2 N 4347 Y an den Punkten a...f eingesetzt. Diese Transistoren sind ebenfalls einfachdiffundiert und besitzen eine Sperrspannung von U_{CEO} = 100 V. Zur gleichmäßigen Verlustleistungsaufteilung sind zusätzliche Emitterwiderstände vorgesehen.

Die Differenzeingangsstufe vergleicht die Spannung zwischen Masse und dem

Wickeldaten

II. n_1 = 978 Wdg., 0,4 mm CuL, je Lage 1 × 0,06 mm LP, 2 × 0,1 mm LP
n_2 = 80 Wdg., 1,0 mm CuL 1 × 0,1 mm LP
n_3 = 80 Wdg., 1,0 mm CuL 2 × 0,1 mm LP

IV. n_1 = 764 Wdg., 0,5 mm CuL, je Lage 1 × 0,6 mm LP, 2 × 0,1 mm LP
n_2 = 85 Wdg., 1,2 mm CuL 2 × 0,1 mm LP
n_3 = 85 Wdg., 1,2 mm CuL 2 × 0,1 mm LP

V. n_1 = 514 Wdg., 0,65 mm CuL, je Lage 1 × 0,1 mm LP, 2 × 0,1 mm LP
n_2 = 75 Wdg., 1,3 mm CuL 2 × 0,1 mm LP
n_3 = 75 Wdg., 1,3 mm CuL 2 × 0,1 mm LP

Tabelle 1. Daten der Bauteile

	I	II	III	IV	V	
T 2 = T 3	BC 307 B	BC 307 B	BC 307 B	BC 307 B	BCY 77	
T 4	BC 337	BC 141	BC 141	BC 141	BSX 47	
T 8	BD 135	BD 235	BD 237	BD 237	BD 237	
T 9	BD 136	BD 236	BD 238	BD 238	BD 238	
R 6	1,2	2,2	3,3	3,3	3,9	kΩ
R 7	15	15	15	15	8,2	kΩ
R 9	5,6	3,9	3,3	3,3	3,3	kΩ
R 11	330/0,5 W	330/0,5 W	330/1 W	330/1 W	680/1 W	Ω
R 12	3,3	3,3	3,3	3,3	1,8/0,5 W	kΩ
R 13	27	22	27	22	10	Ω
R 14	1000	560	560	560	270	Ω
P 2	500	250	250	250	100	Ω
R 15	390	220	220	220	120	Ω
R 16 = R 17	150	150	150	150	150	Ω
R 18 = R 19	1,2	1,2	1,2	1,2	1,2	kΩ
R 20	27	27	27	27	22	Ω
R 21	15	15	15	15	12	Ω
R 22 = R 23	0,47/2 W	0,47/2 W	1/2 W	0,47/5 W	0,33/5 W	Ω
Si	1,5	2	2	3	4	A
Kühlkörper für						
T 4	–	–	–	100	35	K/W
T 8, T 9 je	≦ 40	≦ 30	≦ 30	≦ 20	≦ 10	K/W
T 10, T 11 je	≦ 7	≦ 5	≦ 3,5	≦ 3	–	K/W
T 12/T 13 gemeinsam	–	–	–	–	2,2	K/W
T 14/T 15 gemeinsam	–	–	–	–	2,2	K/W

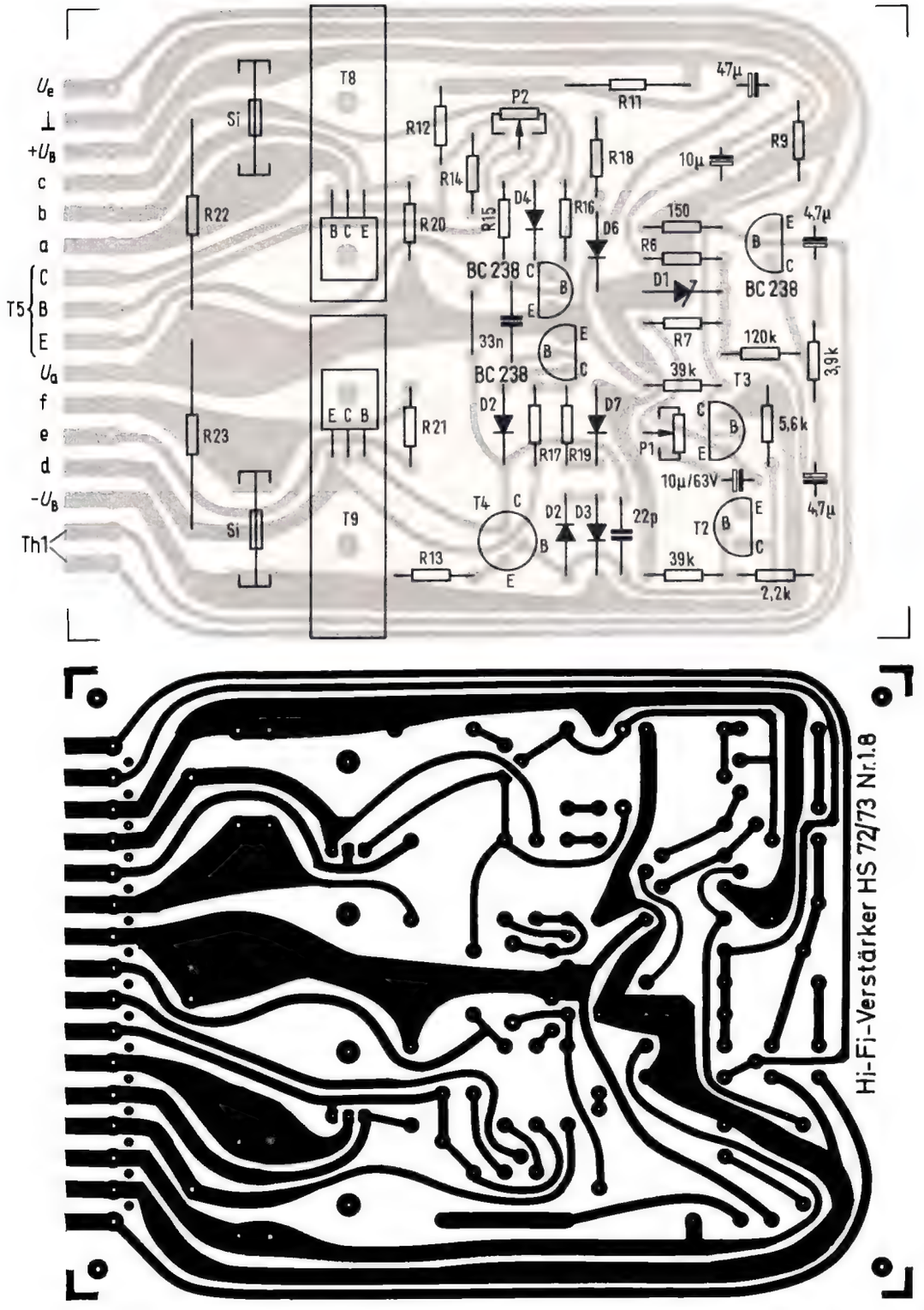


Bild 2. Platine der Verstärker und Bestückungsplan

Verstärkerausgang und regelt die Mittenspannung auf Nullpotential; der Lautsprecher wird gleichstromfrei. Der Nullabgleich erfolgt mit dem im Emitterkreis befindlichen 500-Ω-Trimmer P 1. Damit werden die Parameterstreuungen der Transistoren T 2 und T 3, die der gleichen Stromverstärkungsgruppe angehören, ausgeglichen.

Die Gegenkopplung des Verstärkers erfolgt vom Verstärkerausgang über R 10, R 9, C 4. Sie bestimmt nach folgender Gleichung die Wechselspannungsverstärkung:

$$V' \approx \frac{R_9 + R_{10}}{R_9}$$

Im Gleichstrombetrieb wird $\frac{1}{\omega C_4}$ $\rightarrow \infty$, so daß die Spannungsverstärkung auf 1 sinkt. Daraus resultiert die große Stabilität des Ausgangs-Nullpunktes.

Der Transistor T 5 hat die Aufgabe, den Ruhestrom der Endstufe gegen Betriebsspannungs- und Temperaturänderungen zu stabilisieren. Er muß am Kühlkörper der Endstufe montiert werden. Eingestellt wird der Endstufen-

Tabelle 2. Technische Daten der Leistungsverstärker

	I	II	III	IV	V	
Nennausgangsleistung (k = 1 %, f = 1 kHz)	15	30	40	60	120	W
Lastwiderstand R_L	4	4	8	4	4	Ω
Betriebsspannung	± 14	± 23	± 30	± 28	± 38	V
Stromaufnahme $P_a = 0$	0,1	0,1	0,1	0,1	0,1	A
$P_a = P_{a\,nenn}$	0,8	1,5	1,1	1,9	2,6	A
Klirrfaktor bei ½ $P_{a\,nenn}$ f = 50 Hz bis 16 kHz		< 0,4 %				
Nenneingangsspannung	1,1	1,5	1,5	1,5	1,9	V
Eingangswiderstand			40			kΩ
Leistungsfrequenzgang (– 1 dB)		< 20 Hz bis > 16 kHz				
Spannungsfrequenzgang (– 1 dB)		< 10 Hz bis > 20 kHz				

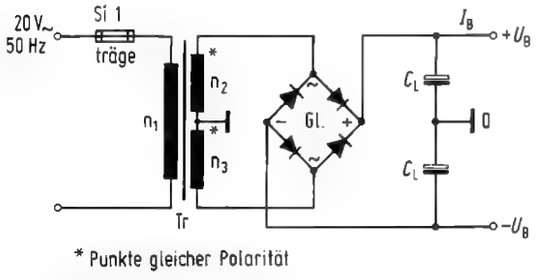


Bild 3. Netzteil mit symmetrischer Ausgangsspannung

Ruhestrom mit dem Trimmer P 2 auf etwa 100 mA. Die Kondensatoren C 6, C 8 und C 9 verhindern ein Schwingen des Verstärkers.

Kurzschlußsicherung

Die Kurzschlußsicherung ist als Brükkenschaltung ausgebildet. Sie besteht aus dem Emitterwiderstand R 22, dem Lastwiderstand und aus den Widerständen R 16 und R 18 für die positive Halbwelle des Ausgangssignals. In der Brückendiagonale liegt der Transistor T 6. Er wird leitend, wenn die Brücke durch einen zu kleinen Lastwiderstand aus dem Gleichgewicht kommt. Dadurch werden die Basis-Emitter-Spannung des Phasenumkehrtransistors T 8 und der Ausgangsstrom vorzeitig begrenzt. Für die negative Halbwelle des Ausgangssignals sind die Widerstände R 17, R 19 und der Transistor T 7 wirksam. Mit dem Kondensator C 7 wird ein vorzeitiges Ansprechen der Sicherung bei geringem Induktivanteil des Lastwiderstandes verhindert. Den Strom des Treibertransistors T 4 begrenzen die Dioden D 2, D 3 und der Emitterwiderstand R 13.

Übertemperaturschutzschaltung

Dem Verstärker ist die Übertemperaturschutzschaltung vorgeschaltet. Der Heißleiter Th 1, der am Kühlkörper der Endstufe montiert ist, und R 3 bilden einen Spannungsteiler, dessen Spannungsversorgung mit der Z-Diode D 1 stabilisiert ist. Steigt die Kühlkörpertemperatur auf über 90 °C an, etwa durch einen Kurzschluß am Ausgang, wird der Transistor T 1 leitend und er reduziert das Eingangssignal so lange, bis der Kurzschluß aufgehoben wird.

In der *Tabelle 1* sind die in Bild 1 nicht eingetragenen Bauelemente genannt. Die *Tabelle 2* enthält die technischen Daten.

Aufbau des Verstärkers

Alle Verstärker können auf derselben Platine *(Bild 2)* aufgebaut werden. Die Platinenbreite entspricht dem Europaformat. Der Platinenanschluß wurde so ausgebildet, daß wahlweise eine Lötverbindung, direktes Stecken mit einer Steckerleiste im 5-mm-Raster oder indirektes Stecken mit einer Steckverbindung nach DIN 41 617 möglich ist.

Die Endstufentransistoren werden ebenso wie der Heißleiter Th 1, der Transistor T 5 und die zusätzlichen Emitterwiderstände des 120-W-Verstärkers auf externen Kühlkörpern montiert und mit der Platine verbunden. T 5 kann mit einer Kühlschelle montiert oder mit Uhu-Plus aufgeklebt werden.

Die Kondensatoren C 7 und C 8 sind bei Bedarf zuzuschalten.

Netzteile

Zur Stromversorgung der Verstärker können weiche Netzteile mit ausreichender Siebung verwendet werden *(Bild 3)*. *Tabelle 3* zeigt die Daten der Netzteile und, soweit vorhanden, die Wickeldaten des Transformators.

Tabelle 3. Daten der Netzteile

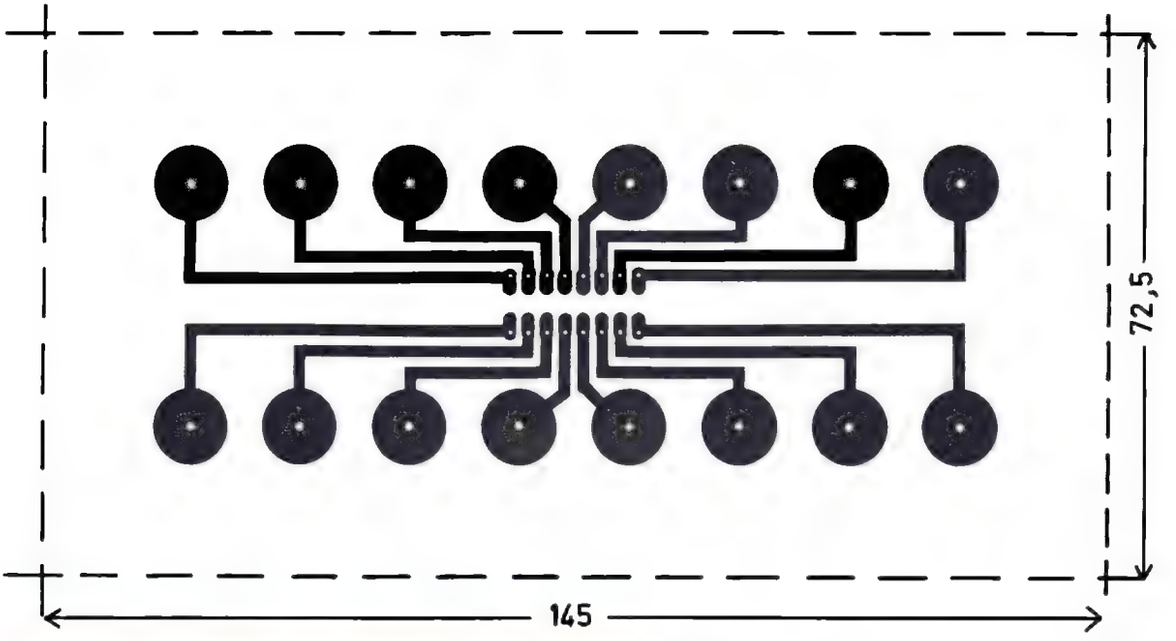
Verstärker	I	II	III	IV	V	
U_B	± 14	± 23	± 30	± 28	± 38	V
I_B	0,8	1,5	1,1	1,9	2,6	A
C_L	4,7	4,7	4,7	10	10	mF
Gl	B 40 C 1500/1000	B 40 C 3200/2200	B 80 C 3200/2200	B 40 C 3200/2200	B 80 C 5000/3300	
Si	0,5	0,8	1	1	2	A
Kern	M 74	M 85a	M 85a	M 102a	M 102b	
	dyn. Bl. IV, ohne Luftspalt, wechselsinnig geschichtet					

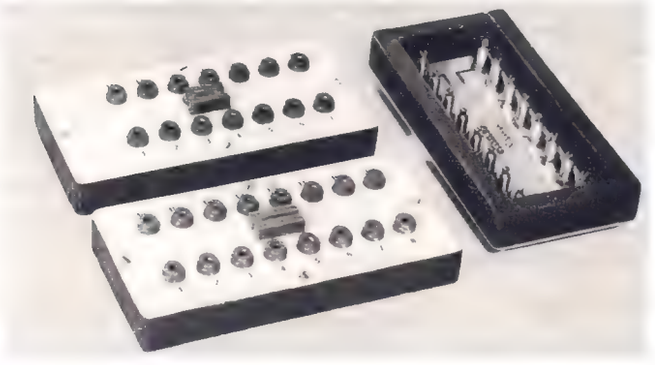
Helmut Schubert

Praktische Testplatte

Bei Versuchsaufbauten mit integrierten Schaltungen (TTL, Operationsverstärker usw.), die zum größten Teil mit Dual-in-Line-Fassungen hergestellt werden, haben sich Testplatten mit einer oder mehreren DIL-Fassungen und an Buchsen geführten Anschlüssen gut bewährt. Zwar werden größere Platten schon industriell gefertigt, doch sind diese nicht ganz billig und für den Hobby-Elektroniker oft zu groß. Wenn man eine geätzte Schaltung selbst machen kann, kommt man preiswert zu solchen praktischen Testplatten *(Bild 1)*.

Bild 2 zeigt die geätzte Platine in Originalgröße. Die Musterplatten wurden aus 2 mm dickem, kupferbeschichteten Hartpapier mit foto-positiver Schicht durch Belichten (zusammen mit einem vorher gezeichneten Leiterbild auf transparentem Papier) und Ätzen hergestellt. Es muß nicht unbedingt 2-mm-Plattenmaterial sein, es genügen durchaus auch die üblichen 1,5 mm dicken Platten. Wer keine Platten mit

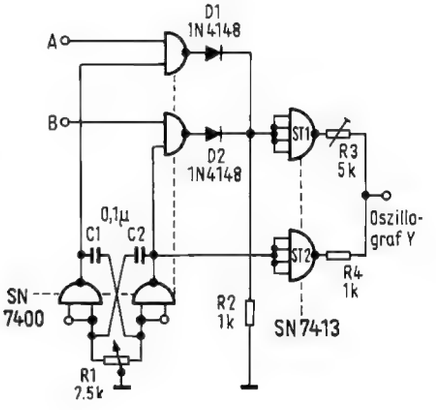




▲ Bild 2. Ansicht der Testplatte

▶ Zweistrahlschalter für digitale Signale

◀ Bild 1. Platine für die Testplatte (Maßstab 1 : 1)



lichtempfindlicher Schicht hat, dafür aber etwas Geschick im Zeichnen, kann die Leiterbahnen auch mit einem Filzstift (z. B. Edding 3000) direkt auf das blanke Kupfer malen. Die Kupferschicht ist vorher wie üblich gründlich zu säubern, etwa durch Abreiben mit einem nassen, mit Vim bestreuten Lappen.

In die Mitte der Platte wird die DIL-Fassung eingelötet und die zwei Reihen Buchsen mit isoliertem Kopf in die 6-mm-Löcher eingesetzt und festgeschraubt. Unter die Platte klebt man rundherum Kunststoff- oder Holzleisten (10 mm breit und 20 mm hoch) oder schraubt sie mit Senkschrauben an.

Zuletzt nummeriert man noch die Anschlüsse nach dem internationalen Schema. Bei den Musterplatten wurden kleine runde Selbstklebeschilddchen mit Durchreibebuchstaben beschriftet und auf die Platte geklebt.

Die Platine ist für 16 Anschlüsse vorgesehen. Braucht man auch häufig IS mit 14 Anschlüssen, so bleiben einfach zwei Buchsenlöcher an einer Schmalseite ungebohrt, und es wird eine Fassung mit 14 Anschlüssen eingelötet.

Dieter Preiß

Ein digitaler Zweistrahlschalter

Der hier beschriebene Zweistrahlschalter ist nur zur Darstellung digitaler Signale geeignet und für die Anwendung in Verbindung mit TTL-Schaltungen der 74..-Serie gedacht.

Der astabile Multivibrator, aus zwei NAND-Gattern aufgebaut, erzeugt zwei gegenphasige Rechteckspannungen, die abwechselnd je einen der Eingänge über ein NAND-Gatter und das ODER-Glied D 1, D 2, R 2 auf den Schmitt-Trigger ST 1 legen. Der Schmitt-Trigger ST 2 wird direkt vom Multivibrator angesteuert. Durch die Widerstände R 3, R 4 bekommen die beiden Ausgänge der Impulsformer verschiedene Wertigkeiten. So bewirkt die Ausgangsspannungsänderung des Triggers ST 1 von 0 V auf 3 V eine Änderung der Spannung am Ausgang der Schaltung von + 0,75 V, während der Trigger ST 2 die Ausgangsspannung der Schaltung um 2,25 V ändern kann. Wenn an den Eingängen A und B das Signal O liegt, so springt durch ST 2 im Takt der Multivibratorfrequenz am Ausgang die Spannung zwischen 0 V und 2,25 V; der angeschlossene Oszillograf schreibt die Nullinien der beiden Kanäle aus. Liegen an den Eingängen L-Signale, so ändert sich die Spannung des auf den Ausgang durchgeschalteten Kanales um + 0,75 V.

Wichtig sind hierbei die zwei Impulsformerstufen, die für eine steilflankige und damit auf dem Oszillografen kaum sichtbare Umschaltung zwischen den Kanälen sorgen, denn der Multivibrator liefert verschliffene Impulse mit einer relativ geringen Anstiegszeit. Der Schalter kann auf eine größere Anzahl von Kanälen erweitert werden, indem man den Multivibrator mit den zwei Ausgängen durch einen Ringzähler (oder einen Dezimalzähler und Dekoder) ersetzt und die Schaltglieder, das ODER-Gatter und die Addiermatrix, entsprechend erweitert. Die beiden Impulsformer können dann entfallen, da ein digitaler Zähler ohnehin steile Impulsflanken liefert.

Ing. Ludwig Roos

Impulszerlegung für Phasenanschnitt mit Triacs

Der Triac ist ein statischer Wechselstromschalter, der gegenüber mechanischen und anderen statischen Schaltern wesentliche Vorteile bietet. Triac ist eine Abkürzung der amerikanischen Bezeichnung „Triode-A-C-Semiconductor Switch". Er kann mit kleinen Steuerleistungen große Ströme und Spannungen ohne Prellen schalten. Beim Ausschalten unterbricht er den Stromkreis im Zeitpunkt des Nulldurchganges. Seine Schaltzeiten sind nicht abhängig von einer mechanischen Kontakteinstellung und daher konstant. Es gibt keine Kontaktabnutzung.

Der Triac wird neben der Verwendung als Ein- und Ausschalter auch vorteilhaft für die Steuerung und stetige Regelung der einem Verbraucher oder einer Maschine zugeführten elektrischen Leistung betrieben. Verbraucher, die direkt am Wechselstromnetz arbeiten (Beleuchtung, Motoren, usw.), lassen sich mit Triacs besonders einfach und zuverlässig steuern und regeln. Da der Triac im Gegensatz zum Thyristor in beiden Richtungen Strom durchlassen kann, sind die normalen Bezeichnungen „Katode und Anode" nicht gebräuchlich. Sie werden durch Anode 1 (A 1) und Anode 2 (A 2) ersetzt. Nachstehend folgen Schaltungen zum Ansteuern von Thyristoren und Triacs unter Verwendung eines Triacs zur Impulserzeugung.

Die Triggerschaltungen

Es sind viele Schaltungen mit verschiedenen Triggerelementen zur Ansteuerung von Thyristoren und Triacs bekannt. Diese Impulszündschaltungen arbeiten alle nach dem gleichen Prinzip: Netzsynchron wird über einen veränderlichen Widerstand mit einer eingestellten Ladezeit ein Kondensator C 1 aufgeladen. Die Entladung dieses Kondensators erfolgt über einen Triggerschalter nach Erreichen der Durchbruchsspannung.

Triggerelemente mit lawinenartigem Durchbruch sind z. B. Vierschichtdioden, Doppelbasistransistoren, Diacs, Glimmröhren usw. Hier kommt es auf schnelles Entladen an, so daß Impulse entstehen, die über einen Impulsübertrager m 1 der Steuerelektrode (Gatter) des anzusteuernden Thyristors oder Triacs zugeführt werden. Durch die Veränderung der Ladezeitkonstante mit einem veränderlichen Widerstand wird der Zündwinkel durch Phasenanschnitt eingestellt. Bei einfachen Zündschaltungen ist zum Einstellen der Ladezeit für den Kondensator C 1 ein Potentiometer R 1 zur manuellen Bedienung vorgesehen *(Bild 1)*.

Steht nur eine elektrische Steuerspannung als Führungsgröße zur Verfügung, so muß Potentiometer R 1 z. B. durch einen Transistor T 1 ersetzt werden, der seinen Widerstand durch diese Steuerspannung verändert und so die Ladezeit des Kondensators C 1 einstellt *(Bild 2)*. Diese Anordnung hat den Nachteil, daß bei Temperatureinflüssen am pnp-Transistor T 1 sich die Kennlinie des Transistors ändert und damit die Ladezeit für den Kondensator C 1 nicht konstant

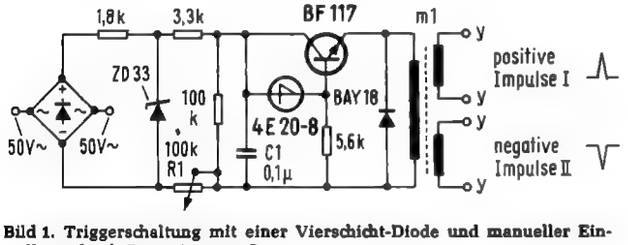


Bild 1. Triggerschaltung mit einer Vierschicht-Diode und manueller Einstellung durch Potentiometer R 1

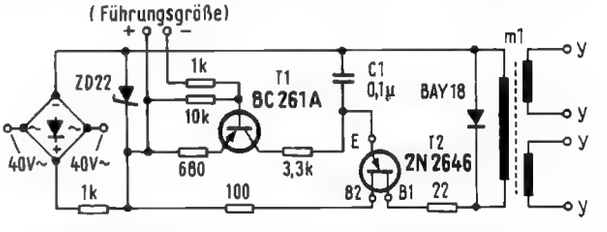


Bild 2. Triggerschaltung mit einem pnp-Steuer-Transistor T 1 und einem Doppelbasis-Transistor T 2

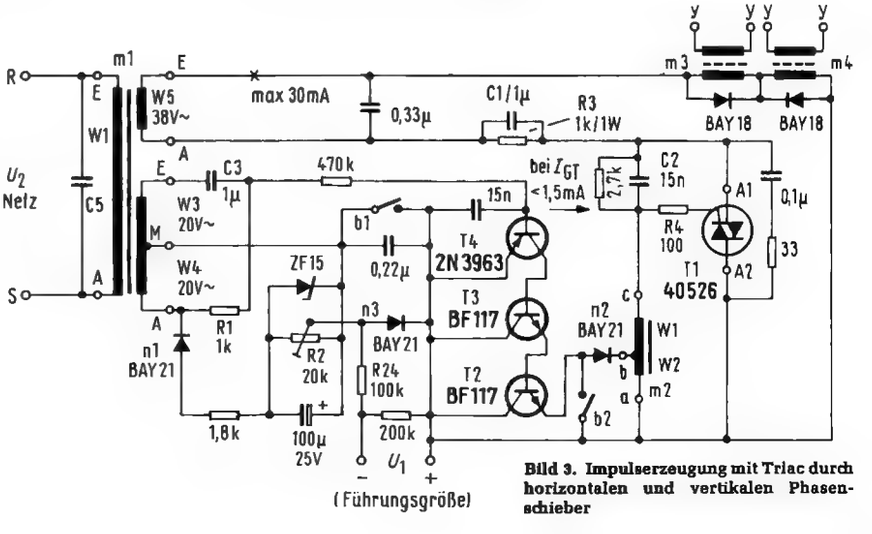
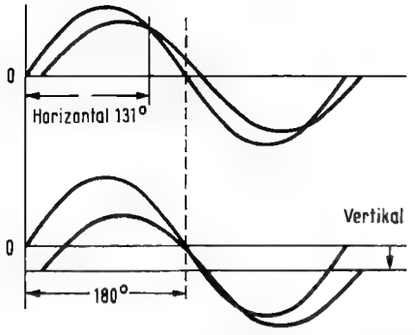


Bild 3. Impulserzeugung mit Triac durch horizontalen und vertikalen Phasenschieber



◀ **Bild 4. Der Zündpunkteinsatz für den Triac erfolgt bei 131° im Schnittpunkt der phasenverschobenen Halbwelle mit der phasengleichen Halbwelle**

◀ **Bild 5. Der Zündpunkteinsatz ist gesperrt, wenn der Schnittpunkt der phasengleichen Halbwelle mit der horizontal und vertikal verschobenen Halbwelle bei 180°, d. h. auf der Nullinie liegt**

bleibt. Eine Verbesserung läßt sich nur mit größerem Aufwand, d. h. mit einem integrierten und temperaturunempfindlichen Bauelement erzielen.

Außerdem bewirkt diese Triggerschaltung keinen geraden Verlauf der Steuerkennlinie, und es ist im Anlaufgebiet eine Hysteresis vorhanden. Durch die Kennlinienverschiebung des als Widerstand wirkenden pnp-Transistors T 1 bei Temperatureinflüssen entsteht eine Zündwinkelverschiebung bei konstant anliegender Führungsgröße.

Neue Impulserzeugung mit Triacs

Die neue Zündanordnung besteht aus einem Phasenschieber, mit dem der Triac zur Impulserzeugung horizontal und vertikal angesteuert wird *(Bild 3)*. Zur Anpassung des im Phasenschieber gegenüber dem Leistungsstrom phasenverschobenen Steuerstromes zwischen Gatter und Anode 2 des Triacs ist ein Impedanzwandler angeschlossen, bestehend aus einem Gleichrichter, zwei npn-Transistoren und einem pnp-Transistor.

Der Impedanzwandler erhält seine Betriebsspannung von der in gesperrtem Zustand zwischen Gatter und Anode 2 anliegenden Spannung des Triacs. Diese Betriebsspannung wird durch eine kleine Drossel geteilt, da der Impedanzwandler mit möglichst kleinem Reststrom arbeiten muß. Bei kleiner Spannung zwischen Kollektor und Emitter entsteht nur ein geringer Reststrom und keine Rückwirkung auf die einwandfreie Funktion der Schaltung. Mit dieser Anordnung ist ein kontinuierliches Ansteuern eines Triacs für Wechselstrom in beiden Halbwellen zur Impulserzeugung auf einfache Art möglich. Bemerkenswert ist, daß in der Steuerkennlinie bei Durchlaßbeginn des Triacs keine Hysteresis vorhanden ist – wie dies bei der Impulssteuerung mit einer RC-Kombination eintreten kann – sondern ein gerader Verlauf der Steuerkennlinie vom Nullpunkt an bei richtig gewähltem horizontalen Arbeitspunkt gegeben ist.

Der Triac T 1 (40526, RCA) wird in beiden Halbwellen gezündet. Zur Ansteuerung ist nur eine Halbwelle erforderlich, die durch den Phasenschieber zum Einstellen des horizontalen Arbeitspunktes mit dem Widerstand R 1 in der Phasenlage etwa 131° verschoben ist (bei 180° erfolgt keine Zündung!). Der Zündpunkteinsatz für den Triac erfolgt im Schnittpunkt der phasenverschobenen Spannung mit der über den Impedanzwandler anstehenden nicht phasenverschobenen Wechselspannung des Triacs *(Bild 4)*.

Der horizontal vorgewählte Arbeitspunkt ist durch die vertikal überlagerte Hilfsgleichspannung auf eine Phasenverschiebung von 180° eingestellt. In diesem Punkt zündet der Triac nicht. Die Hilfsspannung wird der Wicklung W 4 des Transformators m 1 über den Gleichrichter n 1 gleichgerichtet und nach Stabilisierung und Glättung der phasenverschobenen Wechselspannung vertikal überlagert. Mit dem Potentiometer R 2 ist die – mit der in Serie geschalteten Wechselspannung – anliegende Gleichspannungskomponente so gepolt und in der Größe eingestellt, daß im Schnittpunkt bei 180° Phasenverschiebung keine Zündung erfolgt *(Bild 5)*.

Die Steuerung geht vertikal mit einer Gleichspannung U 1 vor sich (Bild 3).

Stückliste zu Bild 6

Transformatoren

m 1	=	Netztransformator, 4,2 VA, Kern EJ 42/14
Bleche	=	V 10, 1,1 W, pr. 19 Wind./V, sek. 21 Wind./V
pr. W 1	=	220 V, 4200 Wind., 0,095 Ø CuL
sek. W 2	=	270 V/7 mA, 5700 Wind., 0,075 Ø CuL
W 3 + W 4	=	2 × 20 V/10 mA, 2 × 420 Wind., 0,085 Ø CuL
W 5	=	38 V/30 mA, 800 Wind., 0,14 Ø CuL
m 2	=	Drossel, Kern EJ 42/14, Bleche = V 10, 1 W, ohne Luftspalt
W 1	=	c – b (unten) 6400 Wind., 0,095 Ø CuL } 5 : 1
W 2	=	b – a (oben) 1600 Wind., 0,108 Ø CuL } 5 : 1
m 3 + m 4	=	Impulsübertrager
Type	=	ZBK 407/37 PF (Fabrikat: Vacuumschmelze AG)

Gleichrichter

n 1, n 2 + n 3	=	Dioden BAY 21, (ITT)
n 4	=	Brückengleichrichter B 500 C 400 (Semikron)
n 5	=	Z-Dioden ZF 15 (ITT)
n 6 + n 7	=	Z-Dioden ZF 3,3 (ITT)
n 8	=	Z-Dioden ZX 180 (ITT)

Kondensatoren

C 1	=	1 µF/ 100 V
C 2	=	15 000 pF/ 160 V
C 3	=	1 µF/ 100 V
C 4	=	0,22 µF/ 250 V
C 5	=	8 µF/ 630 V, MP
C 6	=	15 000 pF/ 160 V
C 7	=	2 µF/ 400 V, MP
C 8	=	100 µF/ 25 V, Elyt
C 9 – C 12	=	0,1 µF/ 250 V
C 13	=	0,33 µF/ 250 V
C 14	=	0,1 µF/ 250 V
C 15	=	0,1 µF/1000 V
C 16	=	15 000 pF/ 160 V

Widerstände

R 1	=	1 kΩ, 0,33 W
R 2	=	25 kΩ, 0,6 W
R 3	=	1 kΩ, 1 W
R 4	=	100 Ω, 0,33 W
R 5	=	220 kΩ, 0,33 W
R 6	=	1,8 kΩ, 0,33 W
R 7	=	470 kΩ, 0,33 W
R 8 + R 9	=	56 kΩ, 1 W, 1 %
R 10 + R 11	=	100 Ω, 0,33 W, 2 %
R 12 + R 13	=	200 kΩ, 0,33 W, 2 %
R 14 + R 15	=	12 kΩ, 0,33 W, 1 %
R 16 + R 17	=	3,3 kΩ, 0,33 W
R 18	=	1 kΩ, 0,33 W
R 19 + R 20	=	33 Ω, 0,33 W
R 21	=	10 Ω, 4 W (Draht)
R 22	=	18 kΩ, 4 W (Draht)
R 23	=	3 kΩ, 25 W (Draht)
R 24	=	100 kΩ, 0,33 W

RL = Lastwiderstand

Sicherungen

Si 1	=	32 mA (M-träge)
Si 2+Si 3	=	10...20 A (flink), je nach Triacgröße

Triacs und Transistoren

T 1	=	Triac 40526 (RCA), $V_{GT} > 1{,}0$ V, I_{GT} = 2–3 mA } T_C + 25 °C
T 2+T 3	=	npn-Transistoren BF 117 (ITT)
T 4	=	pnp-Transistor 2 N 3963 (ITT)
T 5+T 6	=	npn-Transistoren BF 117, gepaart (ITT) nach Sonderbedingung Nr. 30157
T 7+T 8	=	pnp-Transistoren BC 251 A, gepaart (ITT) nach Sonderbedingung Nr. 30180
T 9	=	Triac 2 N 5445 (RCA), 40 A oder wahlweise Triac 40576 (RCA), 15 A

Meßinstrumente

g 1 = Nullinstrument ± 60 V, Ri = 3 kΩ/V (360 kΩ)

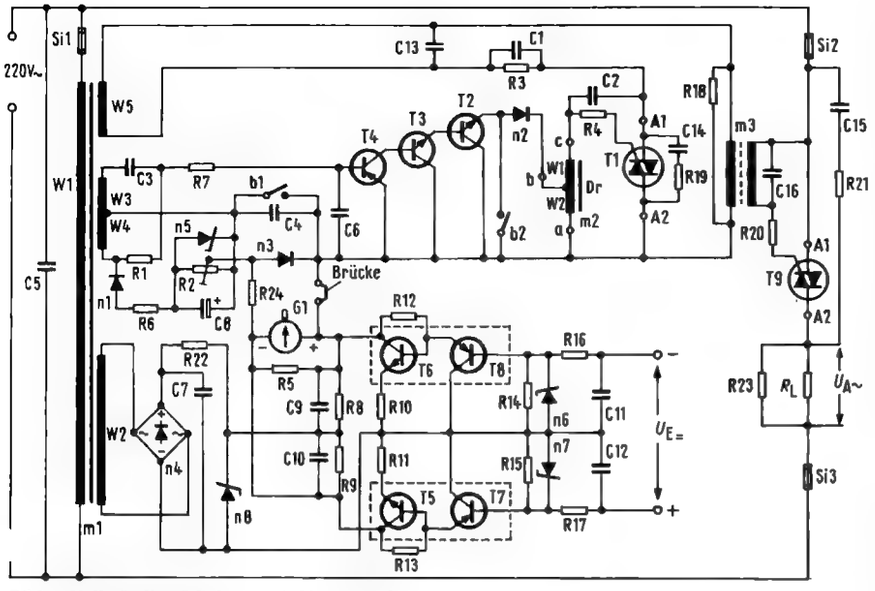


Bild 6. Vollständige Schaltung mit Vorverstärker

Diese Gleichspannung kann einem Gleichspannungsverstärker als Führungsgröße w entnommen werden.

Die Schaltung

Der Triac T 1 ist mit der Anode A 1 über den Widerstand R 3 zur Strombegrenzung und Kondensator C 1 am Anfang der Wicklung v 5 (38 V) des Transformators m 1 angeschlossen. Der phasenrichtige Anschluß ist durch Versuch zu ermitteln. Wenn kein kontinuierliches Ansteuern des Triacs möglich ist, sind die beiden Anschlüsse an der Wicklung w 5 zu vertauschen. Die Anode A 2 des Triacs T 1 ist über die Impulsübertrager m 3 und m 4 mit dem Ende der Wicklung w 5 verbunden. Das Gatter ist über einen Schutzwiderstand R 4 am Anschluß c der Drossel m 2 – mit der größeren Induktivität nach a zu – angeschlossen.

Zur Unterdrückung von Störimpulsen ist ein Kondensator C 2 zwischen Anode A 1 des Triacs und Anschluß c der Drossel m 2 vorgesehen. Der Eisenkern EJ 42/14 der Drossel m 2 und die Induktivität der Wicklung zwischen a und c sind so bemessen, daß der Impedanzwiderstand groß genug ist und der fließende Scheinstrom zwischen Gatter und Anode A 2 ohne Phasenanschnitt keine Zündung des Triacs einleitet. Die Anzapfung b (Windungsverhältnis 5 : 1) der Drossel m 2 ist über eine Diode n 2 mit dem Emitter des npn-Transistors T 2 verbunden. Die Transistoren T 2, T 3 und T 4 bilden den Impedanzwandler. Bei den Transistoren handelt es sich um Hochvolttypen, diese sollen zur einwandfreien Funktion möglichst kleine Restströme aufweisen.

In der Schaltung werden zwei npn-Transistoren BF 117 und ein pnp-Transistor 2 N 3963 von ITT verwendet. Der Impedanzwandler setzt den von einem Gleichspannungsverstärker U 1 zu liefernden Steuerstrom auf einen kleinen, für den Phasenschieber ohne Rückwirkung tragbaren Wert herab. Der pnp-Transistor T 4 des Impedanzwandlers dient als Sperrtransistor, so daß am Eingang dieses Impedanzwandlers zwischen Basis und Emitter des pnp-Transistors T 4 eine positive und negative Beeinflussung, d. h. eine Steuerung, möglich ist.

Der Phasenschieber und Impedanzwandler ist mit einem Hochohm-Ausgang und -Eingang ausgeführt, er wird durch keine Rückwirkung, auch nicht durch Temperaturveränderung, beeinflußt. Der Transformator m 1 von etwa 4,2 VA mit den Wicklungen w 3 und w 4 (2 × 20 V/10 mA) liefert über den Kondensator C 3 (1 µF) und den Widerstand R 1 die phasenverschobene Spannung für die Horizontalsteuerung.

Die Wicklung w 5 (38 V) wird mit max. 30 mA belastet. Es ist nur ein kleiner Netztransformator m 1 (Kerngröße EJ 42/14) erforderlich, der sich auf einer gedruckten Schaltung gut unterbringen läßt. An den in Reihe liegenden Sperrgleichrichter n 3 ist über den Widerstand R 24 die Steuergleichspannung U 1 gelegt.

Der Widerstand R 24 dient zur Strombegrenzung bei auftretenden Überspannungen mit wechselnder Polarität. Er ist in der Steuerleitung für die Vertikalsteuerung mit der Führungsgröße W vorgesehen. Der Kondensator C 4 schließt für eine eventuell auftretende Störwechselspannung die Gleichspannungssteuerstrecke kurz, wobei der Widerstand R 24 gleichzeitig die Funktion des Siebwiderstandes übernimmt. Die Netzspannung U 2 ist die Betriebsspannung, wobei zwischen den Phasen R und S ein Kondensator C 5 vorgesehen ist, der ein Durchzünden des Triacs bei Netzspannungsspitzen verhindert.

Mit der Prüftaste b 1 kann die horizontale Ansteuerung geprüft werden. Bei Betätigung der Taste b 1 entsteht eine Phasenverschiebung von etwa 131°. Diese ergibt eine effektive Spannung durch Phasenanschnitt von etwa 60 V bei

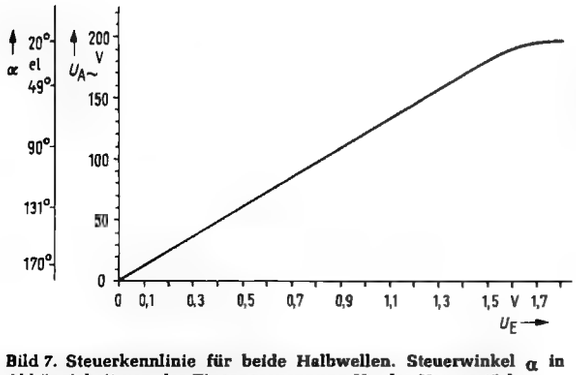


Bild 7. Steuerkennlinie für beide Halbwellen. Steuerwinkel α in Abhängigkeit von der Eingangsspannung U_E des Vorverstärkers

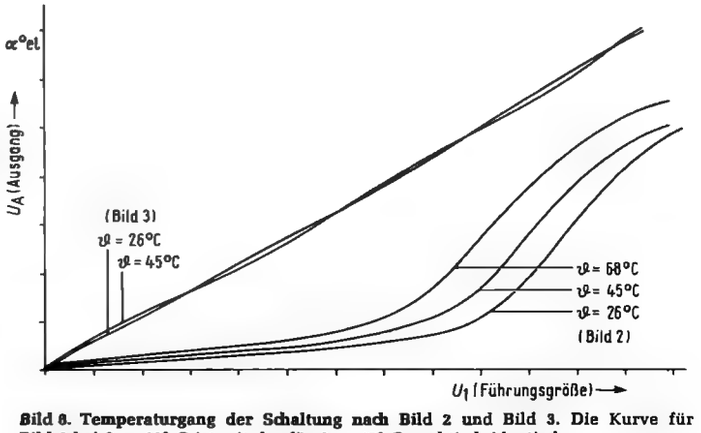


Bild 8. Temperaturgang der Schaltung nach Bild 2 und Bild 3. Die Kurve für Bild 3 bei δ = 26° C ist mit der für δ = 45° C praktisch identisch

einer Netzspannung von 220 V am Ausgang eines Leistungskreises. Mit der Prüftaste b 2 kann die volle Aussteuerung geprüft werden. Es ist eine Phasenverschiebung von nur noch etwa 18° vorhanden. Diese ergibt eine effektive Spannung durch Phasenanschnitt von etwa 205 V am Ausgang des Leistungskreises.

In *Bild 6* ist eine Schaltung mit Vorverstärker angegeben. Die npn-Transistoren T 5 und T 6 im Vorverstärker sind gepaarte Typen BF 117. Die pnp-Transistoren T 7 und T 8 sind nach Sonderbedingung 30180 gepaarte Typen BC 251 A von ITT. Zur Temperaturkompensation ist das Kunststoffgehäuse TO-92 des Transistors T 8 mit dem Metallgehäuse TO-5 des Transistors T 6 über ein Temperatur leitendes Material thermisch gekoppelt.

Die thermische Kopplung ist ebenfalls mit den Transistoren T 5 und T 7 durchgeführt. Der Impulstransformator m 3 steuert einen Leistungstriac T 9 (z. B. Typ 2 N 5445, RCA) an. Bei zwei Impulstransformatoren m 3 und m 4 (nach Bild 3) können auch zwei Thyristoren in halbgesteuerter Brückenschaltung oder Antiparallelschaltung angesteuert werden.

In *Bild 7* ist die Steuerkennlinie für die Schaltung von Bild 6 abgebildet, die von Null ausgehend ohne Hysteresis im Anlaufgebiet einen geraden Verlauf hat. *Bild 8* zeigt den Temperaturgang der Schaltungen nach Bild 2 und Bild 3 zum Vergleich.

Klaus-Detlev Wiedenbrüg

Selbstanfertigen von dB-Skalen

In grober Annäherung gilt, daß die subjektiv im Gehör empfundene Lautstärke dem Logarithmus der Schallstärke proportional ist (Weber-Fechnersches Gesetz). Aus diesem Grunde werden in der Akustik mit Vorliebe die logarithmischen Verhältnismaße Neper, Dezibel und Phon benutzt. Außerdem verwendet man das Verhältnismaß Dezibel (dB) in der Elektrotechnik – vornehmlich der Elektroakustik – zur Angabe von Leistungs- und Spannungsverhältnissen.

Bei Mischpulten, Tonbandgeräten, Verstärkern u. ä. wird die anliegende Tonfrequenzspannung im Verhältnis zu der bei Vollaussteuerung zur Verfügung stehenden Spannung in dB oder in dB und % angezeigt. Soll die Skala des Anzeigeinstrumentes linear sein, – gleiche Abstände von dB-Marke zu dB-Marke – so muß das anzuzeigende Signal ein Übertragungsglied mit logarithmischer Durchlaß- oder Verstärkungskennlinie durchlaufen. Ist ein solches Übertragungsglied nicht vorgesehen und wird dem Meßwerk zum

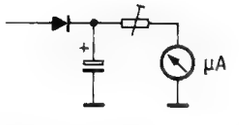


Bild 1. Schaltung zur Spitzenwertmessung einer Wechselspannung.

Beispiel ein Netzwerk zur Spitzenwertmessung der Tonfrequenzspannung vorgeschaltet *(Bild 1)*, so muß die Skala logarithmisch sein, die Abstände von dB-Marke zu dB-Marke sind ungleich.

Meßwerke

Die im Fachhandel angebotenen Meßwerke mit dB-Skala sind relativ klein und unbequem abzulesen. Ein größeres Mikroamperemeter, das nachträglich mit einer dB-Skala ausgerüstet wurde, schafft hier Abhilfe. Soll es ein bereits vorhandenes Anzeigeinstrument ersetzen, dann muß es selbstverständlich die elektrischen Daten des Originalinstrumentes besitzen.

Vor dem Anfertigen der neuen Skala sollte noch überprüft werden, ob die Ausschlaggeschwindigkeit des Zeigers für den vorgesehenen Zweck groß genug ist. Bei hochwertigen Meßwerken mit Luftkammerdämpfung läßt sich diese Geschwindigkeit durch entsprechend weites Öffnen der Kammer den individuellen Wünschen weitgehend anpassen.

Berechnen der Skalenwerte

Je nach Art der anzufertigenden Skala müssen die Abstände der dB-Marken vom Skalennullpunkt entweder in cm oder in Grad bekannt sein.

Für die Angabe eines Spannungsverhältnisses in dB gilt:

$$x = 20 \lg \frac{u_1}{u_2} \qquad (1)$$

$$\frac{x}{20} = \lg \frac{u_1}{u_2} \qquad (2)$$

wobei u_2 Bezugsspannung ist.

Der tatsächliche Wert der Bezugsspannung wird für die Skalenberechnung nicht benötigt. Aus (2) läßt sich ein gesuchtes Spannungsverhältnis durch Division und Nachschlagen in einer Logarithmentafel ermitteln. Fertige dB-Tabellen ersparen diese Arbeit. Die für eine Skalenselbstherstellung sinnvollen Werte sind:

dB	$\frac{u_1}{u_2}$	dB	$\frac{u_1}{u_2}$
+ 4	1,585	— 2	0,7943
+ 3	1,414	— 3	0,7072
+ 2	1,259	— 4	0,6309
+ 1	1,122	— 5	0,5624
0	1,000	— 6	0,5013
— 1	0,8913	— 10	0,3164
		— 20	0,1000

Jetzt muß festgelegt werden, mit welchem dB-Wert die Skala enden soll. Als günstig hat sich der Wert + 3 dB erwiesen. Eine sehr große Skala ermöglicht auch noch + 4 dB als Endwert (Zeigerweg ≧ 8 cm).

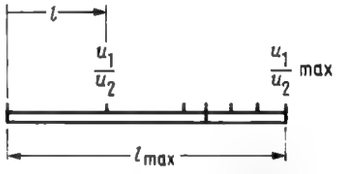


Bild 2. Zur Berechnung der dB-Werte

Noch höhere Endwerte haben zur Folge, daß die Anzeige unterhalb von – 10 dB kaum noch zu verwerten ist.

Werden die dB-Werte auf einer Geraden aufgetragen, so gilt:

$$\frac{l_{max}}{\frac{u_1}{u_2}\text{max}} = \frac{l}{\frac{u_1}{u_2}} \qquad (3)\ \textit{(Bild 2)}$$

$$l = \frac{l_{max}}{\frac{u_1}{u_2}\text{ max}} \cdot \frac{u_1}{u_2} \qquad (4)$$

$$l = c \cdot \frac{u_1}{u_2} \qquad (5)$$

Die Gesamtstrecke l_{max}, die der Zeiger überstreichen kann, läßt sich an der Originalskala abmessen. Die vorherige Bestimmung der Skalenkonstanten

$$c = \frac{l_{max}}{\frac{u_1}{u_2}\text{ max}}$$

erleichtert die Rechenarbeit.

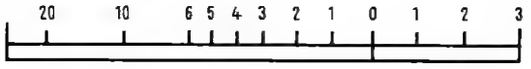
Beispiel 1:

$l_{max} = 7$ cm

$$\frac{u_1}{u_2}\text{max} = +3\text{ dB} = 1{,}414$$

Dann ist $c = \frac{7\text{ cm}}{1{,}414} = 4{,}95$ cm und somit

$$l = 4{,}95\text{ cm} \cdot \frac{u_1}{u_2}$$



◀ **Bild 3. Gerade, logarithmische dB-Skala mit einer Länge von 7 cm.**

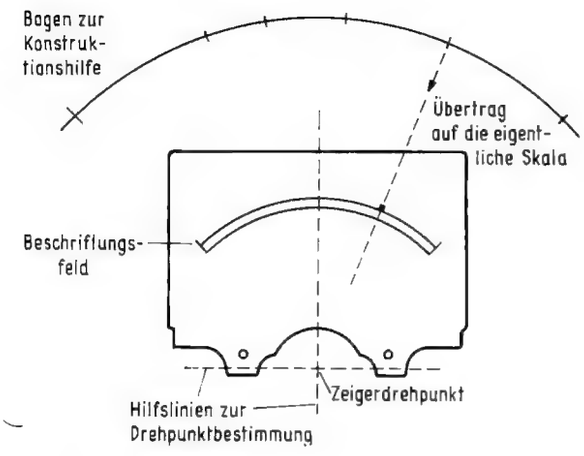


Bild 4. ▶ Umgerüstetes Mikroamperemeter mit den Flanschmaßen 60 mm x 60 mm.

◀ **Bild 5. Zeichnerische Durchführung der Skalenkonstruktion.**

Folgende Tabelle läßt sich aufstellen:

dB	l	dB	l
+ 3	7,00 cm	— 3	3,50 cm
+ 2	6,23 cm	— 4	3,12 cm
+ 1	5,55 cm	— 5	2,78 cm
0	4,95 cm	— 6	2,48 cm
— 1	4,41 cm	— 10	1,57 cm
— 2	3,93 cm	— 20	0,5 cm

Eine mit diesen Werten gezeichnete Skala zeigt *Bild 3*.

Beispiel 2:

$$l_{max} = 10\ \text{cm}$$

$$\frac{u_1}{u_2}\,\text{max} = +4\ \text{dB} = 1{,}585$$

$$\text{Dann ist } c = \frac{10\ \text{cm}}{1{,}585} = 6{,}309\ \text{cm}$$

Einige dB-Werte dieser Skala:

dB	l
+ 4	10,00 cm
+ 3	8,92 cm
0	6,31 cm

Bei Bogenskalen ist das Spannungsverhältnis auf den Winkel umzurechnen. Analog zu (3) gilt:

$$\frac{\varphi_{max}}{\frac{u_1}{u_2}\,\text{max}} = \frac{\varphi}{\frac{u_1}{u_2}} \qquad (6)$$

$$\varphi = \frac{\varphi_{max}}{\frac{u_1}{u_2}\,\text{max}} = \frac{u_1}{u_2} \qquad (7)$$

$$\varphi = c \cdot \frac{u_1}{u_2} \qquad (8)$$

Beispiel 3:

$$\varphi_{max} = 90°,\ \frac{u_1}{u_2}\,\text{max} = +3\ \text{dB} = 1{,}414$$

$$c = \frac{90°}{1{,}414} = 63{,}65°$$

Die nach (8) errechnete Tabelle:

dB	φ	dB	φ
+ 3	90,00°	— 3	45,01°
+ 2	80,13°	— 4	40,16°
+ 1	71,41°	— 5	35,80°
0	63,65°	— 6	31,82°
— 1	56,72°	— 10	20,14°
— 2	50,55°	— 20	6,36°

Es handelt sich hier um die wohl am häufigsten anzutreffende Aufteilung einer logarithmischen dB-Skala *(Bild 4)*.

Herstellung

Die neue Skala wird aus weißem Zeichenkarton angefertigt. Der Karton sollte so dick sein wie das Material der Originalskala. Man demontiert die Originalskala, legt sie auf den Zeichenkarton und überträgt die Umrisse und die Löcher für Befestigungsschrauben durch Umfahren mit einem harten Bleistift. Bei geraden Skalen werden die Lage des Beschriftungsfeldes durch Abmessen der Abstände zum Skalenrand übertragen und anschließend die errechneten dB-Marken eingezeichnet (weichen Bleistift benutzen). Bei Bogenskalen muß die Lage des Zeigerdrehpunktes im Verhältnis zur Gesamtskala bestimmt und auf dem Zeichenkarton markiert werden. Dies geschieht durch Ermitteln des Schnittpunktes zweier Geraden. Die eine verläuft durch die Skalenmitte, die andere – je nach Meßwerk – in einem bestimmten Abstand zum Skalenrand, zur Verbindungslinie der Montagelöcher usw. Nun kann die Originalskala nochmals aufgelegt und der maximale Anzeigewinkel gemessen werden (meistens 90°). Außerdem greift man mit einem Zirkel den unteren Radius des Beschriftungsfeldes ab und überträgt ihn nach Wegziehen der Originalskala auf den Karton. Ebenso verfährt man mit dem oberen Radius und mit Zwischenwerten. Als Konstruktionshilfe ist ein weiterer Bogen über der Gesamtskala empfehlenswert. Auf ihm werden die Anfangs- und Endstellung des Zeigers und anschließend die errechneten Winkelwerte eingetragen. Der Übertrag auf die eigentliche Skala kann anschließend sehr genau mit dem Lineal erfolgen *(Bild 5)*.

Die jetzt noch in Bleistiftzeichnung vorliegende Skala wird mit Tusche nachgezogen. Die Hilfe einer Schriftschablone und eines Tuschefüllers beim Eintragen der zu den Marken gehörenden Zahlen ermöglicht ein gleichmäßiges Schriftbild. Das Feld rechts von der 0-dB-Marke wird mit roter Deckfarbe oder Tusche ausgemalt.

Zum Schluß schneidet man die Skala aus und durchbohrt die Montagelöcher mit einer dunkelglühenden Nadel. Mit dieser Lochmethode, die zuvor jedoch einige Male geübt werden sollte, erhält man Löcher mit sehr sauberem, leicht braunem Rand. Dieser braune Rand wird, falls das Loch nicht größer als unbedingt nötig gemacht wird, durch den Kopf der Befestigungsschraube verdeckt. ■

Berichtigung

Der Operationsverstärker, ein vielseitiger einsetzbarer Baustein

FUNKSCHAU 1972, Heft 19, Seite 697

Bei den Bildern 15, 16, 17 und 18 auf Seite 700 wurden versehentlich die Bildunterschriften vertauscht. Richtig müssen sie lauten:

Bild 15. Differenzverstärker
Bild 16. Integrator
Bild 17. Nichtinvertierender Verstärker
Bild 18. Addierer

Hartmut Welzel

Digit-Lichtorgel

Bei einer herkömmlichen Lichtorgel mit den drei Grundfarben Rot, Grün und Blau gibt es kaum einen Zeitpunkt, bei dem eindeutige Lichtverhältnisse herrschen. Die Lichter in den drei Grundfarben flackern mehr oder weniger unabhängig voneinander diffus vor sich hin. Hierdurch geht die Wirkung einer möglichen additiven Farbmischung im Scheinwerferlicht verloren. Sehr viel „pop-iger" wirkt dagegen das Licht, wenn zu jedem Zeitpunkt eindeutige Farbmischungsverhältnisse herrschen und diese im Rhythmus der Musik wechseln. Dann verwandelt sich ein etwa gerade blau angestrahltes Gesicht beim nächsten Musiktakt in ein halbgrün, halbrot und in der Überlappungszone gelb angestrahltes; denn Rot + Grün = Gelb gilt für additive Farbmischung.

Im folgenden wird eine Lichtorgel beschrieben, die diese Farbeffekte erzeugt. Sie liefert mit den vier Farben Rot,

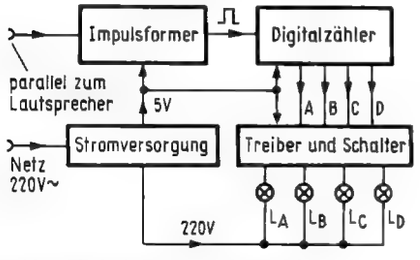


Bild 1. Blockschaltbild der Digit-Lichtorgel

Grün, Blau und Gelb im Rhythmus der Musik wechselnd insgesamt 16 verschiedene Farbeffekte, wobei der bei Parties nicht immer unerwünschte Effekt der absoluten Dunkelheit mitgezählt ist. In den Musikpausen bleibt die Lichtorgel übrigens bei einer der 16 Farbkombinationen stehen.

Bild 1 zeigt das Blockschaltbild. Der Impulsformer *(Bild 2)* enthält den Trenntransformator, wie er bei Lichtorgeln zum Schutz des Verstärkers erforderlich ist. C 1 dämpft die hohen Töne, denn die Lichtorgel soll nur durch die Baßanteile der Musik (Grundrhythmus) gesteuert werden. Die Diode D, der Widerstand R 2 und der Kondensator C 2 bilden ein Integrationsglied; dieses bewirkt, daß nicht bei jeder Baßschwingung (also z. B. 50mal in der Sekunde), sondern bei jedem (genauer bei jedem zweiten) Baßton nur ein Umschaltvorgang stattfindet. Die nachfolgende Schaltung, ein Schmitt-Trigger (FUNKSCHAU 1960, Heft 21, S. 541), verwandelt die „analoge", relativ langsam sich ändernde Spannung an C 2 in einen „digitalen" Rechteckimpuls. Mit R 1 wird der Eingang der Schaltung an die Leistung am Verstärkerausgang angepaßt. Mit dem Potentiometer R 2 regelt man die Zeitkonstante R 2/C 2, d. h. bei kleinem Wert von R 2 schaltet der Schmitt-Trigger häufiger.

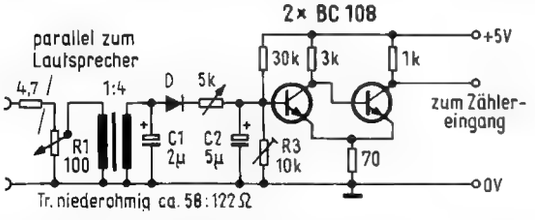


Bild 2. Impulsformer

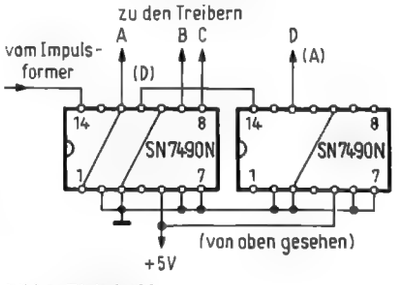


Bild 3. Digitalzähler

Der Digitalzähler *(Bild 3)* kann ganz nach eigenen Bedürfnissen aufgebaut werden. Verwendet man den Dezimalzähler SN 7490 N und Strahler mit den drei Grundfarben Rot, Grün und Blau, so braucht man nur die drei Ausgänge A, B und C, und der rechte Teil der Schaltung entfällt. Verwendet man zusätzlich noch eine vierte Farbe – etwa gelb –, so liefert *ein* Baustein SN 7490 N nicht alle 16 möglichen Kombinationen, denn er zählt nur bis 9 und beginnt dann wieder bei 0. Daher wurde ein zweiter Dezimalzähler (genauer sein erstes Flipflop) mit dem Ausgang D des ersten angesteuert. So bewirkt jeder zehnte Impuls ein Umschalten des Strahlers „Gelb". Die Umschaltung der vier Farben erfolgt also nicht genau nach dem Binärcode, was hier unerheblich ist. Ein reiner Binärzähler ließe sich hier ganz entsprechend mit TTL-Flipflops (etwa SN 7473 N) aufbauen und einsetzen.

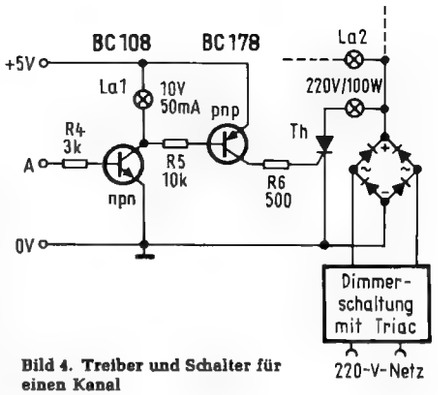


Bild 4. Treiber und Schalter für einen Kanal

Mit den Ausgangsimpulsen des Zählers wird der Treiber und Schalter *(Bild 4)* – hier für die Farbe Rot gezeichnet – angesteuert. Die Koppelwiderstände R 4, R 5, R 6 können vorübergehend durch Trimmwiderstände ersetzt werden, falls ein sicheres Schalten nicht gewährleistet ist. Die Daten des Thyristors richten sich nach dem verwendeten Scheinwerfer La 2. Das Kontrollämpchen La 1 leuchtet gleichzeitig mit La 2 auf. Es kann auch durch einen Widerstand ersetzt werden.

Als Stromversorgung für den 220-V-Teil wurde ein mit allen vier Scheinwerfern belastbarer Brückengleichrichter zusammengestellt; hierdurch erreicht man trotz Thyristorschaltung flackerfreie, volle Lampenleistung. Der Brückengleichrichter kann entweder direkt vom Lichtnetz oder über eine triacgesteuerte

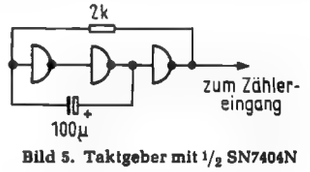


Bild 5. Taktgeber mit ½ SN7404N

Dimmerschaltung gespeist werden. So ist die Helligkeit der Scheinwerfer regelbar. Als Lampen eignen sich hierfür Strahler mit verschiedenfarbigen Reflektoren und Kopfspiegellampen. Ihre Strahlen treffen dann aus verschiedenen Richtungen auf die gleiche Stelle der Tanzfläche, wo sich dann die Farbmischungseffekte ergeben. Die Niedervoltspannung für die Transistoren (Universal-Silizium-Typen) und die integrierten Schaltungen sollte auf etwa 5 V stabilisiert, und sie muß durch einen Transformator vom Netz getrennt sein.

Für die Erprobung hat sich ein Taktgeber nach *Bild 5* bewährt. Er gibt regelmäßig Zählimpulse in langsamer Folge (etwa 2 Hz) ab. Er kann aufgebaut werden aus drei TTL-Invertern (etwa ½ SN 7404 N) mit nur zwei externen Bauteilen.

Ulrich L. Rohde, DJ 2 LR · Klaus H. Eichel, DC 6 HY

Stand der Technik bei Amateurfunkgeräten im Kurzwellengebiet

3. Teil

Der Schlußteil dieser Arbeit befaßt sich unter anderem mit Transistor-Leistungsendstufen und deren Ein- und Ausgangsschaltungen sowie mit Hinweisen auf Fehlermöglichkeiten beim praktischen Nachbau.

Das 9-MHz-SSB-Signal kann in der 2. Mischstufe nach Bild 4 auf 41 MHz gebracht werden, wobei die Tatsache, daß es dann insgesamt drei Quarzfilter durchläuft, kein Nachteil ist. Es besteht die Möglichkeit, das erste 9-MHz-Quarzfilter zugunsten der vorhandenen Einseitenbandfilter wegzulassen und in der Mischstufe zwischen dem 9-MHz- und dem 41-MHz-Quarzfilter eine leichte Hf-Klippung vorzunehmen (bei geschickter Wahl der Pegel ist das ohne weiteres möglich), so daß sich sowohl eine Nf- als auch eine leichte Hf-Klippung verwirklichen läßt.

Die für den Empfänger benötigten Oszillatoren können verwendet werden, um die Endfrequenz zu erzeugen. Eine solche Mischstufe sollte am Ausgang lediglich einen 31-MHz-Tiefpaß haben, da die bei der Mischung entstehende Spiegelfrequenz oberhalb von 80 MHz liegt und der 30-MHz-Tiefpaß den Durchschlag des Oszillators und des SSB-Signals mildert.

Am Ausgang des Mischers werden etwa 100 mV an 60 Ω zur Verfügung stehen, so daß es jetzt darauf ankommt, eine breitbandige Leistungsstufe zu bauen, die diesen geringen Pegel auf die benötigten 100 bis 120 W bringt. Hierfür eignet sich eine dreistufige Anordnung, bei der die Treiberstufe im Eintakt und die beiden Leistungsstufen im Gegentaktbetrieb benutzt werden. Für die erste Stufe *(Bild 25)* wird zunächst ein Ringmodulator vom Typ SL 640 verwendet. Seine Ausgangsspannung gelangt auf eine mit fünf Bandpässen versehene Verstärkerstufe mit dem Transistor BFR 65, welche etwa 150 mW Steuerleistung für die beiden Gegentaktstufen abgibt. Da es sich um ein Amateurfunkgerät handelt, bei dem nur fünf relativ schmale Frequenzbereiche verwendet werden, kann eine ganze Reihe von Stufen ausgelassen werden, da Breitbandstufen kaum über eine Stufenverstärkung von 10 dB kommen.

Die beiden in Gegentakt-AB 1-Betrieb benutzten Transistoren BLY 91 A werden über die Bandfilter mit der richtigen Quellimpedanz angesteuert. Der Ausgang dieser Gegentaktstufe welche eine Ausgangsleistung von 7 W abgibt, wird durch zwei Breitbandübertrager gebildet. Diese Breitbandübertrager, auch Leitungsübertrager genannt, werden durch verdrillte Kupferdrähte, die auf Ringkerne aufgewickelt sind, realisiert. Solche Übertrager sind in der UKW-Technik unter dem Begriff: „Guanella-Übertrager" bekannt, sie lassen sich für extrem breite Frequenzbereiche leicht herstellen. Bei größeren Leistungen kann es von Vorteil sein, anstelle von verdrillten Kupferdrähten auch sehr dünne Koaxialkabel in Ferritschalenkernen aufzuwickeln. Die Gegentakt-Endstufe mit zwei Transistoren BLX 14 hat einen Eingangswiderstand von etwa 1 Ω/Transistor, so daß eine Mehrfachtransformation erforderlich ist. Vom Ausgang der Gegentakt-Endstufe wird ein Teil

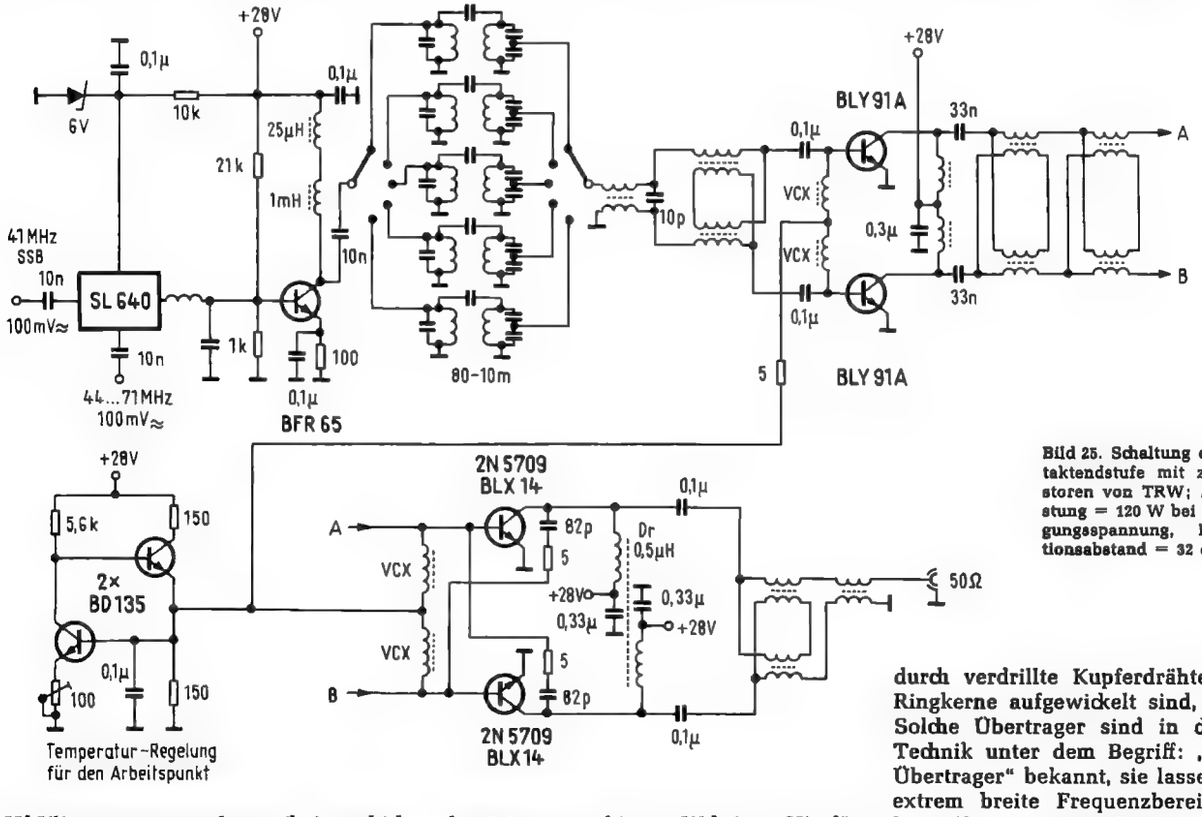


Bild 25. Schaltung einer Gegentaktendstufe mit zwei Transistoren von TRW; Ausgangsleistung = 120 W bei 28 V Versorgungsspannung, Intermodulationsabstand = 32 dB

der Kollektorwechselspannung immer auf den anderen Transistor über eine RC-Kombination zurückgeführt. Diese Schaltung wirkt ähnlich wie eine Neutralisationsbrücke und verhindert parasitäre Schwingungen.

Am Ausgang dieser Stufe wird ebenfalls ein Breitbandübertrager-Netzwerk verwendet, um auf einen Ausgangswiderstand von 50 Ω zu kommen. Eine Reihe von Funkamateuren besitzt ohnehin Antennen, die mit der geeigneten geringen Welligkeit über 50 Ω Koaxialkabel gespeist werden, so daß nur in den restlichen Fällen, bei denen das Stehwellenverhältnis auf $> 1:1{,}4$ anwächst, ein Antennenanpaßgerät notwendig ist. Solche Antennenanpaßgeräte bestehen üblicherweise aus zwei Drehkondensatoren und einer Rollspule (Collinsfilter oder Tiefpaßfilter). Mit diesen läßt sich ein Stehwellenverhältnis bis 1 : 30 ausregeln. Es empfiehlt sich, einen Stehwellenmesser zwischen das Antennenanpaßgerät und Sender zu schalten und den Abgleich mit etwa 10 W durchzuführen.

Tabelle 4. Daten des Empfangsteils

Frequenzbereiche:	2 bis 10 MHz 10 bis 20 MHz 20 bis 30 MHz
Rauschzahl:	10 dB in allen Bereichen
Frequenzkonstanz:	gerastet $\pm 1 \cdot 10^{-6}$ von -10 °C bis $+50$ °C
Frequenzanzeige:	6stellige Halbleiteranzeige
Zwischenfrequenzen:	41 oder 49 MHz und 9 MHz
Spiegelselektion:	> 80 dB
Zf-Durchschlagfestigkeit:	> 80 dB
Intermodulation:	Zwei Signale der EMK 35 mV erzeugen ein Mischprodukt $\leqq$ 80 dB für $f_1 \pm f$; $2f_1 \pm f_2$; $2f_2 \pm f_1$
Kreuzmodulation:	< 3 % bei 0,8 V Störsender EMK und 100 µV Nutzsignal EMK; Abstand $\geqq$ 20 kHz; Modulationsgrad 50 %

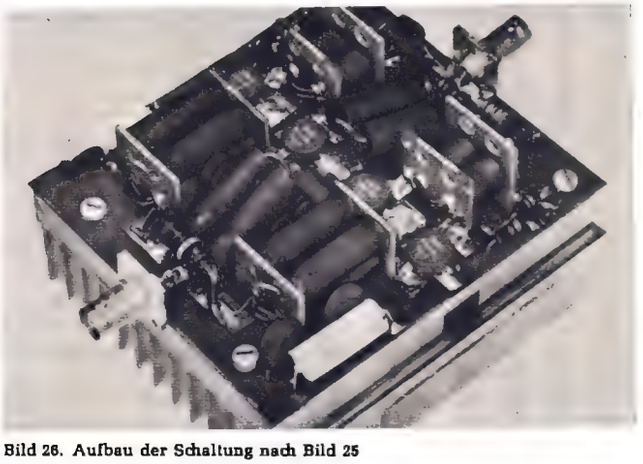


Bild 26. Aufbau der Schaltung nach Bild 25

Bild 26 zeigt eine solche Leistungs-Endstufe ohne die Vorstufen, wie sie unter Verwendung von Breitbandübertragern aufgebaut wurden. Der in Gegentakt ausgeführte Sender hat einen Oberwellenabstand in der Größenordnung von 30 bis 35 dB, so daß man in solchen Fällen, wo kein Antennenanpaßgerät verwendet wird, zur Verbesserung des Oberwellenabstandes Tiefpässe zwischen Ausgangsstufe und Antenne schalten sollte.

Baut man das gesamte System, wie es eigentlich vernünftig wäre, als Transceiver auf, so lassen sich diese Tiefpässe für den Empfängerzug mitverwenden. Der Empfänger benötigt sinnvollerweise noch eine Hochpaß-/Tiefpaß-Kombination; der Hochpaß sollte eine Grenzfrequenz bei 1,6 MHz haben, so daß beispielsweise das 160-m-Band abgehört werden kann. Gleichzeitig ist ein Tiefpaß erforderlich, der die Spiegelselektion für alle die Fälle bestimmt, in denen ohne die schaltbaren Tiefpässe gearbeitet wird. *Bild 27* zeigt eine geeignete Kombination, wie sie zwischen Antenne und PIN-Diodenregler liegen kann.

Die in *Bild 28* gezeigten schaltbaren Tiefpässe lassen sich zusätzlich beim Empfänger verwenden und bringen eine weitere Verbesserung des Großsignalverhaltens. Im Senderzweig sollten sie auf jeden Fall mitverwendet werden.

Zu den Dingen, die im Sender und Empfänger gemeinsam verwendet werden, gehört bekanntlich auch der freischwingende Oszillator. *Bild 29* zeigt die Schaltung eines solchen freischwingenden Oszillators, der mit einem rauscharmen Sperrschicht-Feldeffekttransistor arbeitet. Die Stabilität dieses Quarzoszillators bei 70 MHz ist genauso gut wie die in den üblichen Amateurfunkgeräten verwendeten 5 bis 5,5-MHz-VFOs, d. h. nach einer Einlaufperiode von etwa 20 Minuten erhält man eine Frequenzstabilität von besser 100 Hz/h. Durch Wahl des geeigneten Temperaturkoeffizienten des 16-pF-Kondensators läßt sich ein Temperaturgang von 1×10^{-6}/°C im Bereich zwischen 0... +40 °C mit amateurmäßigen Mitteln erreichen. Dies würde also eine Änderung von 40 Hz/°C entsprechen.

Unter Zugrundelegung kommerzieller Möglichkeiten läßt sich hier noch einmal der Faktor 10 gewinnen. Da solche Temperaturänderungen unter Verwendung eines abgeschirmten Gehäuses sich den frequenzbestimmenden Bauteilen nur langsam mitteilen, kann die Frequenzrasteinrichtung dieses langsame, thermische Driften leicht ausgleichen.

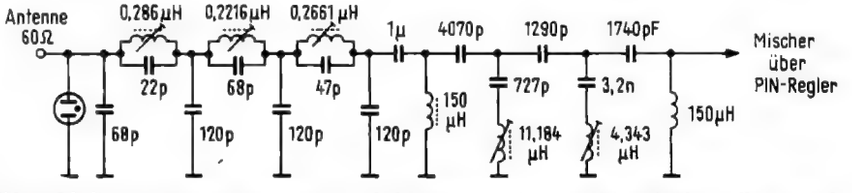


Bild 27. Schaltung des 30-MHz-Tiefpasses und des 2-MHz-Hochpasses. Diese beiden sollten grundsätzlich immer vor dem Empfänger geschaltet bleiben. Sie garantieren eine Spiegelselektion von ≧ 80 dB

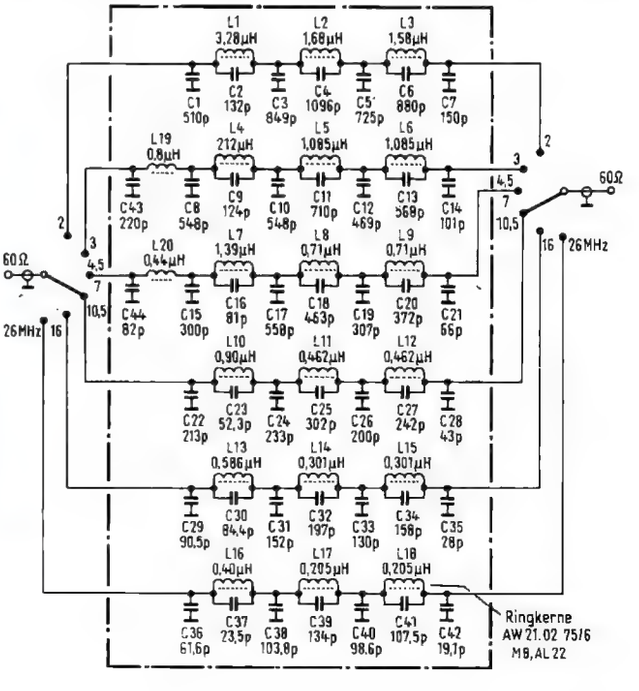


Bild 28. ▶
Tiefpässe für die Bereiche 2; 3; 4,5; 7; 10,5; 16; 26 MHz wie sie unbeschadet der Hochpaß/Tiefpaß-Kombination, die für den Empfänger sowieso vorgesehen ist, bei Verwendung langer Antennen zu empfehlen ist

Für die drei Frequenzbereiche des Empfängers sind die Spulen L_1 bis L_3 angegeben; zur Änderung der Bereiche sollte lediglich ein Schalter verwendet werden, der die drei Spulen passend umschaltet, wobei der Spule L_3 ein Trimmerkondensator von etwa 5 pF parallel liegen muß. *Tabelle 5* zeigt die gemessenen Daten des Endverstärkers.

Bis auf das Netzgerät sind in dieser Zusammenstellung alle wichtigen Baugruppen beschrieben worden.

Ein Oszillator mit der gezeigten Frequenzrasteinrichtung wurde in Abstimmung mit den Verfassern bei OM Kohl (DJ 2 EY) mit Erfolg aufgebaut, er ist dort seit einiger Zeit in Betrieb. Es hat sich bei diesem Nachbau gezeigt, daß die Hersteller integrierter Schaltkreise in einigen Fällen für Bausteine der Standardreihe eine andere Sockelbelegung verwenden wie bei der „Low power Serie". Wir möchten daher alle interessierten Funkamateure, die solche Schaltungen nachbauen, darauf hinweisen, daß dies eine häufige Fehlerursache darstellt. Wir haben in allen Fällen, wo dies aus Frequenzgründen möglich war, „Low power" IS verwendet, um das Gerät räumlich klein aufbauen zu können. Die Anzeigeeinheit und die dazugehörigen integrierten Schaltkreise erzeugen nämlich eine ganz erhebliche Wärme, so daß das für den Zähler vorgesehene Volumen durch die aufgenommene Leistung bestimmt wird. Ein zu kleiner Aufbau verbietet sich, da es dann nicht mehr gelingt, die integrierten Schaltkreise zu kühlen.

Tabelle 5. Daten des Sendeteils

Frequenzbereiche:	3,5 bis 4 MHz 7 bis 7,2 MHz 14 bis 14,5 MHz 21 bis 21,5 MHz 28 bis 30 MHz (bestimmt durch die 5 Bandfilter)
Ausgangsleistung:	120 W
Oberwellen:	ca. 30 dB unterdrückt
Intermodulation:	– 32 dB an der schlechtesten Stelle, unter 21 MHz typisch – 38 dB bezogen auf einen Ton
Leistungsaufnahme:	220 W bei 28 V im 10-m-Band, in allen anderen 180 W

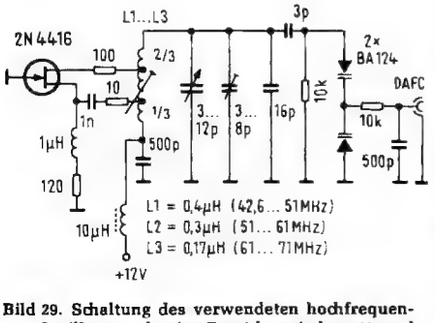


Bild 29. Schaltung des verwendeten hochfrequenten Oszillators, der im Bereich zwischen 41 und 71 MHz schwingt. Zur Bereichsumschaltung müssen die Spulen L_1 bis L_3 geeignet umgeschaltet werden. Die Auskopplung erfolgt am besten über einen kleinen Kondesator in der Source-Elektrode

Bild 30. SSB-AM-FM-Transceivers für 2 m mit Frequenzzähler, digitaler Frequenzrasteinrichtung. Ausgangsleistung = 50 W

Bild 30 zeigt zum Abschluß ein 2-m-Gerät, das einen freischwingenden 135-MHz-Oszillator nach dem gleichen Rastverfahren anbindet und im wesentlichen Bausteine verwendet, wie sie in diesem Bericht und in unserem Aufsatz in FUNKSCHAU 1972, Heft 7, Seite 205, beschrieben werden.

Da Bild 30 nur einen Schwarz-/Weißabdruck darstellt, kommt die Helligkeit der 7-Segmentanzeigen nicht voll zur Geltung. Für ein Kurzwellengerät benötigt man eine Stelle weniger. Bei den in diesem Aufsatz veröffentlichten Platinen bestand jedoch auch die Möglichkeit, die Zählerzeitbasis am Eingang von 10 MHz auf 1 MHz zu verringern, so daß sich der einmal aufgebaute Zähler mit Hilfe eines externen Ausgangs auch für Meßzwecke auf sechs Stellen eignet. Berücksichtigt man einmal die Kosten des beschriebenen Zählers, der bis 300 MHz arbeitet, ist es durchaus sinnvoll, noch einen externen Zählereingang vorzusehen. Bei dem 2-m-Gerät befindet sich die entsprechende Umschaltung auf der Rückseite.

Wir danken den Funkamateuren des Ortsverbandes Ulm, speziell unseren Kollegen im Hause AEG-Telefunken, für die Anregungen. Besonders möchten wir uns bei Herrn Dipl.-Ing. P. Sülzer, DJ 9 FJ, für die Mithilfe bei den Messungen und praktischen Versuchen bedanken. ■

Allgemeine Amateurfunk-Empfangsgenehmigung

In Heft 16/1969, S. 548, berichteten wir mit der Überschrift „Lebt der Empfangs-Amateur illegal?" über den rechtlichen Schwebezustand, in dem sich der Amateur ohne Sendelizenz befindet, d. h. jener Funkfreund, der die Amateuraussendungen lediglich empfangsmäßig beobachten und den gehörten Amateurfunkstationen auf QSL-Karten einen Bericht sendet. Mit Inkrafttreten der „Allgemeinen Ton- und Fernsehrundfunkgenehmigung" (Verfügung des Bundesministers für das Post- und Fernmeldewesen Nr. 1004 vom 11. 12. 1970) am 1. Januar 1971 wurde die Situation noch komplizierter, weil nunmehr die Tätigkeit von Empfangsamateuren auf Kurz- und Ultrakurzwellen formaljuristisch nicht mehr gedeckt war. Zwar kam es zu keinen Weiterungen, weil die Deutsche Bundespost diesen Zustand selbst als unbefriedigend empfand und Abhilfe zusagte. Ursprünglich bestand der Plan, in eine weitere „Allgemeine Empfangsgenehmigung" den Amateurfunk wie auch andere für die Öffentlichkeit bestimmte Funkdienste, z. B. Normalfrequenz- und Zeitzeichen-Sendungen und die freigegebenen Aussendungen von Wettersatelliten einzubeziehen. Das hat aber offensichtlich Schwierigkeiten bereitet, so daß sich das Bundespostministerium entschloß, vorweg wenigstens den Empfang von Sendungen des Amateurfunkdienstes zu regeln. Im Amtsblatt des Bundespostministeriums Nr. 138 vom 15. 9. 1972 ist eine entsprechende Verfügung mit der Nr. 664/1972 bekanntgegeben worden. Nachstehend die beiden ersten Absätze, die das Wesentliche aussagen. Wir verweisen insbesondere auf die in Absatz II verfügte Art der Empfänger: Es sind lediglich Bandempfänger zugelassen!

I. Die Errichtung und der Betrieb von Empfangsfunkanlagen, die dem Empfang von Sendungen der Amateurfunkstellen dienen und die den Vorschriften unter II. entsprechen, werden nach § 2 des Gesetzes über Fernmeldeanlagen vom 14. Januar 1928 mit Wirkung vom 1. Juli 1972 an allgemein genehmigt.

II. Für den Empfang der Aussendungen von Amateurfunkstellen dürfen im Rahmen dieser Genehmigung nur Empfangsanlagen benutzt werden, deren Abstimmbereiche auf einen oder mehrere der in der Vollzugsordnung für den Funkdienst in der jeweils geltenden Fassung zugewiesenen Frequenzbereich(e) für den Amateurfunk zwischen 3,5 MHz und 29,7 MHz und/oder auf den Frequenzbereich 144...146 MHz und/oder den Frequenzbereich 430...440 MHz beschränkt sind (Amateurbandempfänger).

Die Absätze III bis V dieser Verordnung betreffen in der Hauptsache die üblichen Auflagen.

Es fällt auf, daß der Empfang des 160-m-Bandes nicht erwähnt wird, wie auch nicht der Empfang der über 440 MHz liegenden Bereiche. ■

Solarzellen sind noch entwicklungsfähig

Solarzellen, die heute so gut wie ausschließlich die für Raumsonden und Satelliten nötige elektrische Leistung aus dem Sonnenlicht erzeugen, haben einen durchschnittlichen Wirkungsgrad von 10...13 %. Der Leistungsverbrauch der Nachrichten- und Wettersatelliten, Raumsonden usw. bewegte sich bisher in solchen Größenordnungen, daß er mit Si-Solarzellen gedeckt werden konnte, wenn der Satellitenkörper völlig damit belegt wurde bzw. wenn, in Ausnahmefällen, ausfahrbare Paddel benutzt wurden, auf denen die nötigen Solarzellen-Flächen vorhanden sind.

Inzwischen rücken größere Raumfahrzeuge bzw. Satelliten mit hohem Leistungsverbrauch in den Mittelpunkt des Interesses. Intelsat-IV, vorläufig letztes Glied der Generation der geostabilen Nachrichtensatelliten, verbraucht bereits 600 W, während sein erster Vorgänger, Early Bird, mit 75 W auskam. Der amerikanische Versuchssatellit ATS-H (vorgesehen für 1976/77), mit dem erstmalig Fernseh-Direktempfang durch jedermann erprobt werden wird, verlangt einen Solarzellengenerator mit 4,5 kW, und für bemannte Weltraumflüge sind Leistungen von 25 kW errechnet worden.

Der Rückgriff auf andere Leistungsquellen wie Radioisotopenbatterien liegt zwar nahe und ist öfters versucht worden, etwa mit den diversen „Snap"-Ausführungen. Dessen ungeachtet hatten die bisher abgeschossenen mehr als 600 amerikanischen Satelliten bis auf zehn nur Solarzellen als Leistungsspender.

Jedes Kilogramm Last, das per Rakete in den Weltraum geschossen wird, ist ungemein teuer, so daß es naheliegt, durch eine Steigerung der Ausbeute der Solarzellen bei gleichem Gewicht die abgegebene Leistung zu erhöhen bzw. anderenfalls das Gewicht zu verringern. Wie nun eine Studie des Space Science Board der amerikanischen National Academy of Science aussagt, hat sich bei der Weiterentwicklung der Solarzellen in Richtung höhere Ausbeute ein merkwürdiger Kreislauf eingestellt.

Zwar ist der Bedarf an Solarzellen beispielsweise bei der für die kommerziellen Nachrichtensatelliten zuständigen Organisation *Comsat* nicht unbeträchtlich (für dieses Jahrzehnt rechnet man mit 10 Mio. Stück für ungefähr 50 Mio. Dollar, wozu noch 100 Mio. Dollar für schützende Deckgläser, für Montage und Erprobung kommen), aber letztlich klagt die einschlägige Industrie, daß mit Solarzellen kein Geschäft zu machen ist. Die Zahl der Anbieter ist gesunken; in den USA gibt es nur noch zwei Firmen, die sich damit beschäftigen, und in Europa sind es ebenfalls nur wenige.

Hinzu kommt, daß der Bedarf der Verbraucher von Solarzellen stark schwankt, so daß eventuell aufgebaute große Fertigungskapazitäten nicht ausgelastet sind. Eine Lagerhaltung verbietet sich, denn die einzelnen Weltraumprojekte verlangen Solarzellen mit sehr unterschiedlichen Eigenschaften. Das alles hat zur Folge, daß die wenigen damit befaßten Firmen in den letzten Jahren nur geringe oder keine Forschungskapazität in Solarzellen investierten (Ausnahmen bestätigen die Regel). Das gilt zumindest für den angelsächsischen Raum. Nun wird der Ruf nach staatlicher Unterstützung laut. Die erwähnte Studie kommt zu folgender Vorhersage: Wenn irgendeine Stelle 20 Millionen Dollar bereitstellt, wird es möglich sein, die Solarzellentechnik derart zu verbessern, daß der Wirkungsgrad auf 22...26 % gesteigert werden kann. Der Weg dahin führt zunächst über extrem reines Ausgangsmaterial, damit die durch das Licht im Silizium-Kristall freigesetzte elektrische Ladung nicht durch Störungen und Verunreinigungen im Kristallgitter abgefangen wird und damit verloren geht. Dann müßte die Oberflächenqualität verbessert werden, um auch die blauen und violetten Anteile des Sonnenlichtes auszunutzen. Fraglich ist die Anwendung anderer Materialien als Silizium, weil hier die Forschung noch weit zurück ist. Gallium-Arsenid-Verbindungen sind sehr aussichtsreich – im IBM-Laboratorium wurden damit Solarzellen mit 18 % Wirkungsgrad geschaffen – aber Gallium ist wesentlich teurer als Silizium. Kadmium-Selenid- und Kadmium-Tellurid-Verbindungen brauchen nicht als Einkristaller dargestellt zu werden, sondern lassen sich durch Aufdampfen aufbringen, wobei der Wirkungsgrad dieser billigen Zellen bis zu 8 % beträgt. Sie sind jedoch von geringer Zuverlässigkeit und Lebensdauer. Andere denkbare Stromerzeuger – organische Halbleiter oder Fotosynthese – liegen noch weiter in der Forschung zurück und haben, wie die amerikanische Studie erklärt, in absehbarer Zeit keine Chance.

K. T.

Satelliten-Amateurfunk – ein weltweites Bildungsprogramm

Der sechste Amateurfunksatellit, Oscar 6, wurde am 15. Oktober von der Nasa von Kalifornien aus gemeinsam mit dem Wettersatelliten Itos gestartet. Mit geringfügigen Abweichungen (etwa 2 ‰) von der vorausberechneten Bahn zieht er in 1460 km Höhe seine polnahen Umläufe, nämlich 13 je Tag mit 115 Minuten Dauer. Jeder neue Umlauf erfolgt um 28,75° weiter nach Westen versetzt. Auf diese Weise wird die gesamte Erdoberfläche täglich mehrfach bestrichen. In Deutschland sind täglich 8 oder 13 Umläufe zu beobachten.

Oscar 6 (Orbiting Satellite Carrying Amateur Radio) hat als wichtigste Neuerung einen Umsetzer an Bord, der UKW-Aussendungen im 2-m-Amateurband (145,9 bis 146,0 MHz) aufnimmt und sie auf Kurzwelle im 10-m-Band (29,45 bis 29,55 MHz) wieder ausstrahlt. Während normalerweise UKW-Amateure auch mit großen Richtantennen nur wenig über den sichtbaren Horizont hinaus Verbindung aufnehmen können, vergrößert sich ihr Verkehrskreis durch den Satellitenfunk auf über 7000 km, so daß sie mit Amerika, Afrika und Asien funken können. Als Betriebsart bewährt sich dabei besonders die Telegrafie.

Der Satellit führt zusätzlich zwei Bakensender mit, welche zur Bahnverfolgung dienen und in Telemetriesendungen die Betriebszustände des Satelliten (Temperatur, Leistungsverbrauch usw.) zur Erde melden. Eine zusätzliche Speicheranlage (Code-store) soll von der Erde zugespielte Kurznachrichten aufnehmen und in viertelstündlichem Wechsel mit den Telemetriesendungen wiedergeben. Auf diese Weise sollen korrigierte Vorhersagen der Bahndaten des Satelliten weltweit kurzfristig verbreitet werden. Das ist erforderlich, um die für den Satellitenfunk erforderlichen Richtantennen rechtzeitig in die Anlaufrichtung des Satelliten zu drehen und ihn während des Vorbeifluges laufend zu verfolgen. Schon der 1. Umlauf von Oscar 6 wurde von deutschen Funkamateuren zu Verbindungen zunächst im europäischen Raum benutzt.

Wie das gesamte Amateurfunkprogramm stellt besonders der Satellitenamateurfunk ein ausgedehntes Bildungsprogramm dar, welches nicht nur elektronisches und funkbetriebliches Wissen vermittelt, sondern auch vielfältige physikalische, geophysikalische und geografische Kenntnisse und sich in vielen anderen Sparten befruchtend auswirkt, nicht zuletzt auf dem Gebiet der Völkerverständigung. Nicht zur Befriedigung eines Spieltriebs, sondern wegen dieser vielseitigen Bildungsmöglichkeiten stellen die USA daher auch ihr kostspieligstes technisches Potential, nämlich die Weltraum-Raketentechnik, dem Amateurfunk mit zur Verfügung. Dabei wird damit gerechnet, daß nicht nur in den USA, sondern weltweit sich auch Universitäten, höhere und Fachschulen dieses technische Bildungsinstrument zunutze machen.

Gerhard O. W. Fischer

Drehzahlmesser für Kraftfahrzeuge

Heute gilt es als sportlich, wenn ein Kraftwagen mit einem Drehzahlmesser ausgerüstet ist. Da es serienmäßig eingebaute Drehzahlmesser jedoch nur in Wagen der höheren Preisklasse gibt, besteht oft der Wunsch, sich ein solches Gerät selbst zu bauen.

Die Drehzahl eines Verbrennungsmotors ist ein Maß für das verfügbare Drehmoment und erleichtert somit das richtige Schalten von einem Gang in den anderen. Ein Drehzahlmesser gehört daher bei Hochleistungsmotoren zur Standardausrüstung.

Die Schaltung

Vom Anschlußpunkt 3 *(Bild 1)* gelangen die Zündimpulse über ein Differenzierglied R 1/C 1, R 2/C 2 an eine Impulsformerstufe T 1. Diese Stufe hat gleichzeitig noch die Aufgabe, die Impulse zu begrenzen, um den angeschlossenen Multivibrator T 2, T 3 nicht zu übersteuern. Der monostabile Multivibrator hat nur einen stabilen Zustand, und zwar dann, wenn T 3 durchgesteuert und T 2 gesperrt ist. Wenn ein positiver Impuls auf die Basis des Transistors T 2 gelangt, wird dieser leitend. Das entspricht einem Spannungssprung am Kollektor von T 2, der sich über den Kondensator C 5 auf die Basis von T 3 überträgt. Der Transistor T 3 wird sofort gesperrt. Die Entladung von C 5 erfolgt über die Widerstände R 8 und R 9, worauf die Schaltung wieder in den stabilen Zustand zurückkippt. Mit dem Einsteller R 9 kann die Zeitdauer verändert werden, in der T 2 leitend ist und somit Strom durch das Instrument M fließt. Die Betriebsspannung wird vom Autoakkumulator abgenommen und durch den Vorwiderstand R 11 und die Z-Diode Z stabilisiert.

Aufgebaut wird der Drehzahlmesser auf einer Platine *(Bild 2* und *3)*.

Die Eichung des Drehzahlmessers ist sehr einfach durchzuführen, wenn man einen Tongenerator zur Verfügung hat. Nach einer einfachen Formel kann die zu einer bestimmten Frequenz gehörende Drehzahl leicht ausgerechnet werden. Die Formel lautet:

$$f = \frac{n \cdot Z}{120}$$ für einen Viertaktmotor

und

$$f = \frac{n \cdot Z}{60}$$ für einen Zweitaktmotor

Es bedeuten:

f = die gesuchte Frequenz in Hz
n = die Drehzahl in U/min
Z = die Anzahl der Zylinder

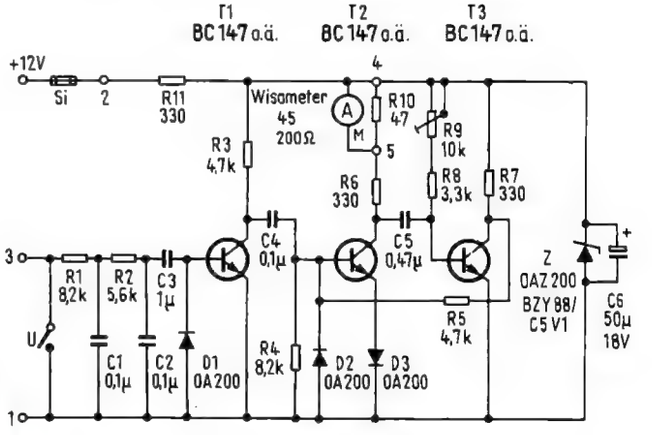
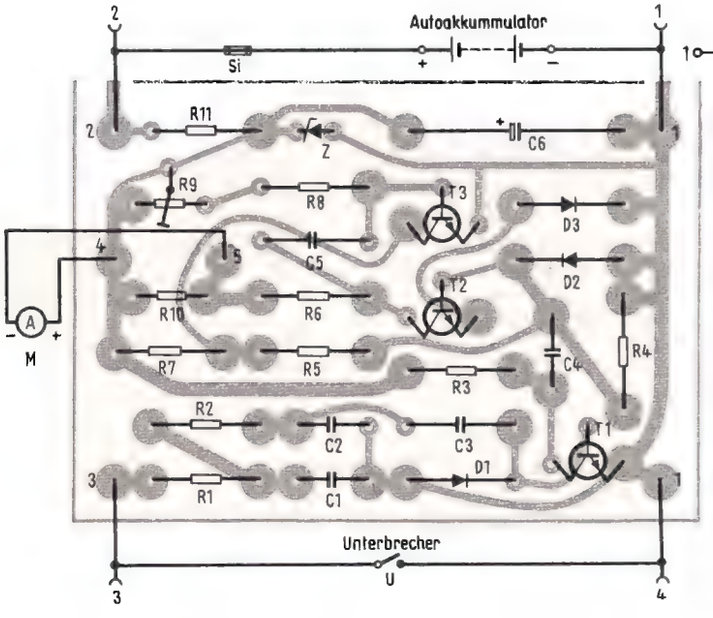


Bild 1. ▶ Schaltung des Drehzahlmessers



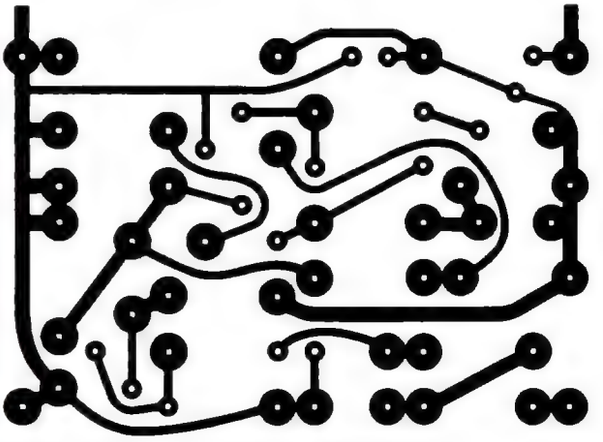


Bild 2. Platine des Drehzahlmessers (Maßstab 1:1)

◀ Bild 3. Bestückungsplan für die Platine

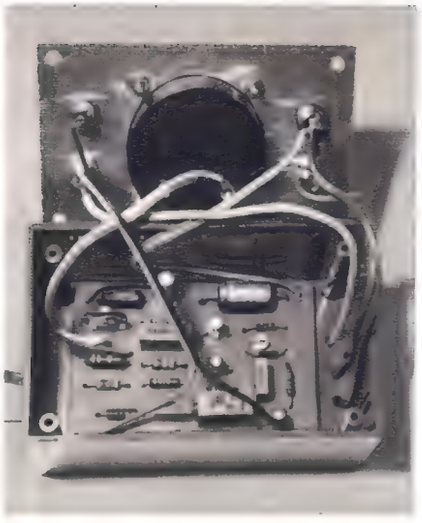


Bild 4. Der Einbau der Platine in ein Teko-Gehäuse und die Verdrahtung mit den Buchsen und dem Meßinstrument auf der Frontplatte

Da fast alle Autos mit Viertaktmotoren ausgerüstet sind, kommt die obere Formel in Frage.

Beispiel: Wir suchen die Frequenz f für eine Drehzahl von 6000 U/min bei einem Viertaktmotor mit vier Zylindern. Bekannt sind: $n = 6000$ U/min, $Z = 4$.

Mit der obigen Formel wird:

$$f = \frac{6000 \cdot 4}{120} = 200$$

Zu einer Drehzahl von 6000 U/min gehört demnach eine Frequenz von 200 Hz. Nachstehend sind einige Drehzahlen und Frequenzen bei einem 4-Zylinder-Viertaktmotor zusammengestellt.

1500 U/min = 50 Hz
3000 U/min = 100 Hz
4500 U/min = 150 Hz
6000 U/min = 200 Hz
8000 U/min = 266 Hz

Ein Tongenerator wird an den Punkten 3 und 1 der Druckplatte (Bild 3) angeschlossen. Die Erdungsleitung wird

Bild 5. Der fertige, in ein Teko-Gehäuse eingebaute Drehzahlmesser

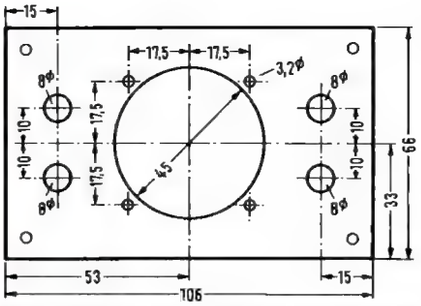


Bild 6. Bohrplan für die Frontplatte des Teko-Gehäuses

mit Punkt 1 in Verbindung gebracht. Die Akkumulator-Zuleitungen 1 und 2 sind mit der Spannungsquelle von 12 V zu verbinden. Ein Transistornetzgerät leistet hierbei gute Dienste. Den Einsteller R 10 stellt man in Mittelstellung, und mit dem Regler R 9 eicht man das Meßinstrument. Der Tongenerator wird auf 100 Hz gedreht, die Ausgangsspannung sollte etwa 10 V betragen. Da zu einer Frequenz von 100 Hz eine Umdrehungszahl des Motors von 3000 U/min gehört, verändert man den Regler des Einstellpotentiometers so lange, bis der Zeiger des Meßinstruments genau auf den Meßwert 0,3 mA zeigt. Damit ist der Drehzahlmesser geeicht.

Wenn man den Tongenerator z. B. auf 200 Hz schaltet, steigt der Meßgerätezeiger auf 0,6 mA, was einer Umdrehungszahl von 6000 U/min entspricht; schaltet man ihn auf 300 Hz, so stellt sich der Zeiger auf 0,9 mA (9000 U/min) ein.

Ist kein Tongenerator vorhanden, so ist es auch möglich, den Drehzahlmesser mit der Netzfrequenz von 50 Hz zu eichen. Dazu benötigt man einen Transformator, der die 220-V-Netzspannung auf 10...12 V herabsetzt. Ein Heiztransformator leistet hier gute Dienste. Er wird anstelle des Tongenerators an den Punkten 3 und 1 angeschlossen. Da zu einer Frequenz von 50 Hz eine Drehzahl des Motors von 1500 U/min gehört, wird der Einsteller R 9 auf 0,15 mA festgelegt. Damit ist der Abgleichvorgang beendet.

Die Anzeige in mA bedeutet:

0,2 mA = 2 000 U/min,
0,4 mA = 4 000 U/min,
0,6 mA = 6 000 U/min,
0,8 mA = 8 000 U/min,
1 mA = 10 000 U/min.

Eingebaut wird der Drehzahlmesser in ein Teko-Gehäuse Nr. P/2 (*Bild 4* und *5*). Den Bohrplan für die Frontplatte zeigt *Bild 6*.

Das Gerät soll im Auto möglichst dort montiert werden, wo das Instrument vom Fahrer aus gut gesehen werden kann. Die Montage selbst erfolgt durch einen Blechwinkel.

Es ist ratsam, die Plusleitung über eine Sicherung von 1 A zu verlegen oder besser mit einem Pluskabel zu verschrauben, das über eine im Wagen eingebaute Sicherung und dadurch über das Zündschloß führt.

Karl Langeberg

Ein Kernstrahlungsmeßgerät für den Pico-Curie-Bereich

Dieser Beitrag wendet sich vor allem an Techniker, die in strahlungsgefährdeten Laboratorien arbeiten oder die dort die auftretende Strahlung messen müssen. Wir bringen diesen Aufsatz aber auch, um einen Einblick in die Schaltungstechnik von Kernstrahlungsmeßgeräten zu geben.

Es hat sich als zweckmäßig erwiesen, das Gerät zweiteilig aufzubauen. Als Dosimeter und für die Spurensuche kann Teil 1 für sich alleine benützt werden (*Bild 1*). Es ist vom Netz unabhängig. Eine Monozelle und eine Blockbatterie übernehmen die Speisung der Hochspannungsquelle und des Impulsverstärkers. Die Anzeige geschieht akustisch durch den eingebauten Kleinlautsprecher. Ein Batteriesatz erlaubt einen ununterbrochenen Betrieb von etwa fünf Stunden.

Zum Auszählen von Kernzerfällen und Aktivitätsbestimmungen werden beide Geräte verbunden. Die Stromversorgung für Gerät 1 wird in diesem Falle von Gerät 2 übernommen. Beide Geräte werden vom Netz gespeist. Die Impulszahl ist am eingebauten Rollenzähler direkt abzulesen. Durch Einschalten von Untersetzern ist die gesamte Anordnung auch für höhere Aktivitäten umrüstbar.

Die Schaltung

Die Hochspannungsquelle

Die Hochspannung für das Zählrohr wird in einem Sperrschwinger erzeugt. Um eine steile Impulsform zu bekom-

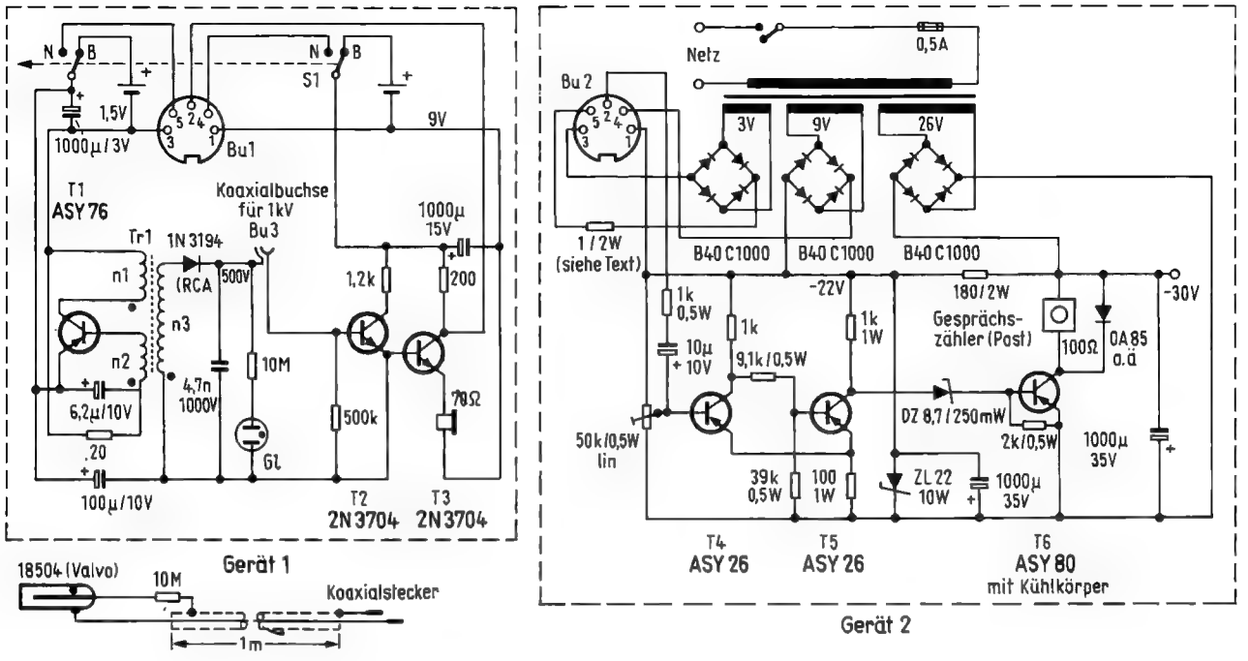


Bild 1. Gesamtschaltung des Gerätes

men, sind die Primärwicklungen n 1 und n 2 ineinander gewickelt und gleichmäßig auf alle drei Kammern des Kerns verteilt. Durch eine Lage Triatzetatfolie getrennt, wird auch Wicklung n 3 auf alle drei Kammern aufgebracht. Die Kernhälften verklebt man unter Druck und kocht sie dann eine Viertelstunde in Paraffin aus.

Eine Siliziumdiode übernimmt die Gleichrichtung, mit einem Ladekondensator 4,7 nF sollten sich an seinen Anschlüssen möglichst genau 500 V einstellen. Der Spannungsmesser muß einen Innenwiderstand von 100 kΩ/V oder größer haben! Durch Änderung des Vorwiderstandes für die Glimmlampe sollte dieser Spannungswert eingestellt werden. Diese Glimmlampe soll einerseits die Betriebsanzeige übernehmen, andererseits bewirkt sie eine ausreichende Stabilisierung. Da das verwendete Zählrohr eine Plateaulänge von etwa 200 V aufweist, konnte auf eine weitere Stabilisierung, etwa Koronastabilisatoren, verzichtet werden.

Die Hochspannung wird an eine Koaxialbuchse geführt. Diese Buchse sollte eine möglichst gute Isolation besitzen; Fehlströme an dieser Buchse lösen Falschimpulse aus!

Der Impulsverstärker

Die npn-Transistoren T 2 und T 3 (Bild 1) bilden einen direktgekoppelten Verstärker, beide haben im Ruhezustand keine Vorspannung und sind deshalb gesperrt. Basis und Emitter von T 2 sind über den Widerstand 0,5 MΩ verbunden. Die Basis von T 2 ist außerdem mit dem Mittelkontakt der Koaxialbuchse Bu 3 verbunden. Wird durch Strahlungseinfall das Zählrohr ionisiert, fällt durch den Zählrohrstrom an diesem Widerstand eine positiv gerichtete Spannung ab. Der Transistor T 2 wird hierdurch leitend, so daß der Lautsprecher über den Transistor T 3 einen recht kräftigen Knack liefert.

Die Speisespannung beträgt 9 V und wird bei Batteriebetrieb, einer 9-V-Blockbatterie entnommen, bei Netzbetrieb liefert Gerät 2 diese Spannung aus seinem Gleichrichterteil.

Der Umschalter in Gerät 1 (Bild 1) dient auch als Einschalter für Batteriebetrieb (Stellung B). In Stellung N sind die Batterien abgeschaltet. Es kann nun die Fremdeinspeisung über die fünfpolige Diodenbuchse Bu 1, Anschluß 1 und 4 (9 V), Anschluß 3 und 5 (1,5 V), erfolgen. Der Anschluß 2 liefert den Auslöseimpuls für die Triggerstufe des Zählgerätes.

Das Zählgerät

Die pnp-Transistoren T 4 und T 5 bilden einen Schmitt-Trigger. T 5 ist im Ruhezustand leitend, T 4 gesperrt. Zum Umkippen des Triggers, wird der Transistor T 3 von Gerät 1 als steuerbare Diode benutzt.

Deshalb liegt der Minuspol der Betriebsspannung des Triggers an Bu 2, Anschluß 1, und nach Verbindung beider Geräte folglich auch an Bu 1, Gerät 1. Anschluß 1 gelangt über den Lautsprecher an den Emitter T 3. Im Leitzustand des Transistors wird diese Spannung am Kollektorwiderstand 200 Ω abgenommen, gelangt über Bu 1, Anschluß 2, nach Bu 2, Anschluß 2, über den Widerstand von 1 kΩ und Elektrolytkondensator 10 µF an die Basis von T 4. Durch die kurzzeitige Umladung dieses Kondensators wird T 4 leitend, und T 5 sperrt; an seinem Kollektorwiderstand tritt kein Spannungsverlust mehr auf, so daß die Z-Diode DZ 8,7 durchbricht und über T 6 den Rollenzähler eine Stelle weiterstellt.

Die günstigste Ansprechspannung des Triggers wird am Potentiometer 50 kΩ eingestellt.

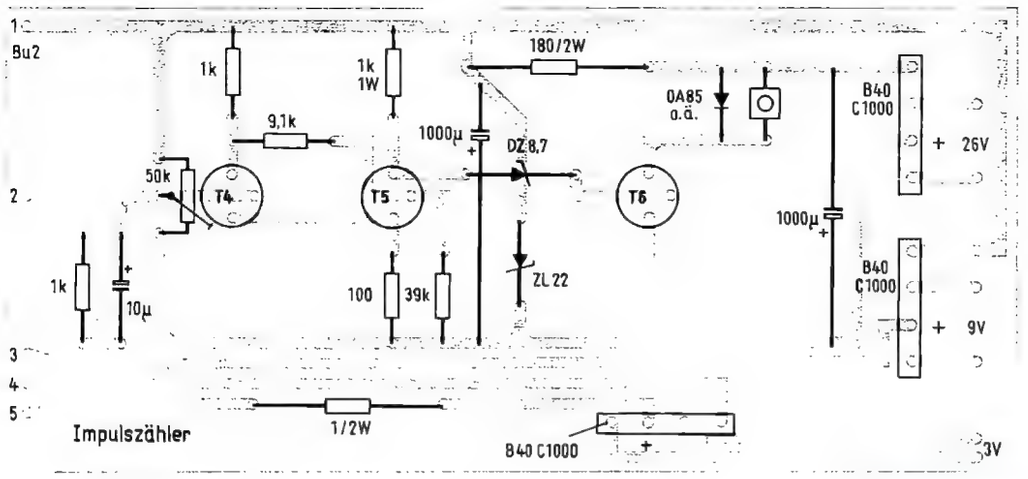
Die Speisespannung des Triggers ist durch die Z-Diode ZL 22 stabilisiert, um Stromstöße und damit Spannungsschwankungen durch die Schaltstufe fern zu halten. Die Schutzdiode parallel zum Zähler kappt die Induktionsspitzen.

Das Netzteil

Eingebaut in Gerät 2, übernimmt das Netzteil die Gesamtstromversorgung beider Geräte bei Netzbetrieb. Der Netztransformator speist drei Silizium-Brükkengleichrichter gleichen Typs (Siemens B 40 C 1000). An ihren Ausgängen stehen 30 V, 10 V und 1,6 V zur Verfügung. Die Speisespannung für den Sperrschwinger muß während des Betriebes auf 1,35 bis 1,4 V abgeglichen werden. Dazu dient der Widerstand 1 Ω; sein Wert kann zwischen 0,8 Ω und 1,2 Ω liegen. Dabei sollte die sekundäre Gleichspannung des Sperrschwingers 480...490 V betragen.

Das Zählrohr

Das Zählrohr 18504 von Valvo ist ein selbstlöschendes Fensterzählrohr. Es können Alpha-, Beta-, Gamma- und



◀ Bild 3. Bestückungsplan für Impulszähler und Impulsverstärker

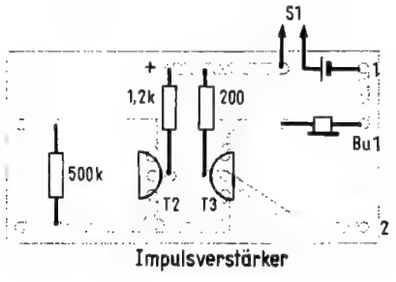
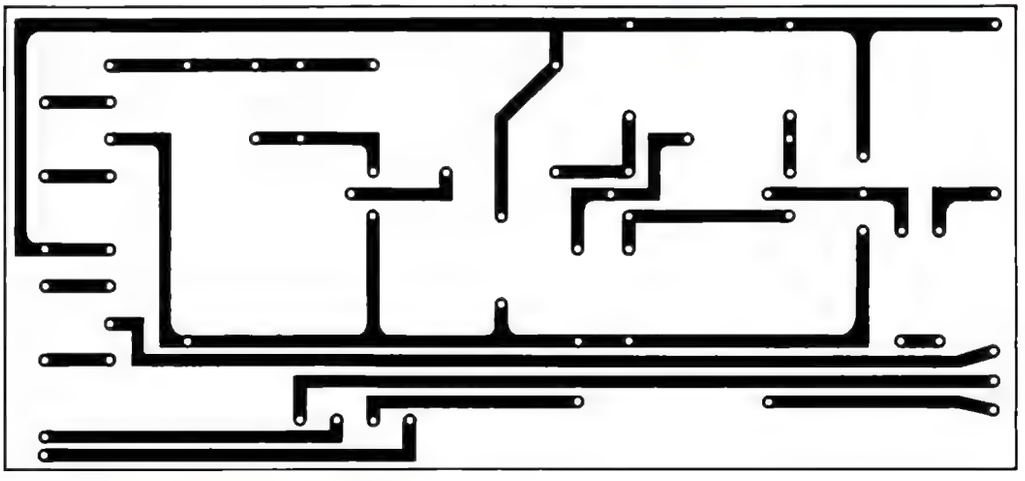
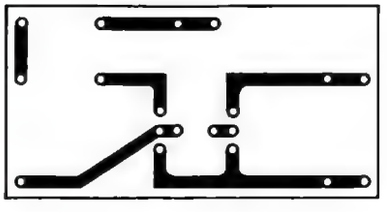


Bild 4. ▶ Ansicht des Musters, Gerät 1

Bild 2. ▶ Printplatte für Impulszähler und Impulsverstärker





◀ Bild 5. Innenansicht des Musters, Gerät 1

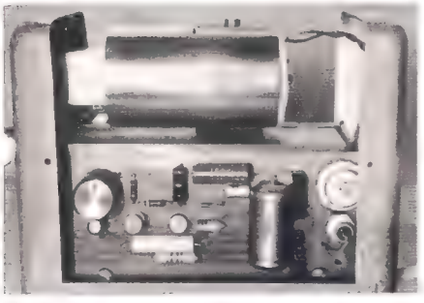


Bild 7. Innenansicht des Zählgerätes, oberhalb der Printplatte das Rohr, das den in Schaumstoff gepackten Rollenzähler aufnimmt

◀ Bild 6. Gesamtansicht des Zählgerätes, Gerät 2. An der Stirnseite der Ausschnitt für den Rollenzähler

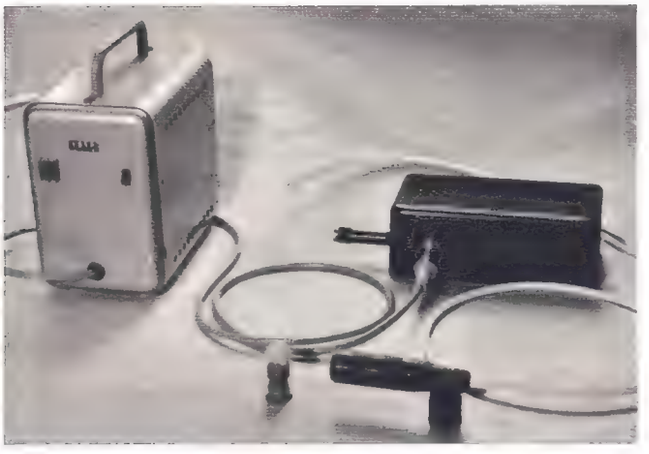


Bild 8. ▶ Die zusammengeschalteten Geräte, vorne im Bild das Zählrohr in seiner Fassung, davor im Glasrohr eine Probe Uran-Konzentrat 238 Yellow Cake

Neutronenstrahlungen gemessen werden. Für die Zählung thermischer Neutronen muß das Zählrohr mit einer Cadmiumfolie von etwa 0,5 mm Dicke umgeben werden. Als Halterung dient ein Pertinaxrohr entsprechender Größe. Der Arbeitswiderstand 10 MΩ befindet sich möglichst dicht am Sockel. Ein etwa 1 m langes abgeschirmtes Koaxialkabel stellt die Verbindung zum Gerät 1 her.

Dabei ist zu beachten, daß der Abschirmmantel die Spannungszuführung übernimmt, also über den Arbeitswiderstand an der Anode des Zählrohrs liegt. Der Innenleiter des Kabels befindet sich am Außenmantel des Zählrohrs (Katode), und die gegenüberliegende Seite des Kabels liegt am Innenkontakt des Koaxialsteckers.

Aufbau

Der Impulsverstärker und die Schaltung des Zählgerätes werden zweckmäßig auf Printplatten aufgebaut *(Bild 2 und 3)*.

Die links im Bestückungsplan angegebene vertikale Zahlenreihe bezeichnet die Anschlüsse der Printplatte zu den Anschlüssen der Buchse 2. Die rechte Zahlenreihe nennt die entsprechenden Anschlüsse zum Netztransformator.

In der Bestückung der Impulsverstärkerplatte bedeuten entsprechend die Zahlen am rechten Rand die Anschlüsse der Buchse 1.

Ansonsten ist die Schaltung im Aufbau vollkommen unkritisch. Im Muster wurde ein Jautz-Gehäuse für Gerät 1 benutzt *(Bild 4)*. Auf der Oberseite sind der Ausschnitt für den Lautsprecher und der Umschalter, links die Diodenbuchse, auf der Stirnseite die Koaxialbuchse für das Zählrohrkabel.

Bild 5 zeigt das Gerät 1 von der Unterseite, links der abgegrenzte Batterieraum, daneben die Platte des Sperrschwingers mit darunterliegenden Sperrschwingertransformator; daneben die kleine Printplatte des Impulsverstärkers; darunter halbrechts, sichtbar im Staubbeutel der Kleinlautsprecher. Gerät 2 ist in einem Eisengehäuse mit Tragegriff eingebaut *(Bild 6)*, auf der Stirnseite, oben sichtbar, der Ausschnitt für den Zähler; links davon eine Betriebsanzeige, rechts der Netzschalter.

Bild 7 zeigt die vertikal eingebaute Printplatte, dahinter der Netztransformator. Darüber liegt der Rollenzähler. Er ist zur Geräuschdämpfung in Schaumstoff in einem Messingrohr verpackt. In der *Tabelle* sind Transformatorendaten angegeben.

Die Zusammenschaltung

Die Diodenbuchse von Gerät 1 wird mit der Diodenbuchse in Gerät 2 verbunden. Dazu dient eine vieradrige, abgeschirmte Diodenschnur, die beidseitig mit Diodensteckern versehen ist. Der Anschluß 1 dieser Stecker muß mit der Abschirmung verbunden werden. (Minuspol 10 V!). Die Länge sollte etwa 1 m sein.

Bild 8 zeigt beide Geräte betriebsfertig, im Vordergrund Zählrohr mit einer Probe Uran-Konzentrat 238.

Betrieb des Gerätes

Die Impulszahl, die maximal angezeigt werden kann, wird durch das mechanische Zählwerk begrenzt. Ein gut justiertes Zählwerk erlaubt eine statistisch verteilte Impulsdichte von 380 Impulsen/Minute. Größere Aktivitäten können durch den Einbau von Untersetzern gemessen werden.

Tabelle der Transformatorendaten

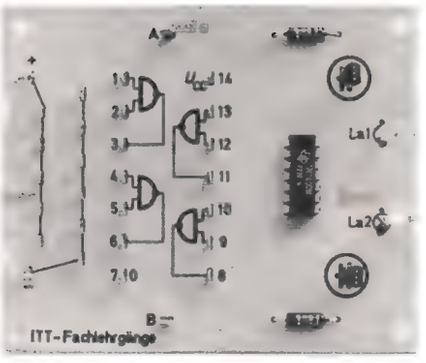
	Tr 1 Valvo P 30/19 3 H 1 AL 250		Netztransformator Kern M 65
n 1	30 W 0,3 ϕ	220 V	1550 W 0,2 ϕ
n 2	28 W 0,2 ϕ	3 V	25 W 0,3 ϕ
n 3	1500 W 0,08 ϕ	9 V	75 W 0,3 ϕ
		26 V	216 W 0,3 ϕ

Christian Rockrohr

Eine digitale Experimentierschaltung

Integrierte Digitalbausteine sind heutzutage für jeden erschwinglich. Man kann sogar sagen, daß eine IS einen Bruchteil des Preises einer gleichwertigen diskret aufgebauten Schaltung ausmacht. Um interessierten Praktikern Einblick in diese Technik zu geben bzw. diese an Schulen oder Lehrwerkstätten verständlicher zu machen, wurde eine Experimentierschaltung entwickelt, mit der logische Grundverknüpfungen mittels integrierter NAND-Gatter realisiert werden kann.

Die Experimentierschaltung enthält auf einer gedruckten Schaltung eine IS vom Typ MIC 7400, zwei Transistoren als Lampentreiber und zwei Anzeigelämpchen zur Zustandsanzeige. Die IS



Experimentierschaltung zum Einarbeiten in die Technik logischer Verknüpfungen
(Aufnahme: Rockrohr)

MIC 7400 enthält vier NAND-Gatter mit je zwei Eingängen. Sämtliche IS-Anschlüsse sind an Lötösen, an die man auch Klemmen anbringen kann, herausgeführt, so daß nun eine beliebige Kombination der Gatter erfolgen kann. Im einzelnen lassen sich folgende Verknüpfungen herstellen: UND-, ODER-, NICHT-, EXCLUSIV-ODER sowie RS-Flipflop (Speicherflipflop) und ein getaktetes RS-Flipflop.

Diese Experimentierschaltung wurde von ITT Schaub-Lorenz, Abt. Fachlehrgänge, entwickelt und ist dort auch, zusammen mit einer sehr ausführlichen Anleitung, erhältlich. In dieser Anleitung finden sich neben einer Einführung in die Digitaltechnik Erklärungen zu den Begriffen Dualzahlen, binäre Signale und logischen Verknüpfungen sowie auch praktische Hinweise zur Verwendung bei integrierten Schaltungen. Das *Bild* zeigt die fertige Experimentier-Schaltung.

Elektronische Modellbahnsteuerung

Die nachstehend beschriebene Fahrtreglerschaltung wurde für Gleichstrombahnen mit Permanentmagnet-Motor entworfen und ist bezüglich der Leistung auf Spur N abgestimmt. Sie erfüllt folgende Aufgaben:

1. elektronische Geschwindigkeitsregulierung, 0 ... 12 V Klemmenspannung, maximal 0,3 A (≙ zwei Fahrzeugen)
2. elektronische Kurzschlußsicherung, Ansprechschwelle bei 0,5 ... 0,6 A
3. Fahrtrichtungswechsel durch Umpolen der Ausgangsspannung mit Schutz gegen Umschalten während der Fahrt.

Die Schaltung kann mit geringen Kosten nachgebaut werden, z. B. mit Restposten-Halbleitern.

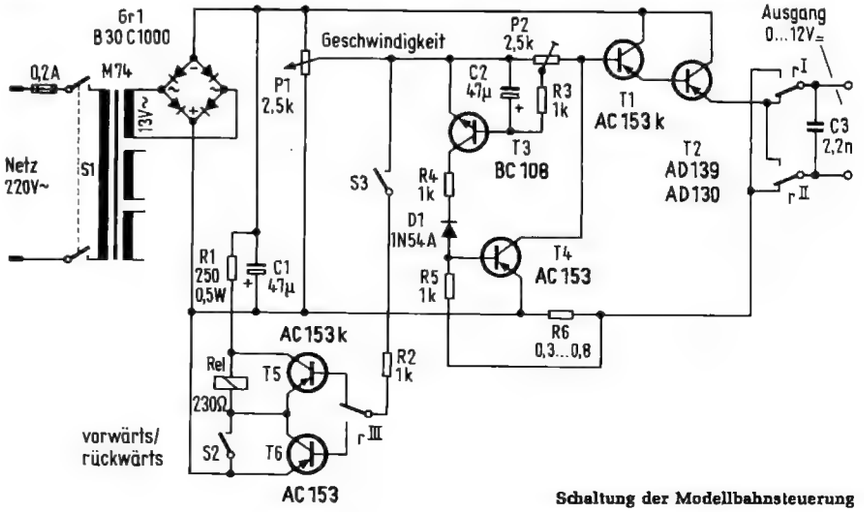
Damit ein unabhängiger Betrieb mehrerer Maschinen möglich ist, wurde die im *Bild* gezeigte Schaltung dreimal vorgesehen und an drei galvanisch getrennte Wicklungen eines Netztransformators angeschlossen. Dieser Transformator, Größe M74, wurde hierzu umgebaut und erhielt sekundärseitig 3×60 Windungen 0,7 mm ⌀ CuL. Beim Nachbau ist lediglich zu beachten, daß der Transistor T2 auf einem Kühlkörper montiert wird. Der Widerstandswert von R6 war mit 0,6 Ω am günstigsten für die oben angegebenen Ströme. Er wurde aus etwa 10 cm Widerstandsdraht 0,3 mm ⌀ hergestellt, die auf einem hochohmigen ¼-W-Widerstand aufgewickelt sind.

Die Geschwindigkeitsregulierung wird mit dem Einsteller P 1 über die Darlington-Stufe T 1 und T 2 vorgenommen, indem man T 1 ein veränderliches Basispotential zuführt. Der Längswiderstand P 2 hat bei dieser Funktion keinen nennenswerten Einfluß. Wegen des relativ kleinen Ladekondensators C 1 ist der Ausgangsspannung (mit Absicht) eine Brummspannung überlagert, was sich bei dem benutzten Motortyp in einem besseren Rundlauf bei kleinen Drehzahlen bemerkbar macht. Durch bessere Siebung läßt sich die Leistungsabgabe der Schaltung beispielsweise für stärkere Triebfahrzeuge erhöhen.

Die Transistoren T 3 und T 4 bilden einen Komplementär-Flipflop, das zur Kurzschlußabschaltung dient. Die Besonderheit eines solchen Flipflop besteht darin, daß in der Ruhelage beide Transistoren stromlos sind, in der anderen Lage aber beide Strom führen. Durch Abschalten der Speisespannung geht die Kippschaltung wieder in die stromlose Ruhelage, was im vorliegenden Fall ausgenutzt wird. Bei ansteigendem Strom wirkt T 4 zunächst als Strombegrenzer, und zwar wird er durch den steigenden Spannungsabfall an R 6 über die Basis aufgesteuert und vermindert die Basisspannung von T 1. Hiermit steigt aber auch der Strom durch P 2, an dem eine positive Basisspannung für Transistor T 3 (npn) abgenommen wird. Bei einem bestimmten, mit P 2 einstellbaren Wert wird T 3 geöffnet, wodurch T 4 negatives Potential erhält und voll durchschaltet. Hierdurch werden die Transistoren T 1 und T 2 sofort gesperrt. Die Schaltung kippt in die stromlose Ruhelage erst dann, wenn der Geschwindigkeitseinsteller P 1 in die Nullstellung gebracht wird. Danach kann sofort wieder angefahren werden, vorausgesetzt der Kurzschluß ist behoben.

Damit nicht jeder kurzzeitige Stromanstieg zum Abschalten führt, verzögert C 2 die Ansteuerung von T 3. Außerdem zieht C 2 beim Einschalten die Basis von T 3 auf Emitterpotential und verhindert so das Kippen der Schaltung durch einen eventuell auftretenden Ladestromstoß.

Zur Fahrtrichtungsumschaltung wird das Relais R benutzt, das sich mit dem Schalter S 2 nur dann ein- oder ausschalten läßt, wenn der Fahrtregler P 1 auf Null bzw. annähernd auf Null steht. Schließt man beispielsweise bei der im Schaltplan dargestellten Lage von P 1 den Schalter S 1, so zieht Relais R nicht an, weil der parallelgeschaltete Transistor T 5 leitend ist. Erst wenn P 1 zurückgenommen wird, sperrt T 5 und Relais R erhält Spannung. Jetzt kann man in der anderen Richtung wieder anfahren. Öffnet man in dieser Situation den Schalter S 2, so hält sich Relais R zunächst über den leitenden Transistor T 6, der von P 1 über R 2 und den betätigten Kontakt r_{III} negativ angesteuert wird. Transistor T 6 sperrt erst dann, wenn am Schleifer von P 1 keine nennenswerte negative Spannung mehr herrscht. – Mit dieser Schaltung ist eine Vorwahl der Fahrtrichtung vor dem nächsten Halt möglich. Unter besonderen Umständen, etwa im Rangierbetrieb, kann die Sperrschaltung mit dem Schalter S 3 unwirksam gemacht werden.



Schaltung der Modellbahnsteuerung

Klaus-H. Hirschelmann DJ 7 OO

Digital-Synthesizer für 2-m-Amateurfunk

Eine einzige Referenzfrequenz bestimmt die Langzeitstabilität und den Abstand der schaltbaren Ausgangsfrequenzen in Kanalraster-Oszillatoren (Synthesizer). Solche Geräte eignen sich hervorragend für den UKW-Amateurfunk über Relaisstellen.

Die Zahl der benutzten FM-Kanäle auf dem 2-m-Amateurband nimmt laufend zu. Das führt dazu, daß die interessierten Amateure ständig neue Steuerquarze für ihre Sender und Empfänger anschaffen müssen. Wer darauf verzichten will, benutzt ein Gerät mit durchstimmbarem Oszillator (VFO-Betrieb = variabler Frequenz-Oszillator). Das bringt jedoch einige Nachteile. Sie sind weniger in der zu geringen Frequenzkonstanz der VFOs zu suchen, als vielmehr in der unzureichenden Reproduzierbarkeit der mit relativ hoher Genauigkeit einzustellenden Kanalfrequenzen. Verstärkt gilt das Gesagte noch für den Funkverkehr über Relaisstellen, weil dann bei der Sende-Empfangsumschaltung in kürzester Zeit eine definierte Frequenzänderung des Oszillators erforderlich ist.

Die zeitgemäße Lösung des Problems wird durch die Verwendung eines Kanalraster-Oszillators erreicht. In der angloamerikanischen Literatur findet man dafür die Bezeichnung: „Synthesizer", die auch hier benutzt werden soll. Synthesizer erzeugen eine größere Anzahl von schaltbaren Ausgangsfrequenzen, deren Langzeitstabilität und Abstand zueinander von nur einer einzigen Referenzfrequenz bestimmt wird. Die Umschaltung der Ausgangssignale erfolgt dabei durch die Änderung des Teilungsfaktors eines schaltbaren Teilers. Das praktisch ausgeführte Gerät, das diesem Artikel zugrunde liegt, wurde für den Ausgangsfrequenzbereich von 18,500...20,475 MHz ausgelegt und kann somit in Amateurgeräten wie 2 G 70 und SSB-Semco den VFO ersetzen.

Es werden jeweils 80 Sende- und Empfangskanäle im 25-kHz-Raster erzeugt. Sie werden unabhängig voneinander geschaltet, so daß jede Frequenzkombination innerhalb des 2-m-Bandes möglich ist. Bei Verwendung mit einem der vorgenannten Geräte ergeben sich als 2-m-Betriebsfrequenzen:

Kanal 00 = 144,000 MHz (18,500 MHz)
Kanal 01 = 144,025 MHz (18,525 MHz)
usw. bis
Kanal 79 = 145,975 MHz (20,475 MHz)

Die Klammerwerte sind dabei die Ausgangsfrequenzen des Synthesizers.

Durch Fortschritte auf dem Gebiete der Entwicklung integrierter Digitalbausteine und deren Preisverfall in den letzten Jahren ist es auch dem Amateur mit finanziell vertretbarem Aufwand möglich geworden, sich der erwähnten Technik zu bedienen. Die Materialkosten des beschriebenen Gerätes entsprechen ungefähr dem Preis von vier Quarzpaaren (≈ 120 DM).

Funktionsprinzip

Bild 1 zeigt das Prinzipschaltbild eines einfachen Digital-Synthesizers: Ein mit Gleichspannung abstimmbarer Oszillator (VCO = Voltage controlled Oscillator) erzeugt eine Wechselspannung im Bereiche der gewünschten Ausgangsfrequenzen (F_{OUT}). Das Signal gelangt über einen schaltbaren Frequenzteiler an den Eingang einer Phasenvergleichsschaltung, in der es mit einer Referenzfrequenz (F_{REF}) verglichen wird. Am Ausgang steht eine Fehlerspannung zur Verfügung, die über ein Tiefpaßfilter die VCO-Frequenz nachregelt. Für den Fall: $F_{OUT}/\div N = F_{REF}$ ist das Ausgangssignal des VCOs mit der Referenzfrequenz synchronisiert. Dabei ist $\div N$ der Teilungsfaktor des Schaltteilers. Wird er geändert, so ändert sich die Ausgangsfrequenz in Schritten, deren Abstand durch F_{REF} bestimmt wird.

Gerätebeschreibung

Wie schon erwähnt, wurde das aufgebaute Mustergerät für einen Ausgangsfrequenzbereich von 18,500 bis 20,475 MHz im 25-kHz-Rasterabstand ausgelegt. Nach obiger Formel ergibt sich, daß der schaltbare Teiler von ÷ 740 bis ÷ 819 teilen muß.

In dem Geräteschaltbild *(Bild 2)* wurde zur Erzielung einer besseren Übersicht auf das Einzeichnen der IS-Betriebsspannungs-Versorgungsleitungen verzichtet. Die entsprechenden Anschlußpunkte können bei Bedarf aus den Herstellerunterlagen ersehen werden. Transistor T 2 arbeitet als LC-Oszillator. Seine Schwingfrequenz läßt sich durch Änderung der Gleichspannung an den Kapazitätsdioden D 2 bis D 4 von 1,8... 5 V etwa zwischen 18 MHz und 21 MHz abstimmen. Damit ist jeweils ein 0,5 MHz breiter Sicherheitsbereich unter- und oberhalb des eigentlichen Synchronisierbereiches vorhanden. Mit dem Oszillatorsignal werden die beiden mit T 3 und T 4 aufgebauten Emitterfolgerstufen gesteuert. Am Ausgang von T 3 steht es zur weiteren Aufbereitung im angeschlossenen Funkgerät über die Ausgangsbuchse zur Verfügung. T 4 puffert das Signal für die interne Verwendung im Synthesizer. Über den Impulsformer IS 9 b gelangt es an den mit zwei Flipflops aufgebauten Viererteiler (IS 14). Die Frequenzteilung des Hf-Signals ist an dieser Stelle nötig, weil die obere Grenzfrequenz des sich anschließenden schaltbaren Teilers unterhalb des VCO-Frequenzbereiches liegt.

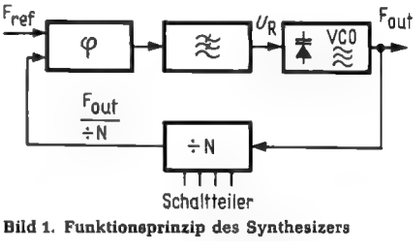


Bild 1. Funktionsprinzip des Synthesizers

Zur Erklärung der Funktion des Schaltteilers dient *Bild 3*. Es zeigt eine vereinfachte Darstellung des benutzten Typs für einen festen Teilungsfaktor. Die integrierten Schaltungen IS 6 bis 8 bilden einen dreistufigen Zähler von 000...999, wobei IS 8 die Einer, IS 7 die Zehner und IS 6 die Hunderter zählt. Die gezählten Impulse stehen an den BCD-Ausgängen in binär-codierter Form zur Decodierung in den Dezimalcode mit IS 10 bis 12 zur Verfügung. Jeweils ein Dezimalausgang der drei Dekaden ist mit einem NOR-Gate-Eingang verbunden. Im Beispiel Bild 3 sind es:

Einer-Zähler = Ausgang 5
Zehner-Zähler = Ausgang 1
Hunderter-Zähler = Ausgang 8

Der logische Zustand an den Ausgängen von IS 10 bis 12 hängt von der Anzahl der gezählten Impulse am zugehörigen Zähler ab. So wird z. B. nach fünf Eingangsimpulsen nur der Ausgang Dezimal 5 auf 0-Potential liegen, während sich alle anderen Ausgänge auf L-Potential befinden. In Bild 3 werden demzufolge nur nach 815 Eingangsimpulsen

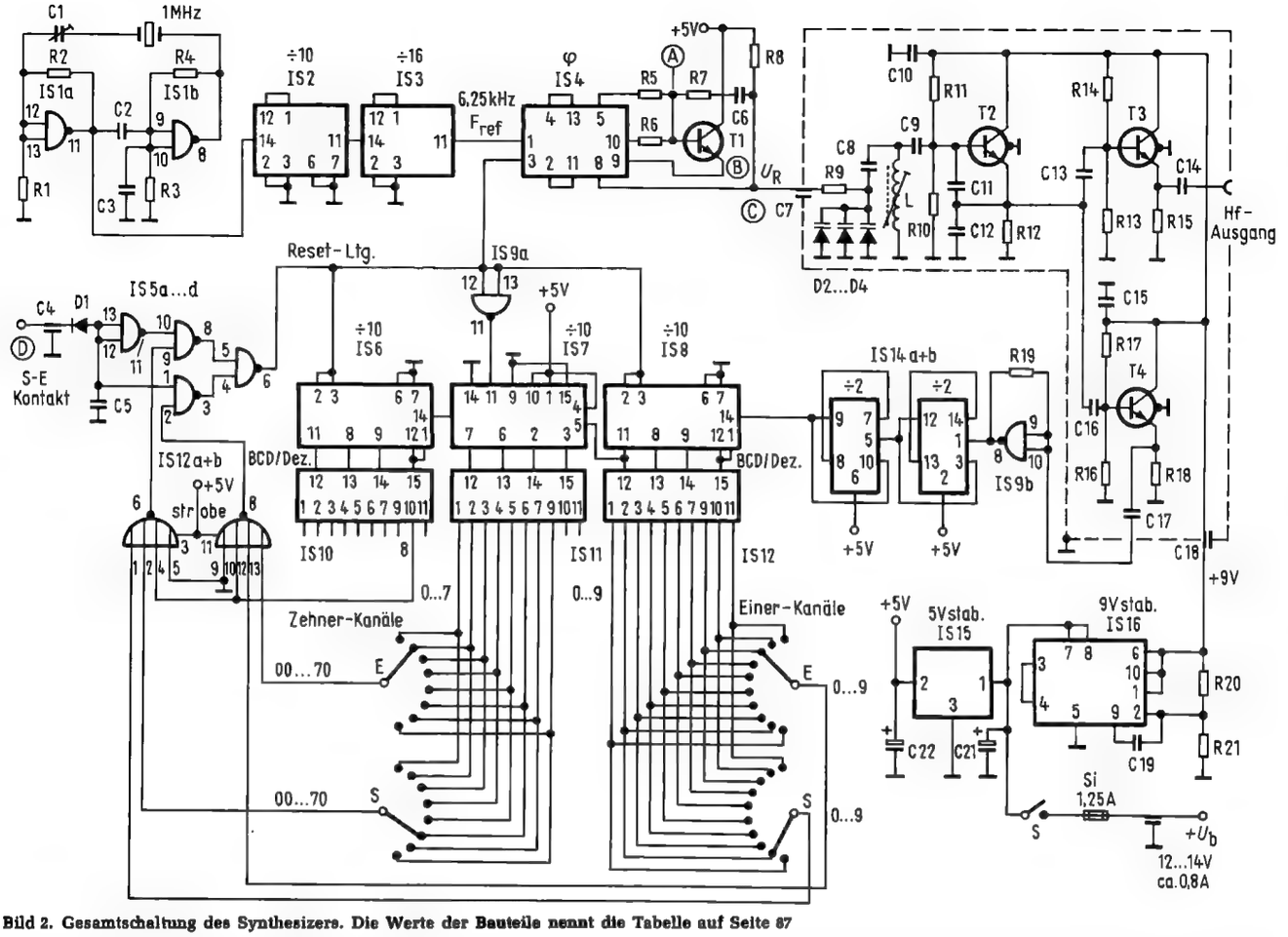


Bild 2. Gesamtschaltung des Synthesizers. Die Werte der Bauteile nennt die Tabelle auf Seite 87

alle drei Eingänge des NOR-Gates auf 0-Potential gehen und bis zum Eintreffen des nächsten Zählimpulses einen kurzen positiven Impuls am Gate-Ausgang ergeben.

Da dieser Ausgang mit den Reset-0-Eingängen der Zähler verbunden ist, setzt er die Zählkette wieder auf 000 zurück, so daß der Vorgang aufs Neue beginnen kann. Die Folgefrequenz der Restimpulse entspricht der durch den Faktor 815 geteilten Eingangsfrequenz und kann somit direkt für den Phasenvergleich mit der Referenzfrequenz herangezogen werden.

Der im Gerät benutzte Teiler bietet nun zusätzlich zu dem in Bild 3 gezeigten Beispiel noch die Möglichkeit der Umschaltung des Teilungsfaktors mit mechanischen Schaltern. Wer Bild 2 genau anschaut, wird erkennen, daß die Eingänge der NOR-Gates IS 13a + b nicht mit den Dezimalausgängen 740 bis 819 (für ÷ 740–819) der Decoder verbunden sind, sondern mit denen von 800–879. Auf diese Weise läßt sich eine Vereinfachung der Kanalumschaltung erreichen. Der Zähler für die Zehner-Impulse (IS 7) ist ein Typ, der es ermöglicht, nicht nur von Null, sondern, je

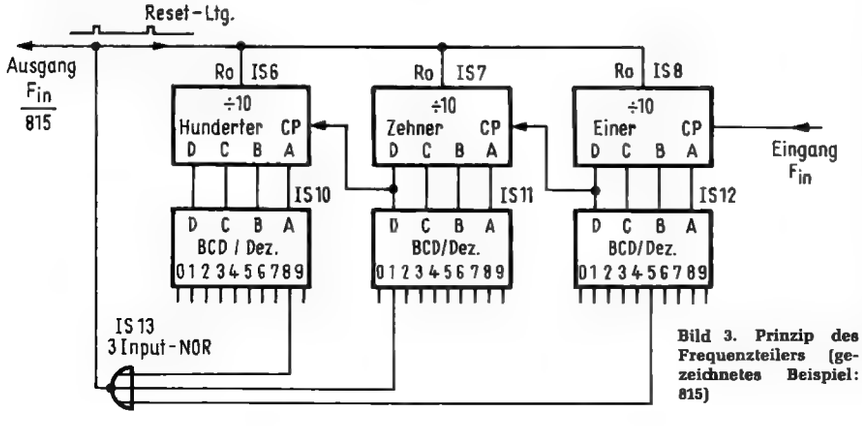


Bild 3. Prinzip des Frequenzteilers (gezeichnetes Beispiel: 815)

nach Vorwahl seiner „Preset"-Eingänge, von jeder beliebigen Zahl bis 9 den Zählvorgang zu beginnen. In unserem Fall ist die 6 vorgewählt. Das bedeutet, daß der dreistufige Zähler (IS 6 bis 8) nicht ab 000 sondern ab 060 zählt. Nach 740 Eingangsimpulsen wird der logische Zustand der decodierten Dezimalausgänge folglich der Zahl 740 + 060 = 800 entsprechen. Die gewünschten Teilungsfaktoren von 740 bis 819 lassen sich auf diese Weise durch Umschaltung zwischen 800 und 879 erreichen. Anderenfalls müßte man bei Wechsel von einem Kanal zwischen K 00–K 59 (÷ 740 bis 799) in einen anderen zwischen K 60 bis K 79 (÷ 800 bis 819) auch den decodierten Ausgang des Hunderter-Zählers von 7 auf 8 mit umschalten.

IS 13 enthält zwei NOR-Gates mit je vier Eingängen. Die Anschlüsse für „Strobe" werden mit der positiven Versorgungsspannung (5 V) verbunden. Die Schaltung der Kanalwähler zwischen den Dezimalausgängen von IS 11 und 12 und den Eingängen der NOR-Gates geht aus Bild 2 hervor. Dabei dienen die zur IS 13a führenden Verbindungen zum Einstellen der Sendekanäle, während IS 13b mit den Empfangskanalschaltern verbunden ist. Ausgang Dezimal 8 des

Hunderter-Zählers IS 10 ist fest mit je einem Gateeingang verbunden.

Für IS 13 kann natürlich anstelle des benutzten Typs auch ein anderer mit nur je drei Eingängen benutzt werden.

Die Ausgänge des NOR-Gates sind über den digitalen Umschalter IS 5 mit der Reset-Leitung und einem Eingang der Phasenvergleichsschaltung verbunden. Punkt D muß zur Umschaltung auf Stellung *Senden* an Masse gelegt werden (PTT-Taste im Funkgerät). D 1 dient zur Entkopplung der PTT-Schaltleitungen. IS 9a invertiert den Restimpuls für den „Load"-Eingang von IS 7, der (im Gegensatz zu IS 6 und IS 8) einen negativen Rücksetzimpuls benötigt.

Das Referenzsignal am zweiten Eingang der Phasenvergleichsschaltung IS 4 wird durch Frequenzteilung in IS 2 (÷ 10) und IS 3 (÷ 16) aus einem 1-MHz-Quarzoszillatorsignal gewonnen. Der Oszillator ist mit zwei als Invertern geschalteten NAND-Gates aufgebaut. Auf die Verwendung eines Quarzthermostaten konnte bei dem für das Mustergerät vorgesehenen Verwendungszweck verzichtet werden. Die Frequenz am Eingang von IS 4 ist 6,25 kHz. Das entspricht dem vierten Teil des gewünschten Rasterabstandes von 25 kHz. Die Auswirkung der Funktion von IS 14 auf den Frequenzteilungsplan des Gerätes wird damit aufgehoben.

An den Ausgang der Phasenvergleichsstufe schließt sich ein mit einem in IS 4 noch enthaltenen Darlington-Transistor und T 1 aufgebautes aktives Tiefpaßfilter an, dessen Bauteilewert nach [2] berechnet sind.

Die VCO-Regelspannung U_R am Filterausgang kann sich zwischen 1,8 V und 5 V bewegen. Für diesen Spannungsänderungsbereich wurde die Oszillatornachstimmung dimensioniert.

Aufbauhinweise

Obwohl dieser Artikel nicht als Bauanleitung gedacht ist, sollen doch einige Aufbauhinweise gegeben werden. So sollte der Synthesizer in einem Metallgehäuse abgeschirmt werden, da Harmonische des 1-MHz-Quarzoszillators ein kräftiges Frequenzspektrum bis weit in den VHF-Bereich erzeugen und im Empfänger auf 144,0 und 145,0 MHz Störungen verursachen können. Innerhalb des Gehäuses ist der VCO-Teil noch einmal getrennt abzuschirmen.

Die 5-V-Versorgungsspannung für die integrierten Schaltungen muß an einigen Stellen der Aufbauplatine über Kondensatoren (ca. 10 nF bis 0,1 µF) gegen Masse abgeblockt werden.

Die in der Dimensionierung kritische Stufe ist das aktive Tiefpaßfilter. Bei falscher Bemessung der Bauteile können Effekte auftreten, die in Stellung *Senden* dazu führen, daß auch andere Funkdienste gestört werden.

Synthesizer brauchen bei der Kanalumschaltung eine bestimmte Zeit, um auf der neuen Frequenz betriebsbereit zu sein (Lock-Time). Da das Ausgangssignal während dieses Moments unsynchronisiert ist, muß der Zeitraum durch entsprechende Wahl der Bauteile des aktiven Filters ausreichend kurz gehalten werden. Bei dem beschriebenen Gerät ist die VCO-Regelspannung bereits nach weniger als 30 ms bis zu ± 5 % innerhalb ihres Endwertes.

An den Punkten *A* und *B* des Filters ist eine Frequenzmodulation des Ausgangssignals möglich. Dabei genügen sehr geringe Nf-Spannungen. Die Ankopplung des Tonsignals muß jedoch genügend lose erfolgen, damit die Filtercharakteristik nicht beeinflußt wird. Nähere Versuche zur Modulation des Synthesizers wurden nicht durchgeführt, da sie im Gerät des Verfassers nicht benötigt wurde.

Tabelle der Einzelteile

IS 1, 5, 9	SN 7400 N (TI)	FLH 101	(Siemens)
IS 2, 6, 8	SN 7490 N (TI)	FLJ 161	(Siemens)
IS 3	SN 7493 N (TI)	FLJ 161	(Siemens)
IS 4	MC 4044 P		(Motorola)
IS 7	SN 74192 N (TI)	FLJ 241	(Siemens)
IS 10–12	SN 7442 N (TI)	FLH 281	(Siemens)
IS 13	SN 7425 N (TI)	FLH 521	(Siemens)
IS 14	SN 7473 N (TI)	FLJ 121	(Siemens)
IS 15	LM 309 K (NS)	MLM 309 K	(Motorola)
IS 16	TBA 281 (Valvo)	µA 723	(Fairchild)
T 1	BC 109, o. ä.	D 1	1 N 4148, o. ä.
T 2–4	BF 184, o. ä.	D 2–4	BB 142 (ITT)
R 1, 3	1,5 kΩ	C 1	5–40 pF
R 2, 4, 8, 12	1,0 kΩ	C 2, 5, 6, 10, 15, 17	0,1 µF
R 5, 6	2,7 kΩ	C 3	180 pF
R 7	820 Ω	C 4, 7, 14, 16, 20	1 nF
R 9, 14, 17	15 kΩ	C 8, 11	270 pF
R 10	5,6 kΩ	C 9	16 pF
R 11, 21	8,2 kΩ	C 12, 19	120 pF
R 13, 16	4,7 kΩ	C 13, 16	68 pF
R 15, 18	220 Ω	C 21, 22	1000 µF, 15/18 V
R 19	470 Ω	L	20 µH
R 20	2,2 kΩ		

Wer sich mit Synthesizertheorie und Dimensionierungsfragen näher befassen möchte, dem seien die Artikel nach [1], [2], [3] empfohlen.

Literatur

[1] Frequency Synthesizers. Von J. R. Philpott. Wireless World, Juni 1972, Seite 269–271.

[2] Phase-Locked-Loop Design Fundamentals. Von G. Nash. Motorola Application Note AN-535.

[3] Phasensynchronisierte Schaltungen. Von T. Schad. UKW-Berichte, Heft 3/1971, Seite 139 bis 146.

[4] MTTL and MECL Avionics Digital Frequency Synthesizer. Von J. De Laune. Motorola Application Note AN-532.

[5] Einseitenband-Mittelwellenempfänger mit digitaler Senderwahl. Von Prof. Dr. W. Bruch. FUNKSCHAU, Heft 3/1972, Seite 69–72.

[6] The Integrated Circuits Catalogue for Design Engineers. Texas Instruments Inc.

Flugverkehrssimulator rationalisiert Controler-Schulung

Der Bundesanstalt für Flugsicherung (BFS) ist vor kurzem Deutschlands erster Flugverkehrssimulator auf Rechnerbasis für die Flugsicherungsschule in München von AEG-Telefunken übergeben worden. Das Ende 1969 bei AEG-Telefunken in Auftrag gegebene Schulungsgerät zur praktischen Ausbildung von Flugverkehrslotsen umfaßt zwei Digitalrechner TR 86, zehn Luftlagesichtgeräte mit rechnergesteuerter Darstellung (SIG 3001), einen Analogvideogenerator sowie zwei herkömmliche PPI-Sichtgeräte und zahlreiche Rechenzentrumsperipheriegeräte. An dem Projekt im Gesamtwert von rund 7 Mio. DM wirkten als Unterauftragnehmer von AEG-Telefunken die Firmen Scientific Control Systems (SCS), Hamburg, und Thomson-CSF (T-VT), Paris, mit.

Die zunehmende Dichte und Geschwindigkeit des Luftverkehrs sowie die Einführung neuer Verfahren und Techniken in den Flugverkehrsdienst macht eine gründliche und vor allem praxisbezogene Ausbildung des Flugsicherungspersonals dringend erforderlich. Deshalb bedient sich die Bundesanstalt für Flugsicherung mit dem Flugverkehrssimulator eines neuzeitlichen Schulungsinstrumentes, das dem angehenden Lotsen neben seinem theoretischen Wissen praktische Erfahrungen vermittelt und ihn mit den Gegebenheiten seines zukünftigen Arbeitsplatzes von der ersten Übungsstunde an vertraut macht. Das System, an dem seit Mai 1972 erfolgreich Unterricht abgehalten wird, ermöglicht die naturgetreue Nachbildung aller Verkehrslagen und Ausnahmesituationen im gesamten bundesdeutschen Luftraum. Zwölf Lotsenschüler können gleichzeitig an dem Gerät auf ihre späteren Aufgaben vorbereitet werden.

Armin Madöry

Ein vielseitiges Transistormeßgerät

Zum Bau des Mustergerätes wurden so weit wie möglich vorhandene Teile verwendet. Die notwendigen Präzisionswiderstände stammen mit wenigen Ausnahmen alle aus der R-24-Reihe. Mit größerem finanziellen Aufwand sind bestimmt einige Probleme eleganter als im Mustergerät zu lösen. Wie viele Bauanleitungen, soll auch die vorliegende Arbeit Anregung zu eigenem Gestalten sein.

Trotz des Fortschritts der integrierten Schaltungen werden immer noch sehr viele Einzeltransistoren verwendet. Das hier beschriebene Meßgerät ermöglicht die Erfassung der wichtigsten Eigenschaften der letztgenannten Halbleiter. Folgende Messungen können damit durchgeführt werden:

h_{FE}-(B)-Messungen mit in den Schritten 1 – 3 – 10 wählbaren Kollektorströmen im Bereich von 30 µA bis 1 A.

I_{CO}-Messungen von 30 nA bis 1 mA Skalen-Endausschlag in denselben Schritten.

U_{CO}-Messungen bis 100 V.

Beurteilung der Hf-Eigenschaften in einer Oszillatorschaltung von 100 kHz bis 200 MHz in den Schritten 1 – 2 – 5 – 10.

Meßprinzip

Für die h_{FE}-Messung wird der Prüfling über einen umschaltbaren Kollektorwiderstand angeschlossen. Ein Differenzverstärker vergleicht die Kollektorspannung des Prüflings mit einem Sollwert. Die Ausgangsspannung dieses Verstärkers steuert über einen ebenfalls umschaltbaren Basiswiderstand den Basisstrom des Prüflings auf den gewünschten Wert des Kollektorstroms. Somit entsteht bei der Messung immer dieselbe Kollektorspannung. Die zur Steuerung der Basis am Ausgang des Verstärkers notwendige Spannung kann also für die Anzeige des Quotienten $\frac{I_C}{I_B}$ ausgenützt werden. Um einen günstigen Skalenverlauf am Anzeigeinstrument zu erhalten, wird die Anzeige durch ein Netzwerk mit VDR-Widerständen am Skalenanfang gedehnt *(Bild 1)*.

Die I_{CO}-Messung erfolgt in einer Voltmeterschaltung mit FET, wie sie unter anderen von Texas Instruments beschrieben wurde *(Bild 2)*.

Zur U_{CO}-Messung wird das Anzeigeinstrument direkt als Voltmeter geschaltet *(Bild 3)*.

Zur Beurteilung der Hf-Eigenschaften dient die in der FUNKSCHAU 1968, Heft 20, Seite 623, von Ing. Michaelis angegebene Oszillatorschaltung *(Bild 4)*.

Aufbau und Schaltungsdetails

Das Mustergerät ist in einem Pultgehäuse mit den Abmessungen 30 cm × 21 cm × 17 cm eingebaut *(Bild 5)*. Im Unterteil befindet sich auf einer Kunststoffplatte der Netzteil. An die Seitenwand rechts sind die Z-Diodenstrecke, an die Seitenwand links die Leistungs-Endstufe des Differenzverstärkers und die Potentiometer für die Nullpunkteinstellung montiert *(Bild 6)*.

Die schräge Frontplatte trägt alle übrigen Teile. *Bild 7* zeigt die Verdrahtungsseite. Die geometrische Anordnung der Bauelemente ist aus *Bild 8* ersichtlich. Die Prüfklemmen für die Transistoren sind beim Mustergerät oben angebracht. Dies ist zweckmäßig für ein Laborgerät.

Bild 9 zeigt die Schaltung des Netzteils. Die notwendigen Spannungen werden mit nur zwei Sekundärwicklungen des Netztransformators erzeugt. Wicklung 1 ist für 24 V und 2 A dimensioniert. Nach dem daran angeschlossenen Graetzgleichrichter werden mit zwei Z-Dioden die Meßspannung von 6,6 V

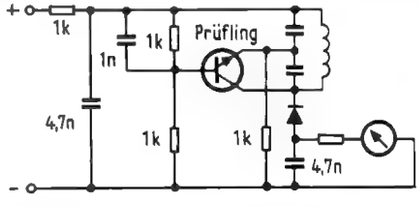
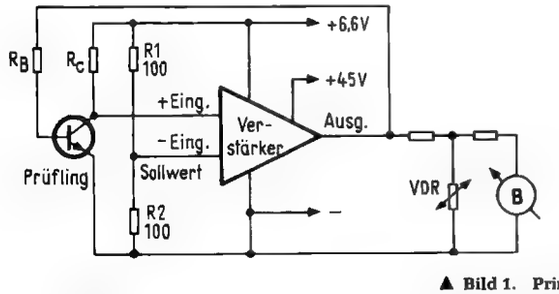


Bild 4. Prinzip der Hf-Messung



▲ Bild 1. Prinzipschema der h_{FE}-Messung

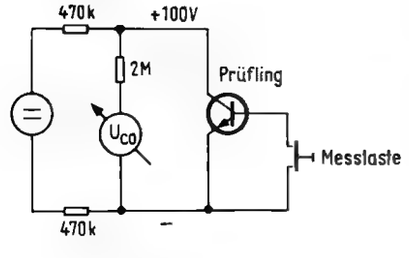
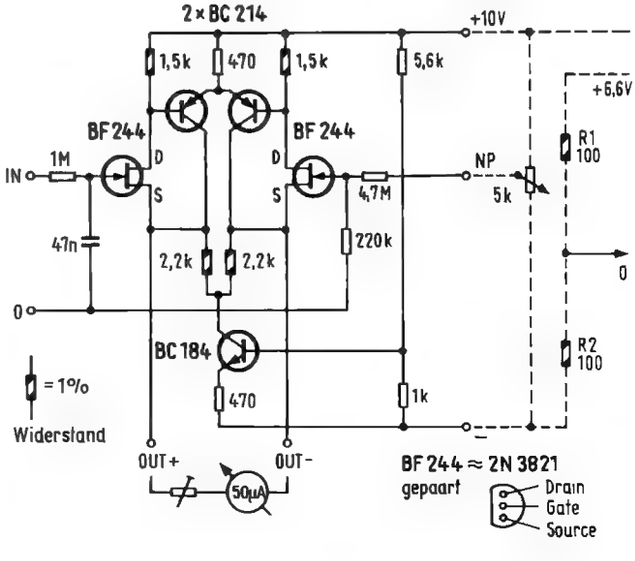


Bild 2. ▶ Schaltung des FET-Verstärkers für I_{CO}-Messung

◀ Bild 3. Prinzip der U_{CO}-Messung



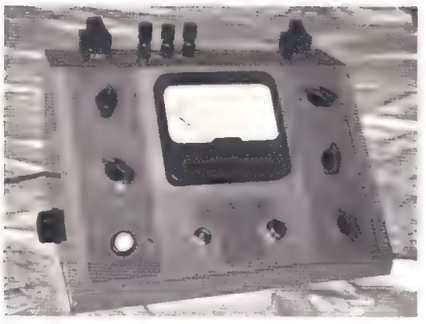


Bild 5. Das Mustergerät von außen

Bild 6. Ansicht der Grundplatte mit Netzteil

Bild 7. Ansicht der Frontplatte von innen

Bild 8. ▶ Anordnung der Bedienungselemente auf der Frontplatte

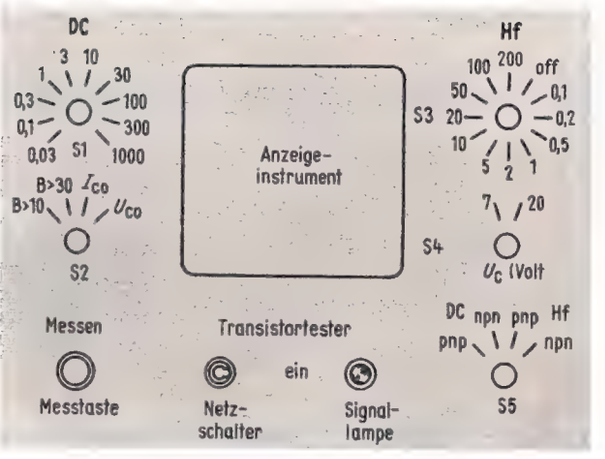
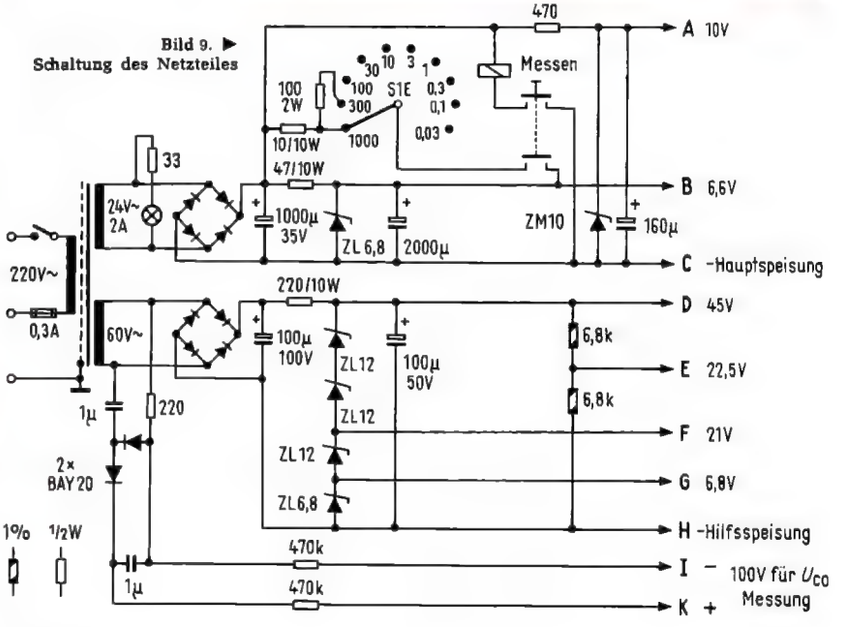
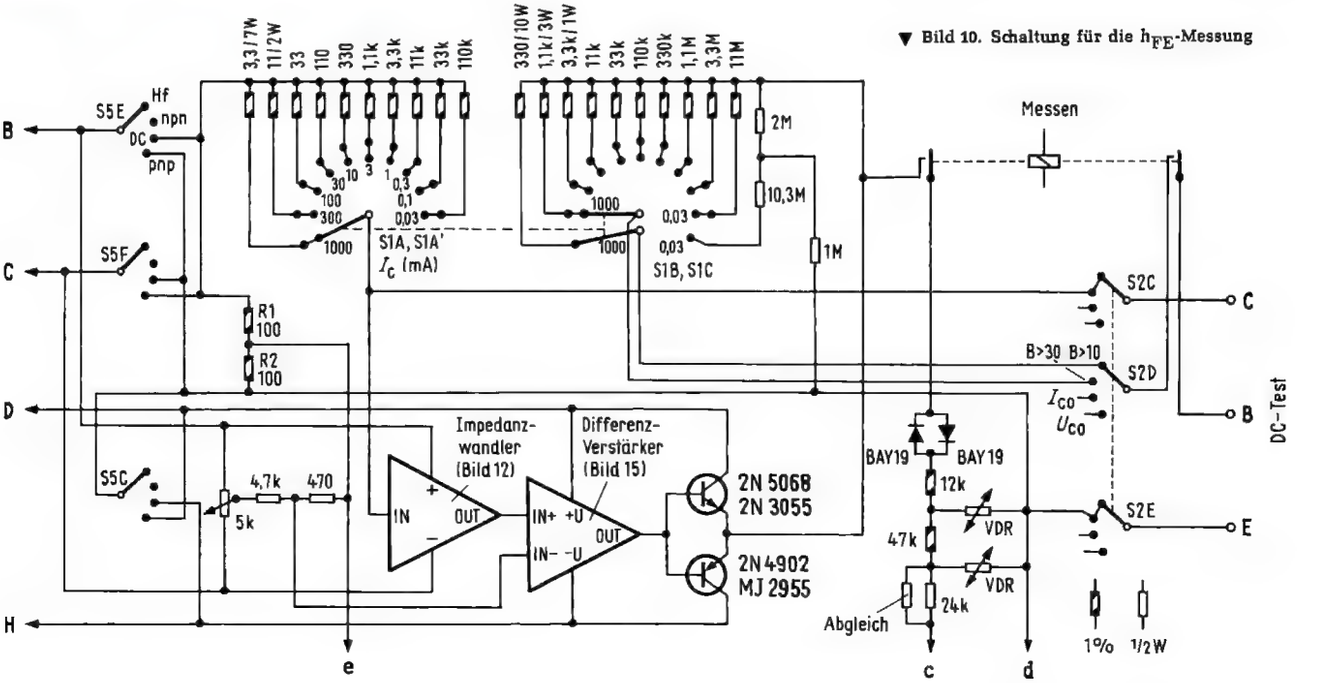


Bild 9. ▶ Schaltung des Netzteiles



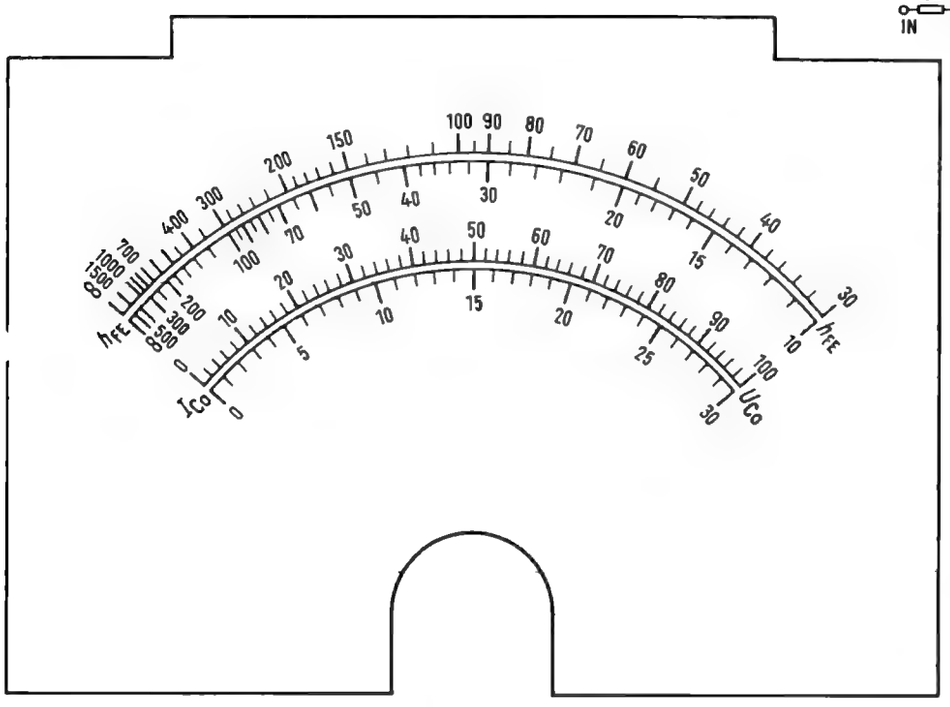
▼ Bild 10. Schaltung für die h_{FE}-Messung



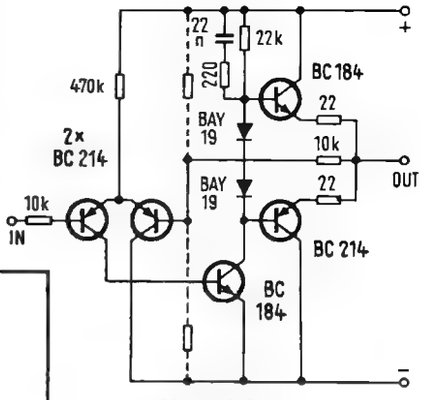
und die Hilfsspannung A von 10 V für die FET-Stufe erzeugt. Wenn möglich sollte die Diode ZL 6,8 auf 6,6 V ausgesucht werden, weil dann der Spannungsteiler R 1/R 2 in Bild 1 (und Bild 10) nicht abgeglichen werden muß. Damit das Gerät sich bei Dauerbetrieb nicht zu sehr erhitzt, werden die Vorwiderstände dieser Z-Diode dem Meßstrom angepaßt. Sie sind bei großen Strömen nur während der Messung eingeschaltet. Eleganter, aber viel aufwendiger wäre eine Serienstabilisierung der Meßspannung. Für den Fall eines Kurzschlusses im Prüfling müßte dann allerdings eine Überstrom-Abschaltautomatik vorgesehen werden, welche mit S 1 E dem Meßstrom angepaßt werden könnte.

Mit der zweiten Wicklung des Netztransformators, die für 60 V und 200 mA dimensioniert ist, werden die restlichen Hilfsspannungen erzeugt. Mit vier Z-Dioden entstehen gegen den Minuspol H an G etwa + 6,8 V, an F etwa + 21 V, an D etwa + 45 V, und an E durch die Spannungsteilung genau die Hälfte davon. Die Spannungen an G und F dienen zur Speisung der Oszillatorschaltung für den Hf-Test, D dient zur Versorgung des Differenzverstärkers, und je nach Transistortyp werden entweder E – H oder E – D zur Reststrommessung verwendet.

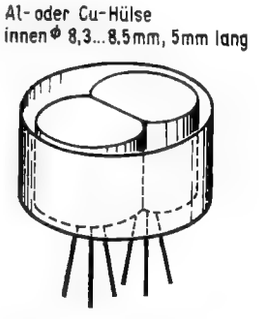
Mit einer Spannungsverdopplerschaltung gewinnt man von dieser zweiten Wicklung eine durch die beiden 470-kΩ-Widerstände hochohmig gemachte Gleichspannung. Sie wird zur Messung der Kollektordurchbruchspannung U_{CO} verwendet. Falls bei höheren Spannungen als 100 V getestet werden soll, muß man für die Spannungserzeugung einen entsprechend höheren Schaltungsaufwand ansetzen. Mit einem weiteren Segment, zum Beispiel von S 4, ließe sich dann eine Bereichsumschaltung realisieren.



◀ Bild 11. Skalenteilung des Anzeigeinstrumentes im Originalmaßstab



▲ Bild 12. Schaltung des Impedanzwandlers



▲ Bild 13. Montageanleitung für Transistorpaare

Bild 10 zeigt das Detailschema für die h_{FE}-Messung. Um die Sicherheit des Schalters S 1 A, der die Kollektorwiderstände umschaltet und deshalb Ströme bis 1 A führt, zu erhöhen, sind zwei Schaltsegmente parallelgeschaltet. Die Segmente für die Wahl der Basisvorwiderstände S 1 B und S 1 C sind der Übersichtlichkeit wegen versetzt ineinander gezeichnet.

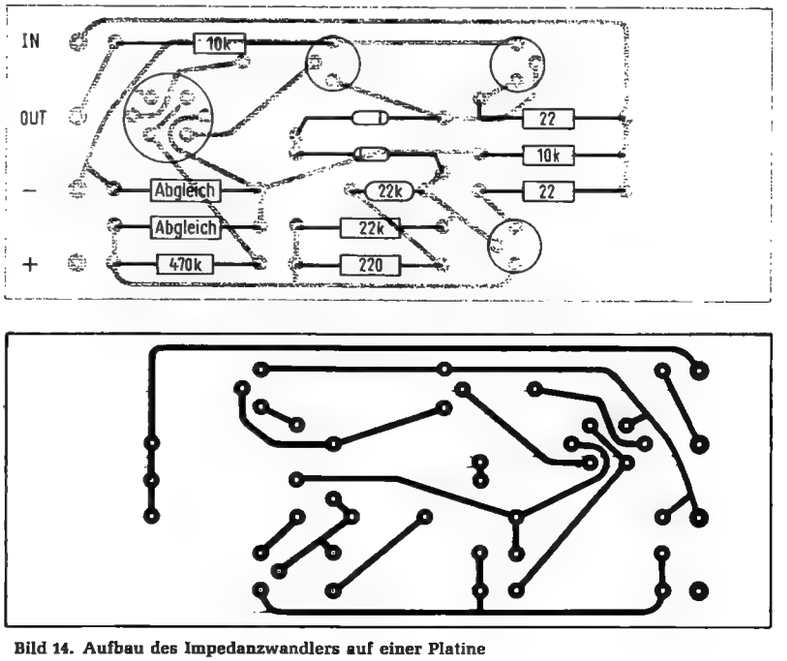


Bild 14. Aufbau des Impedanzwandlers auf einer Platine

Tabelle der verwendeten Spulen

f	Windungszahl	Drahtdurchmesser mm	Spulendurchmesser innen!	L (etwa)	Bemerkungen
100 kHz	es wurden vorhandene Spulen mit unbekannter Windungszahl verwendet			3 mH	Kreuzwickel
200 kHz				1 mH	
500 kHz				0,4 mH	
1 MHz	60	0,15 CuL	15 mm	150 µH	
2 MHz	40	0,25 CuL	15 mm	68 µH	
5 MHz	30	0,4 CuL	6 mm	20 µH	mit Kern
10 MHz	30	0,8 CuL	6 mm	8 µH	freitragend
20 MHz	14	1,0 CuL	8 mm	2,5 µH	freitragend
50 MHz	10	1,2 versilbert	8 mm	0,5 µH	freitragend
100 MHz	5	1,2 versilbert	7 mm	0,1 µH	freitragend
200 MHz	1½	1,2 versilbert	15 mm	0,05µH	freitragend

Der Schalter S 2 dient zur Skalenumschaltung. Auf Position 1 gilt die bei $h_{FE} = 10$ beginnende, auf Position 2 die bei $h_{FE} = 30$ beginnende Skala *(Bild 11)*. Um dies zu erreichen, wird ein dreimal höherer Basisvorwiderstand eingeschaltet.

Damit der Differenzverstärker bei kleinen Kollektorströmen den Prüfstromkreis nicht belastet, wird er über einen Impedanzwandler gemäß *Bild 12* angesteuert. Durch die 100prozentige Gegenkopplung erhält dieser Verstärker eine Eingangsimpedanz von mehreren 100 kΩ und eine sehr kleine Ausgangsimpedanz. Um seine Eingangstransistoren thermisch zu koppeln, sind sie in einer Aluminiumhülse mit Zweikomponenten-Kleber zusammengeleimt, wie *Bild 13* zeigt. Wenn nötig, wird der Impedanzwandlerausgang bei kurzgeschlossenem Eingang mit einem Shiftwiderstand auf Null abgeglichen. *Bild 14* zeigt den Aufbau dieses Verstärkers im Mustergerät. *(Fortsetzung folgt)*

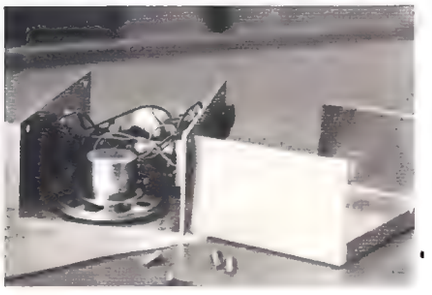


Bild 2. Ansicht des geöffneten Mustergerätes

Willy Kunz

Ein akustischer Digital-Tester

Zur Prüfung von digitalen Schaltungen erweist sich ein Gerät, welches die beiden logischen Zustände O und L anzeigt, als sehr nützlich. Meist leuchtet dabei bei L oder offenem Eingang ein Lämpchen auf, während es bei O verlöscht. Diese einfachste Schaltungsart hat den Nachteil, daß sie keinen Unterschied zwischen L und offenem Eingang macht. Man sucht dann etwa nach Gründen, wieso ein bestimmter Punkt stets L zeigt, bis man feststellt, daß eine Leitungsunterbrechung vorliegt. Der Vorteil der Schaltung liegt darin, daß sie sich leicht in eine Prüfspitze einbauen läßt, wodurch das ermüdende Hin- und Herwandern des Blicks zwischen Schaltung und Prüfgerät entfällt.

Die nachstehend beschriebene Schaltung ist imstande, O und L getrennt anzuzeigen, wobei außerdem auf die Einhaltung der für TTL-Tore geforderten Maximal- bzw. Minimalpegel geprüft wird. So erfolgt keine Anzeige, wenn die Eingangsspannung zwischen 0,7 V und 2,4 V liegt. Der Nachteil des größeren Platzbedarfs wurde durch eine akustische Anzeige wettgemacht. Damit kann der Blick stets auf der zu prüfenden Schaltung ruhen, und man erfaßt gleichzeitig Meßpunkt und Meßergebnis. Ein O erzeugt einen tiefen Ton, ein L einen um eine Oktave höheren. Weitere Vorzüge dieses Testers sind: geringe Belastung der IS (Lastfaktor für TTL-IS der Serie SN 74.. = 0.3); überlastsicher gegen positive und negative Spannungen (wichtig, wenn z. B. lineare IS in der gleichen Schaltung vorhanden sind).

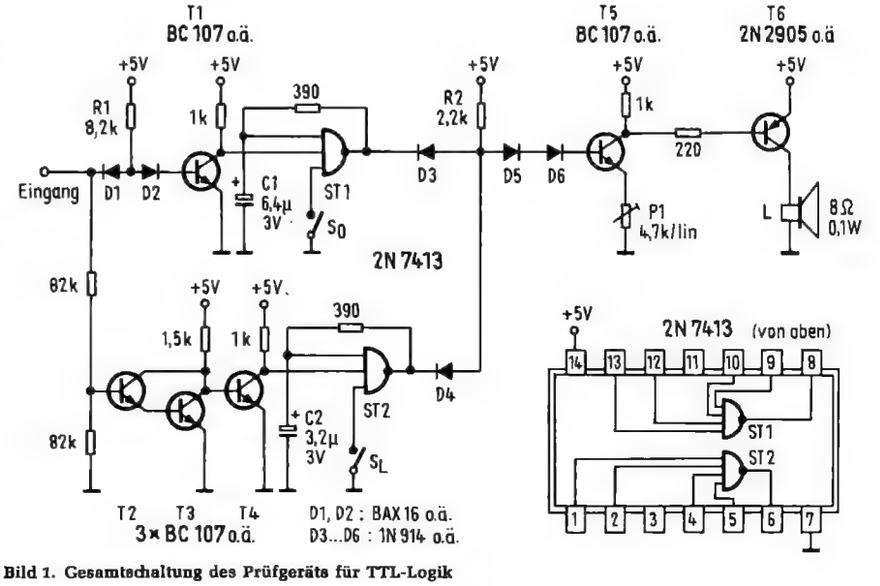
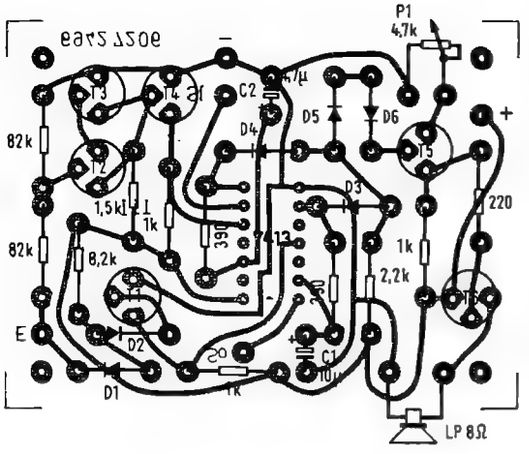


Bild 1. Gesamtschaltung des Prüfgeräts für TTL-Logik

Die Schaltung

Bild 1 zeigt die vollständige Schaltung. Die beiden benötigten Oszillatoren bestehen aus den integrierten Schmitt-Triggern ST 1 und ST 2. Frequenzbestimmend sind die Kondensatoren C 1 und C 2, da der 390-Ω-Widerstand nicht verändert werden sollte. Das Ausgangssignal ist unsymmetrisch rechteckförmig. Jeder Schmitt-Trigger besitzt noch drei weitere Eingänge. Ein O an irgendeinem von ihnen verhindert, daß er schwingt. Der Ausgang ist dann L.

Im Ruhezustand der Schaltung ist der Transistor T 1 über R 1 und D 2 durchgesteuert, so daß ST 1 nicht schwingen kann. T 2 und T 3 bleiben gesperrt und damit über T 4 auch der Oszillator ST 2. Liegt nun am Eingang ein Pegel $\leq 0{,}7$ V, dann sperrt der Transistor T 1, und ST 1 kann schwingen. Bei größeren Eingangsspannungen öffnet T 1, und der Schmitt-Trigger ST 1 wird wieder verriegelt. Erreicht der Pegel etwa 2,4 V, beginnen die Transistoren T 2 und T 3 zu leiten, T 4 sperrt, und der Oszillator ST 2 kann schwingen. Die Dioden D 3...D 6, der Widerstand R 2 und der



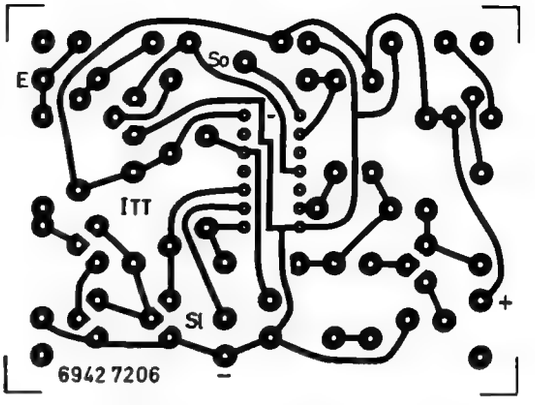


Bild 3. Bestückungsplan und Platine. Sie kann, auch zusammen mit einem Bausatz, von ITT Schaub-Lorenz, Abt. Lehr- und Hobbykits, bezogen werden

Transistor T 5 stellen eigentlich ein NAND-Tor in DTL-Technik dar, wirken für die beiden Oszillatorsignale jedoch als OR-Tor. Über T 5 werden der Leistungstransistor und damit der Lautsprecher angesteuert. Die Lautstärke kann auf einfache Weise mit P 1 eingestellt werden.

Aufbau

Die Schaltung fand in einem Kleingehäuse mit den Maßen 35 mm × 60 mm × 100 mm Platz. Eine Ansicht des Mustergerätes vermittelt *Bild 2*. Von außen zugänglich sind: Stromversorgung 5 V, Eingang, Lautstärkepoti, eventuell Schalter für die Pegelunterdrückung (siehe unter Praktische Erfahrungen). Der Aufbau ist völlig unkritisch. C 1 und C 2 können natürlich auch andere Werte haben, doch empfiehlt sich, das geradzahlige Verhältnis beizubehalten. Selbstverständlich soll C 1 stets größer als C 2 sein.

Praktische Erfahrungen

Das Gerät hat sich in der Anwendung als äußerst nützlich erwiesen und stellt eine wesentliche Verbesserung einer zuvor benutzten Lämpchenanzeige dar. Gut brauchbar ist auch eine Erweiterung, welche erlaubt, die Schaltung wahlweise nur auf O oder L ansprechen zu lassen, besonders wenn die Prüfspitze für längere Zeit am gleichen Meßpunkt liegen bleibt. Es werden dazu nur die beiden Schalter S_O und S_L zusätzlich benötigt (siehe Bild 1). Sie können natürlich auch in einem einzigen Umschalter mit drei Positionen vereinigt werden. (I 111)

Hans-Joachim Engelmann

Kapazitiver Gleichspannungsverdoppler

Gelegentlich gibt es das Problem, ein Gerät für 12 V aus einer 6-V-Batterie zu betreiben. Gleichspannungswandler, die mit Transformatoren arbeiten, sind bekannt. Beim Selbstbau macht gewöhnlich das Wickeln des Transformators die größte Mühe.

Es wurden schon Schaltungen bekannt, die mit Kondensatorumladung arbeiten. Das vorliegende Schaltbeispiel arbeitet nach dem gleichen Prinzip und ist einfach und übersichtlich.

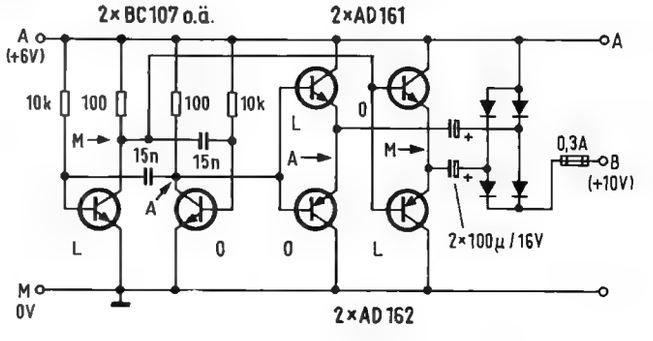
Die Arbeitsweise

Eine Brückenschaltung aus je zwei pnp- und npn-Transistoren wird von einem Multivibrator angesteuert *(Bild)*. Ist der eine der Transistoren des Vibrators leitend (L), so ist der andere gesperrt (0). Der Minusschiene der Batterie ist das Potential M (Masse) zugeordnet. Der Kollektor des Transistors im Zustand L hat nahezu das Potential M, der des im Zustand 0 befindliche fast das Potential A. Kommt aus dem Multivibrator das Potential M (–) an die Basen der pnp-Transistoren, so gehen diese in den Zustand L, die npn-Endtransistoren in den Zustand 0 über. Im Bild sind die für einen Wechsel jeweiligen Leit- und Potentialzustände eingezeichnet. Man erkennt, die Transistoren befinden sich jeweils in der Diagonalen im Leit- beziehungsweise Sperrzustand. Damit liegt immer das eine Emitterpaar praktisch an Masse, das andere nahezu auf dem Pluspotential der Batterie. Wenn der Multivibrator schwingt, liegt zwischen den Emitterpaaren eine Rechteckspannung mit einem Spitzen-Spitzen-Wert vor, der fast gleich der doppelten Speisespannung ist. – Der Effektivwert ist gleich der Speisespannung.

Die Rechteckschwingung wird mit Kondensatoren abgenommen und einem Graetzgleichrichter zugeführt. Die sekundäre Gleichspannung ist galvanisch getrennt und kann für sich allein verwendet oder der Batteriespannung aufgestockt werden. Sie ist kurzschlußfest, da der kapazitive Widerstand den Strom begrenzt. Bei Kurzschluß der aufgestockten Spannung droht der Graetzbrücke Zerstörung, aber dem kann man mit einer Schmelzsicherung begegnen.

Überlegungen zur Dimensionierung

Die Trennkondensatoren werden mit Mischspannung beansprucht und sollten als Elektrolytkondensatoren schaltfest sein. Die Leistung, die von ihnen übertragen wird, steigt mit der Frequenz. Da aber billige und räumlich kleine Elektrolytkondensatoren verwendet werden können, braucht die Schaltfrequenz nicht so hoch zu sein. Im Mustergerät wurde



Schaltung des Spannungswandlers ohne Transformator

mit rund 4 kHz gearbeitet. Obwohl die Rechteckschwingungen mindestens die 15. Harmonische enthalten, kommt man mit Nf-Transistoren aus. In der Endstufe wurden Transistoren zweiter Wahl verwendet, die in der Stromverstärkung β recht unterschiedlich waren. Das hatte aber keine nachteiligen Folgen.

Die Transistoren des Multivibrators sollten gleiche Daten haben, um eine möglichst symmetrische Schwingung zu erzielen. Die Basiswiderstände sind so zu bemessen (und gegebenenfalls auszuprobieren), daß im nichtschwingenden Zustand (einen Koppelkondensator abhängen!) die Kollektorrestspannung bei 0,2 V liegt. Ist sie zu niedrig, schwingt der Multivibrator nicht an. Wenn sie zu groß ist, wird die Endstufe nicht im höchstmöglichen Maße durchgesteuert, und die Ausgangsspannung wird kleiner als eigentlich erreichbar.

Für die Graetzbrücke werden Ge-Leistungsdioden mit niedriger Schleusenspannung und hoher Grenzfrequenz benötigt. Als Sondertypen sind sie teuer und schwer erhältlich. Im Mustergerät wurden die Kollektor-Basis-Strecken billiger Ge-Kleinleistungstransistoren verwendet. Sie entsprachen etwa dem Typ AC 153. Das Ergebnis war gut. Si-Netzgleichrichterdioden, wie sie in Fernsehgeräten verwendet werden, sind weniger geeignet. In Flußrichtung haben sie einen höheren Spannungsabfall.

Bei der gezeichneten Dimensionierung ergaben sich 12 V im Leerlauf von +B nach Masse, 11 V bei 100 Ω, 10 V bei 50 Ω und 7 V bei 10 Ω Belastung. Die Speisespannung betrug 6 V.

Soll der Spannungswandler mit einem Rundfunkgerät arbeiten, so muß man abschirmen. Die Hf-Strahlung des Multivibrators und der Endstufe ist beträchtlich. Die Schaltung ist in ein Metallgehäuse einzubauen, das elektrisch völlig „in der Luft hängt". Es darf keine galvanische und auch keine kapazitive Verbindung von dem Gehäuse zu irgend einer Leitung oder sonstigen leitenden Flächen bestehen. Die Eingangs- und Ausgangsleitungen sind zu verdrosseln und abzublocken.

Helmut Obscherningkat

Ein interessantes Experimentiersystem

Beim Erproben von Schaltungen ist es oft wünschenswert, Einzelteile auszuwechseln oder sogar ganze Schaltungsgruppen abzuändern. Hierfür gibt es bereits einige Experimentiervorrichtungen, die jedoch teils nicht universell genug sind oder im Preis so hoch liegen, daß sie das Budget eines Hobbyelektronikers übersteigen. Das von mir verwendete System benutzt als Basis Legosteine die man auf einer Platte beliebig setzen kann. Als Verbindungselemente dienen Wendelfedern die eine leichte Vorspannung haben.

Die große Legoplatte wird zweckmäßigerweise in der Mitte durchgetrennt und auf eine 5 mm dicke Holzfaserplatte aufgeleimt. Auf diese Weise entsteht eine feste Grundplatte von 40 cm × 20 cm.

Als Stromversorgung kann der Lego-Batteriekasten verwendet werden. Dabei muß man darauf achten, daß der Umschalter nur in eine Richtung gehen darf. Die andere Hälfte des Schlitzes muß mit einem Stück Hartpapier verschlossen werden. Dann werden die Anschlüsse mit der entsprechenden Polarität bezeichnet, und man läuft nicht Gefahr aus Unachtsamkeit die falsche Polarität zu wählen. Für viele Versuche genügen die angebotenen 4,5 V, jedoch ist es ohne weiteres möglich, mehrere Batteriekästen in Serie zu schalten. Verbindungselemente sind Wendelfedern, die auf normale Lego-Bausteine befestigt werden. Die Federn sind aus Federdraht von 0,8 mm ϕ gewickelt und haben einen Außendurchmesser von 7 mm sowie eine Länge von 10 mm. Sie müssen mit leichter Vorspannung gewickelt sein.

Die Bausteine mit vier oder mehr Nocken feilt man zwischen den Nockenpaaren mit einer Rundfeile aus. Dann werden mit einer Reißnadel je zwei Löcher im Abstand von 12 mm gestochen und darin mit einer Klammer die Feder befestigt. Zum Schluß legt man die Klammer innen mit je einem Tropfen Uhu-Plus fest *(Bild 1* und *2)*.

So kann man Verbindungselemente mit einer, zwei oder noch mehr Federn herstellen, z. B. mit drei für Transistoren, 14 für integrierte Schaltungen. Potentiometer lassen sich in einem Blech befestigen, das senkrecht an einem Legostein angeklebt wird. Auch dabei dienen die Federn als Anschlußelemente.

Widerstände, Kondensatoren, Dioden usw. werden freitragend zwischen den Federn angeschlossen. Es genügt, mit einer Reißnadel oder einem Messer zwei Windungen der Feder zu spreizen und das Drahtende dazwischen zu führen. Die Vorspannung reicht vollkommen aus, um die Bauteile und Schaltdraht mechanisch zu halten sowie einen guten Kontakt zu sichern. Auf diese Weise lassen sich Schaltungsänderungen schnell und ohne Lötkolben durchführen. Die *Bilder 3* und *4* zeigen einige Beispiele von Versuchsschaltungen.

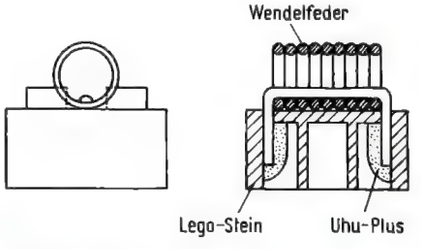


Bild 1. Aufbau eines Bausteines mit Feder zum Befestigen von Drähten

Bild 2. Einklemmen eines Schaltdrahtes mit einer Reißnadel (links)

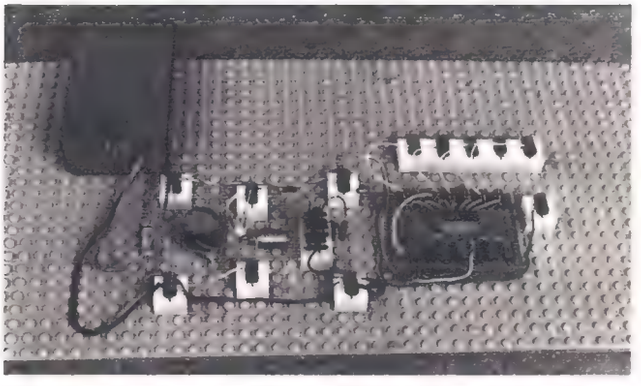


Bild 3. Versuchsaufbau eines Musteroszillators mit Frequenzteiler für eine elektronische Orgel

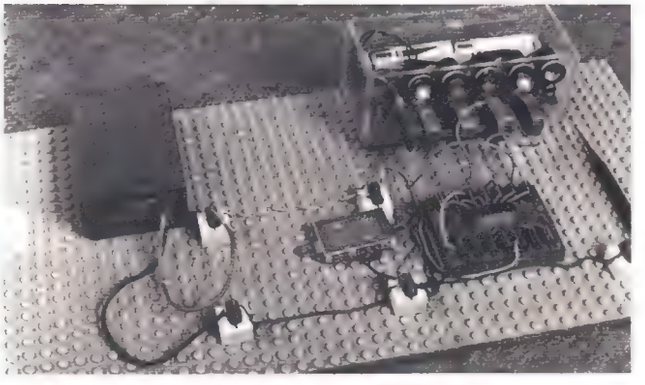


Bild 4. Versuchsaufbau einer elektronischen Zählschaltung

Hans Weisser, Horst F. Kannapinn

Digital-Frequenzanzeiger für die Amateurstation

Welcher Funkamateur, der jemals bei einer „Morgenrunde" mitmischte, kennt nicht das ungute Gefühl, mit seiner Frequenz danebenzuliegen oder hatte noch nicht – vor allem an den Bandenden – Bedenken bezüglich der Skalengenauigkeit seines Gerätes. Solche Probleme dürften der Vergangenheit angehören, seitdem es einen US-Bausatz für einen digitalen Frequenzanzeiger für Amateurstationen gibt.

Digitale Meß- und Prüfgeräte für industrielle Anwendungsbereiche werden schon seit Jahren in reicher Auswahl angeboten. Leider aber gingen die Funkamateure bisher immer leer aus, denn nur spät und sehr zögernd tauchen die ersten Digitalgeräte für den zivilen Bedarf, einschließlich des Amateurfunks, auf. Viele OMs liebäugeln schon seit Beginn der Digital-Aera mit einem Frequenzanzeiger für ihren Sender, Empfänger oder Transceiver. Leider aber eignen sich herkömmliche Digital-Frequenzzähler nicht für eine direkte Anzeige von SSB-TX- oder RX-Frequenzen, da es ohne Zusatzgeräte unmöglich ist, die Frequenzen des Senders, Empfängers oder Transceivers auf einen gemeinsamen Nenner zu bringen und somit eine genaue Anzeige der Arbeitsfrequenz zu erzielen. Seit kurzem sind SSB-Transceiver einiger bekannter Hersteller mit digitaler Frequenzanzeige auf dem Markt, interessant vor allem für diejenigen OMs, die sich mit der Absicht tragen, eine neue Station aufzubauen oder die vorhandene auf den letzten Stand der Technik zu bringen. Daß derartige SSB/CW-Transceiver mit Digitalanzeige nicht gerade billig sind, versteht sich von selbst.

Nun hat Heathkit unter der Typenbezeichnung SB-650 einen Digital-Frequenzanzeiger herausgebracht, der verhältnismäßig preisgünstig ist – vor allem als Bausatz – und sich zum Nachrüsten vorhandener Sender, Empfänger und Transceiver der Heathkit-SB- und HW-Geräteserien eignet, wozu keinerlei Zusatzgeräte erforderlich sind *(Bild 1)*. Der SB-650 läßt sich jedoch mit Einschränkungen und Änderungen auch für andere Amateurgeräte, z. B. von Collins, Drake, Hallicrafters, usw., verwenden. Darüber hinaus kann der SB-650 bei Reparatur- und Abgleicharbeiten auch als herkömmlicher Frequenzzähler zwischen 2 MHz bis über 40 MHz dienen.

Die Anzeige erfolgt beim SB-650 sechsstellig durch Glimmzifferröhren (Nixies) in kHz mit einer Auflösung von ±100 Hz bzw. ±1 der letzten Stelle. Obgleich sich moderne Amateurgeräte auf ±1 kHz genau eichen lassen, ergeben sich mitunter Frequenztoleranzen zwischen 400 Hz und 1 kHz, die auf die unvermeidlichen Linearitätsabweichungen des VFO zurückzuführen sind. Selbst bei einem vollständig quarzbestückten Empfänger ist es nicht immer sicher, daß die Arbeitsfrequenz haargenau stimmt, sofern nicht ein zuverlässiger Frequenzmesser bei der Abstimmung zur Verfügung steht.

Der Frequenzanzeiger SB-650 ist aus diesem Grunde ein wertvolles und zuverlässiges Hilfsmittel für eine schnelle und genaue Abstimmanzeige, zumal die Arbeitsfrequenz direkt und auf 100 Hz genau ablesbar ist. Noch wesentlicher erscheinen die Vorteile eines solchen Digital-Frequenzanzeigers in Verbindung mit Empfängern, bei denen die Abstimmung nicht linear erfolgt und bei denen die Eichmarken weit auseinander liegen.

Wird der SB-650 an einen Transceiver angeschlossen, so erfolgt die Anzeige der TX- oder RX-Frequenz direkt je nach der gewählten Betriebsart. Bei CW-Betrieb mit versetztem Träger kann die TX-Frequenz laufend überwacht werden – ein Vorteil, der sich ganz besonders an den Bandenden bemerkbar macht.

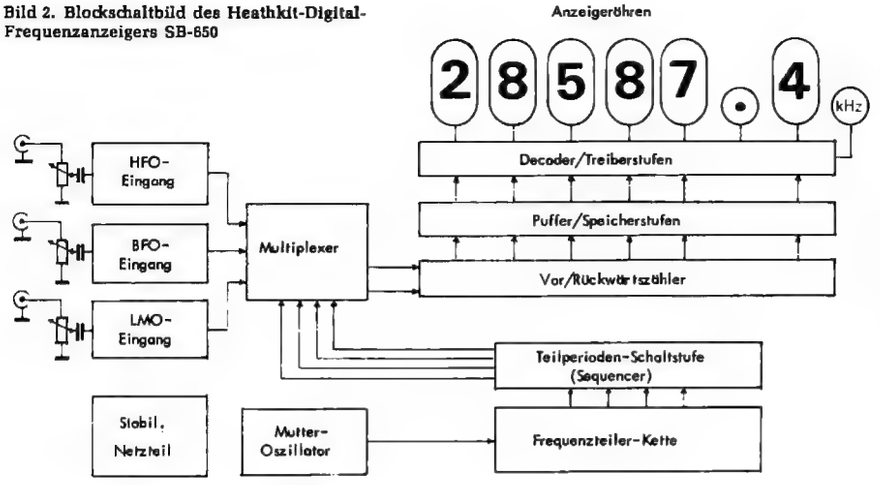
Technische Einzelheiten

Bei den bisher bekannten digitalen Frequenzanzeigen für Amateurfunkgeräte waren zusätzliche „Outboard-Mixer" erforderlich, bei denen durch individuell abgestimmte Kreise für die einzelnen Bandbereiche die Frequenzen der verschiedenen Oszillatoren je nach Betriebsart summiert oder differenziert wurden. Diese Mixer wiederum lieferten ein Signal, dessen Frequenz der jeweils eingestellten Arbeitsfrequenz des Senders oder Empfängers entsprach und das schließlich zur Steuerung der Decoder-, Treiber- und Display-Stufen des eigentlichen Anzeigeteils diente.

Beim SB-650 ging man einen völlig anderen Weg. Man kann dieses Gerät nämlich aufgrund seiner Konzeption eher als Frequenzrechner mit integrierter Anzeigefunktion bezeichnen, denn es besitzt im Gegensatz zu herkömmlichen Digital-Frequenzanzeigern drei separate Eingänge mit einem nachgeschalteten Vor/Rückwärtszähler, der wie folgt arbeitet: Die Frequenzen des HFO (High Frequency Oscillator) werden vorwärts, die des LMO (Linear Master Oscillator) oder VFO (Variable Frequency Oscillator) und des BFO (Beat Frequency Oscillator) jedoch *rückwärts* gezählt. Die „Countdown"-Summe der LMO- und BFO-Frequenzen wird von der HFO-

Bild 1. Der SB-650 im Betrieb mit einem Heathkit-Transceiver HW-101. Wegen seiner Temperaturempfindlichkeit sollte der Frequenzanzeiger niemals auf röhrenbestückte Geräte gestellt werden (wie man es leider häufig sieht)

Bild 2. Blockschaltbild des Heathkit-Digital-Frequenzanzeigers SB-650



Frequenz subtrahiert, wobei das Resultat nach dem bei Heathkit-Amateurgeräten üblichen Umsetzverfahren der tatsächlichen Arbeitsfrequenz des angeschlossenen Empfängers, Senders oder Transceivers entspricht.

Das nachstehende Beispiel zeigt wie dieses Resultat bei dem Transceiver HW-101, der auf 21296.4 kHz abgestimmt wurde, zustande kommt:

	HFO-Quarzfrequenz	29895.0 kHz
minus	BFO-Quarzfrequenz	– 3396.4 kHz
		26498.6 kHz
minus	LMO-Frequenz (variabel)	– 5202.2 kHz
=	tatsächliche Arbeitsfrequenz	21296.4 kHz

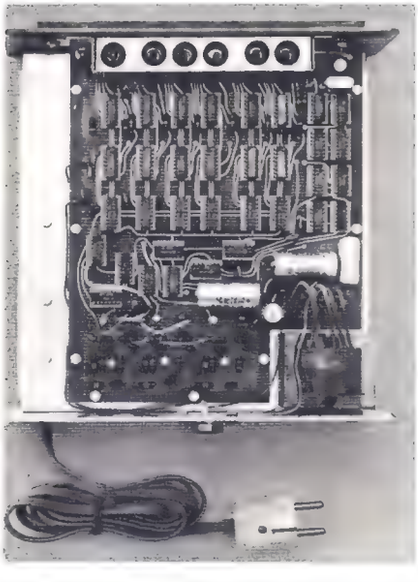


Bild 3. Die Oberseite des Gerätes SB-650. Sehr deutlich zeigt dieses Foto die klare und übersichtliche Bauweise. Sämtliche IS sind auf Steckfassungen montiert, desgleichen die sechs Nixie-Röhren, die zudem noch in einem stabilen Abschirmkäfig untergebracht sind

Die Blockschaltung *(Bild 2)* veranschaulicht die Arbeitsweise recht deutlich. Die HFO-, LMO- und BFO-Ausgangssignale des Senders, Empfängers oder Transceivers werden drei getrennten Eingangsstufen des SB-650 zugeführt, die durch Verwendung von FETs extrem hochohmig sind und daher die vorgeschalteten Oszillatorstufen kaum belasten. Nach Umsetzen der Eingangssignale in Logikimpulse und deren Formung in einer nachgeschalteten Transistorstufe gelangen sie an einen Multiplexer, der sie – durch einen recht aufwendigen Taktgeber gesteuert – in der richtigen Reihenfolge und innerhalb genau definierter Zeitabschnitte an den nachfolgenden Vor/Rückwärtszähler weiterleitet.

Als Taktgeber dient ein quarzstabiler 1-MHz-Mutteroszillator mit einer Frequenzteilerkette, die laufend Steuerimpulse von 160 ms Dauer für eine vollständige „Abfrageperiode", die mit der Rechen- oder Auszählzeit identisch ist, liefert. Diese Steuerimpulse werden in der nachgesetzten Teilerschaltung (auch Sequencer genannt) in vier Teilperioden von je 40 ms Dauer aufgeschlüsselt. Während der ersten dieser Teilperioden wird das HFO-Signal *abgefragt* und dem Vor/Rückwärtszähler zugeleitet, der daraufhin den ersten Meßwert erfaßt und speichert. Während der zweiten Teilperiode erfolgt die Rückwärtszählung der BFO-Frequenz, anschließend die der LMO-Frequenz, die während der dritten Teilperiode summiert und von der gespeicherten HFO-Frequenz subtrahiert werden. Die vierte Teilperiode schließlich beendet den Abfragezyklus und gibt den Speicher frei. Nach Durchlaufen der Pufferstufe und nach Umsetzen des Logiksignals in die digitale Lesart durch die Decoder/Treiberstufe erfolgt dann die eigentliche Anzeige, die auf 1/10 kHz genau ist. Die Fehlergrenze wird durch die Genauigkeit des 1-MHz-Mutteroszillators bestimmt und ist auf ±100 Hz bzw. ±1 der letzten Stelle festgesetzt. Da jeder Abfrage- bzw. Rechenvorgang nur 160 ms dauert, erfolgen also pro Sekunde sechs vollständige Frequenzmessungen, womit der SB-650 an die Rechengeschwindigkeit kommerzieller Zähler herankommt.

Der Selbstbau

Wie alle Amateurfunkgeräte liefert Heathkit auch den SB-650 wahlweise als Bausatz oder in betriebsfertiger Ausführung. Der Selbstbau dürfte für den versierten Amateur keinerlei Schwierigkeiten bereiten, sofern die überaus gründliche und ausführliche Bau- und Bedienungsanleitung (in englischer Sprache) genau beachtet wird. Auch für OMs mit wenigen oder keinen englischen Sprachkenntnissen ist der Selbstbau empfehlenswert. Zahlreiche bis ins kleinste Detail gehende Textabbildungen und großformatige, übersichtliche Verdrahtungspläne lassen den Text fast überflüssig erscheinen. Fast die gesamte Schaltung mit ihren sechs Transistoren und 35 IS ist auf einer einzigen, doppelseitig kaschierten Ferrocell-Leiterplatte untergebracht. Wichtig beim Zusammenbau ist die einwandfreie Beherrschung der Löttechnik, zumal der Selbstbau des SB-650 fast zu 90 % aus Lötarbeit besteht. Besondere Anforderungen an saubere und zuverlässige Lötstellen werden beim Einbau der IS- und Röhrenfassungen gestellt, da die Anschlußpunkte und die Leiterbahnen sehr dicht beieinanderliegen. Hier sollte man unter allen Umständen nur mit einem Feinlötkolben oder einem Niederspannungs-Lötgriffel arbeiten, sofern man nicht die Gelegenheit hat, die fertig bestückte Leiterplatte bei seinem Brötchengeber (falls dieser „in Elektronik" macht) mal schnell während der Frühstückspause durchs Tauchlötbad laufen zu lassen. Ansonsten braucht man für den Zusammenbau bei genauer Beachtung der Bau- und Bedienungsanleitung und gewissenhafter Löterei etwa sieben Stunden. Für den Zusammenbau des SB-650 sollte man sich viel Zeit und die nötige Ruhe gönnen. Das ist enorm wichtig, denn die Erfahrung hat gezeigt, daß Ungeduld und wilde Hatz beim Selbstbau leicht zu Flüchtigkeitsfehlern führen, die hinterher nur schwer zu finden sind und einem den ganzen Spaß am Selbermachen verderben.

Die Konstruktion des Geräts kann man als ausgesprochen *servicefreundlich* bezeichnen *(Bild 3)*. Alle 35 IS und die sechs Nixie-Röhren sind auf Steckfassungen montiert; sie lassen sich daher im Bedarfsfall leicht auswechseln. Beim Einbau der IS und der Röhren ist jedoch unter allen Umständen darauf zu achten, daß deren recht dünne Sockelstifte nicht verborgen werden, da das Gerät sonst nur noch „Hausnummern" anzeigt. Der

Dezimalpunkt steht fest vor der letzten Anzeigestelle und wird wie die kHz-Anzeige durch eine kleine Neon-Glimmlampe dargestellt. Außer einem Netzschalter und drei Potentiometern zum Einstellen der Eingangspegel für den HFO, LMO und BFO besitzt das Gerät keine weiteren Bedienungselemente. Die drei genannten Einsteller sind auf der Chassis-Unterseite angebracht und durch Öffnungen im Bodenblech ohne Abnehmen des Gehäuses zugänglich *(Bild 4)*. Sie werden nur einmal, d. h. vor der ersten Inbetriebnahme eingestellt, womit auch schon der ganze Abgleich des SB-650 vergessen ist. Das Gerät ist in einem relativ flachen Ganzmetallgehäuse mit stabilem Chassis untergebracht und paßt in Form und Farbe zur Heathkit-SB-Line.

Anschluß und Inbetriebnahme

Der SB-650 besitzt ein eingebautes Netzteil und kann mit Netzspannungen zwischen 105...125 V, bzw. 210...250 V ~ bei 50...60 Hz Netzfrequenz betrieben werden.

Vor der Inbetriebnahme sind am Sender bzw. Empfänger einige kleinere Änderungen vorzunehmen, die sich im wesentlichen auf die Herstellung gut abgeschirmter Drahtverbindungen zwischen den Oszillator-Ausgängen und den Cynch-Buchsen an der Rückwand des verwendeten Gerätes beschränken. Je nach Gerät sind auch noch zusätzliche Buchsen anzubringen, vorhandene Buchsen mit 100-Ω-Widerständen zu überbrücken und bei den Sendern SB-400 und SB-401 noch Hf-Drosseln einzubauen – dies jedoch nur in den Fällen, bei denen jene Sender mit den Empfängern SB-300 und SB-301 für Transceive-Betrieb zusammengeschaltet werden. Die erforderlichen Buchsen, Widerstände und das einadrige Spezialkabel mit besonders dichter Abschirmung zur Herstellung der internen Verbindungen liegen dem Bausatz des SB-650 bei. Die Umrüstung der Sender, Empfänger und Transceiver wird in der Bau- und Bedienungsanleitung ausführlich beschrieben und durch übersichtliche Abbildungen verständlich gemacht.

Der Anschluß des SB-650 an Sender, Empfänger oder Transceiver des gleichen Herstellers ist problemlos. Zunächst wird die Verbindung zwischen dem LMO des Gerätes und dem LMO-Eingang des SB-650 hergestellt und der zugehörige Pegelregler so eingestellt, daß sich eine stabile Anzeige ergibt. Verwunderlich dabei ist lediglich, daß das LMO-Signal, dessen Frequenz zwischen 5,0 MHz und 5,5 MHz liegt, am SB-650 mit 95 000 kHz angezeigt wird. Der Grund dafür ist einfach zu erklären: der SB-650 zählt hier nicht vorwärts, sondern beim Null-Bezugspunkt beginnend, rückwärts.

Als nächstes wird das BFO-Signal in den SB-650 eingespeist und dessen Pegel wie oben beschrieben, eingestellt. Auch hier zeigt der SB-650 den obskuren Wert von 91 603.6 kHz an – in diesem Fall handelt es sich um die Summe von LMO- und BFO-Frequenz (etwa 8400 kHz), die von der Null-Bezugsmarke abgezogen wird. Abschließend wird der HFO des Gerätes mit dem entsprechenden Eingang des SB-650 verbunden und der Eingangspegel eingestellt. Erst jetzt zeigt der SB-650 die tatsächliche Arbeitsfrequenz des angeschlossenen Gerätes an, die sich durch die Verarbeitung der vorher eingespeicherten Werte ergibt. Bei der HFO-Frequenz kommt es in besonderem Maß auf die Reinheit der Wellenform des Eingangssignals an. Wird beispielsweise der Empfänger SB-303 zusammen mit dem SB-650 betrieben, so müssen evtl. die HFO-Spulen etwas nachgestimmt werden, um eine einwandfreie und stabile Anzeige auf ±100 Hz, bzw. ±1 der letzten Stelle zu erzielen. Bei allen anderen Heathkit-Amateuergeräten erübrigt sich diese Nacheinstellung des HFO. Was die Genauigkeit des Mutteroszillators im SB-650 anbetrifft, so ist diese durch die 1-MHz-Quarzzeitbasis bereits gegeben. Eine Nacheichung kann von Zeit zu Zeit durch Vergleich mit einem WWV-Zeitnormalsignal durchgeführt werden.

Schließlich noch ein Wort zur richtigen Aufstellung des Gerätes. In in- und ausländischen Amateurfunk-Zeitschriften sieht man immer wieder Fotos geradezu märchenhaft ausgestatteter Stationen, deren stolze Besitzer den Frequenzanzeiger auf einen röhrenbestückten Sender, Empfänger oder Transceiver gestellt haben, weil das ja so praktisch ist und ungeheuer viel Eindruck macht. Leider wird hierbei übersehen, daß IS-bestückte Geräte sehr temperaturempfindlich sind. Die zulässige Betriebstemperatur des SB-650 erstreckt sich von 0° bis +40° C. Ein Transceiver mit zwei dicken PA-Röhren entwickelt jedoch sehr viel Hitze. Der SB-650 sollte daher möglichst weit von Röhrengeräten, Heizungen oder anderen wärmeentwickelnden Geräten entfernt aufgestellt werden.

Anmerkungen zum Betrieb

Bedingt durch die Auflösung von 1/10 kHz kann die letzte Stelle beim Betrieb des SB-650 um ±1 variieren. Liegt die Frequenzgenauigkeit des angeschlossenen Gerätes jedoch innerhalb der 100-Hz-Grenze, so *steht* auch diese letzte Stelle des SB-650 bombenfest. Beim Anschluß an einen Empfänger zeigt das Gerät jeweils die Frequenz des RX-Signals an. Die genaue Frequenzbestimmung eines empfangenen Signals erfolgt generell durch Einstellung auf Träger-Schwebungsnull, bei SSB-Signalen durch Optimierung der Sprachverständlichkeit. Bei Verwendung steilflankiger CW-Filter für Telegrafiebetrieb fallen die Nf-Frequenzen am unteren Ende des nutzbaren Spektrums spürbar ab, wodurch die Einstellung auf Schwebungsnull etwas schwieriger ist. Beim Empfang von AM-Signalen ist deren Frequenz ebenfalls nach dem Schwebungsnull-Verfahren, und zwar bei eingeschalteten BFO, zu ermitteln. Bei abgeschaltetem BFO ergibt sich eine Fehlanzeige des SB-650, die um die Zf-Frequenz höher als die tatsächliche RX-Frequenz liegt. Arbeitet der BFO jedoch im Zusammenhang mit einem Produktdetektor, so kann der Empfänger im AM-Bereich genau so einfach wie bei SSB-Betrieb auf optimale Sprachqualität abgestimmt werden.

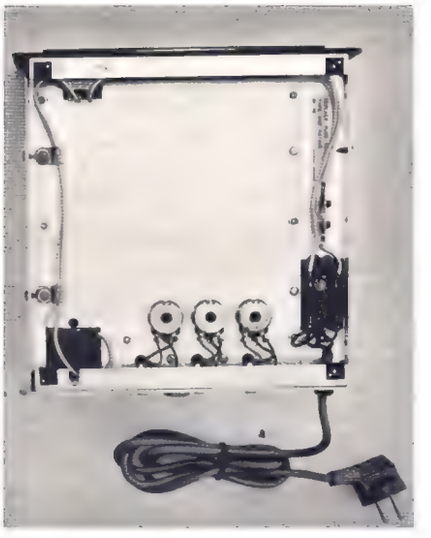


Bild 4. Diese drei Potentiometer zur Pegelregelung der Oszillator-Eingangssignale werden nur einmal bei der ersten Inbetriebnahme eingestellt. Einen Abgleich im herkömmlichen Sinne gibt es beim SB-650 nicht

Die Verwendung des SB-650 mit anderen Amateurgeräten

Obgleich der SB-650 in erster Linie auf die Verwendung mit Heathkit-Geräten zugeschnitten ist und das Handbuch keine detaillierten Angaben über die Verwendbarkeit dieses Frequenzanzeigers in Verbindung mit Amateurgeräten anderer Hersteller enthält, läßt sich dennoch folgende Aussage machen: Grundsätzlich kann der SB-650 mit allen Geräten betrieben werden, deren HFO-Frequenz *höher* als die Signalfrequenz ist und bei denen die HFO-Frequenz abzüglich der Summenfrequenz der anderen Oszillatorstufen *gleich* der Signalfrequenz ist. In Formeln ausgedrückt gilt

folgende Faustregel für Einfachsuperhets:

$$f_{hfo} + f_{bfo} = f_{sig}$$

und diese Formal für Doppelsuper:

$$f_{hfo} - (f_{vfo} + f_{bfo}) = f_{sig}$$

Ein Betrieb des SB-650 mit Dreifachsupern ist nicht möglich.

Eine weitere Grundbedingung für den Anschluß des SB-650 an Geräte anderer Hersteller ist das Vorhandensein ausreichend starker Oszillator-Ausgangssignale, die durch die ohnehin hochohmige Eingangsschaltung des SB-650 weder bedämpft noch sonstwie beeinflußt werden dürfen. Notfalls kann eine Anpassung durch den nachträglichen Einbau von Puffer-, Source- oder Katodenfolgestufen vorgenommen werden.

Beim Anschluß des SB-650 an Collins-Geräte ist zu bedenken, daß diese in allen Bandbereichen über 12 MHz mit der 2. Oberwelle des HFO-Quarzes arbeiten. Es muß also darauf geachtet werden, daß nur diese 2. Harmonische an den SB-650 gelangt, um Fehlanzeigen durch die Frequenz der Grundwelle von vornherein auszuschließen. Auch der Drake-Empfänger R4B kann ohne nennenswerte Eingriffe in die Grundschaltung an den SB-650 angeschlossen werden. Aufgrund des bei Swan angewandten Überlagerungsverfahrens ist der SB-650 nur für das 80-m-Band dieser Empfänger zu verwenden. Die Mehrzahl der japanischen Geräte, wie z. B. die von Yaesu-Musen, eignet sich überhaupt nicht für den Betrieb mit dem SB-650, während der Betrieb mit US-Fabrikaten, wie z. B. dem Drake TR-4 und dem Hallicrafters SX-146, nur im 14-MHz-Bereich nicht möglich ist. ■

Mein Hobby: Fernseh-DX

Seit ich im Jahre 1961 zum ersten Mal in Beemster/Nordholland die spanische Station Navacerrada 2 TVE im Kanal 2 auf dem Bildschirm sah, betreibe ich dieses Hobby.

Ich habe natürlich meine Anlage inzwischen geändert und vieles verbessert. So besitze ich einen 22 m hohen, galvanisierten Antennenmast mit dreieckigem Querschnitt, der auf einem Betonfundament steht *(Bild 1)*. Er wiegt rund 1 t. Der Mast ist besteigbar, um Reparaturen und Änderungen bequem durchführen zu können. Ich habe den Mast mit Freunden selbst gebaut und ungefähr 500 hfl (1 hfl ≈ 1 DM) dafür ausgegeben. Oben befinden sich ein CDE-A-33-Rotor mit nachgenannten Antennen:

1. Band III: Fesa-13-Fa-Antenne mit Polytron-Band-III-Verstärker (24 dB).
2. Band II (UKW): U-6-Antenne mit Polytron-Band-II-Verstärker (16 dB).
3. Band I (Kanal 2 bis 4): Fesa 3 Ra K 4 mit Polytron-Band-I- und II-Verstärker (18 dB).
4. Band IV (Kanal 21...37): Fesa 418 U 37 mit abstimmbarem Schrader-Verstärker (22 bis 30 dB).
5. Band IV (Kanal 21...65): Fesa 418 U 60 mit Schrader-Verstärker (abstimmbar) und Schrader-Folgeverstärker (50 bis 58 dB).

Etwas tiefer am Mast ist noch eine Antenne für die Kanäle 21 bis 46 angebracht, die auf abgestimmte Verstärker für die Kanäle 35, 46 und 48 arbeitet. Die VHF-Signale werden auf Koaxialrelais geleitet, die von unten fernbedienbar sind. Alle Signale werden getrennt nach unten über Koaxialkabel geführt. Zur Wiedergabe dienen zwei Fernsehgeräte, ein älteres für fünf Normen und ein modernes Farbgerät.

◀ Bild 1. Die Antennenanlage des Verfassers. Der Mast ist 22 m hoch und steht auf einem Betonfundament

Die DX-Ergebnisse sind erstaunlich. Ich habe bis jetzt 449 Fernsehsender aufgenommen und die Sendungen im Bild festgehalten. Trotzdem nimmt die Anzahl von fernen Stationen noch jede Woche zu. Einige sehr entfernte Sender sind z. B.: RUV in Island, ferner Sender aus der Ukraine und von der Krim. Hinzukommen Stationen aus Jugoslawien. In *Bild 2* sind Schirmaufnahmen entfernter Stationen zusammengestellt.

R. J. Muntjewerff, Beemster/Holland

Fernempfang von Fernsehsendern ebenso wie von UKW-Sendern ist physikalisch bedingt bei extremen Wetterlagen möglich (vgl. UKW-Überreichweiten und Wetterverlauf, Heft 21/1971, S. 685, und Heft 22, S. 735). Die hier beschriebene Empfangsanlage eines Lesers in den Niederlanden wollen wir als Beispiel vorstellen, wie weit man sein Hobby treiben kann. Wir bitten jedoch unsere Leser, von Einsendungen eigener Bildschirmaufnahmen abzusehen, da wir hieraus keine ständige Rubrik machen wollen.

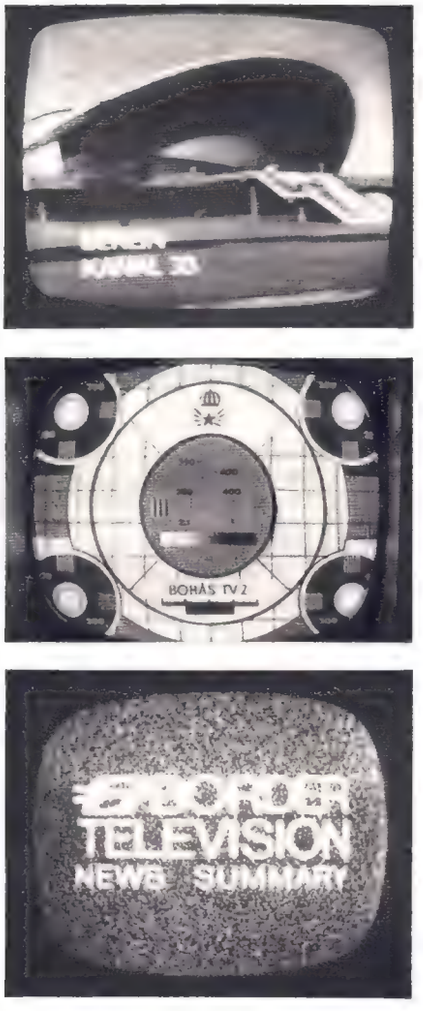


Bild 2. ▶ Schirmbilder von sehr weit entfernten Fernsehsendern

Joachim Hollmann

Elektronischer Kuckuck mit einstellbarer Rufzahl

Die von Intermetall für Orgelanwendungen entwickelte integrierte Schaltung TCA 430 enthält vier RC-Kippschaltungen, aus denen durch geeignete Verkopplung ein elektronischer Kuckuck aufgebaut werden kann. Die hier vorgeschlagene Schaltung nimmt im Wartezustand keinen Strom auf, gibt nach einem Startbefehl eine vorgewählte Zahl von Terzrufen ab und schaltet danach in einer Rufpause selbsttätig wieder in den stromlosen Wartezustand zurück.

Seit den archaischen Anfängen der Elektrotechnik wird die Menschheit vom Wagnerschen Nervenhammer gepeinigt, in dessen Folge Hupen, Telefonklingeln und ähnliche Neurosen fördernde Marterwerkzeuge erfunden wurden. Bei mir ruft nun der Kuckuck, wenn jemand Einlaß begehrt oder wenn die Kinder die Etagentür offenstehen ließen. Der sympathische Ruf könnte auch in Kaufhäusern, Fabriken oder Bahnhöfen die Aufmerksamkeit für Ansagen wecken, aus Wartezimmern den Nächsten abrufen oder die Ortung entflohener Schildkröten erleichtern, wenn ihnen zuvor die handliche Schallquelle auf den Panzer geschnallt wurde.

Bild 1 zeigt die Gesamtschaltung des elektronischen Kuckucks. Takt- und Signalfrequenzen sowie deren logische Verknüpfung und der Stop-Befehl werden in der integrierten Schaltung TCA 430 erzeugt, die als Vierfach-Oszillator für elektronische Orgeln entwickelt wurde [1].

Der Baustein TCA 430 enthält vier getrennte RC-Kippschaltungen mit internen Spannungsstabilisierungsstufen. Jede Kippschaltung besteht aus einem Schmitt-Trigger mit einer Hysterese von einigen Volt, einem Gegentakt-Ausgang und einem npn-Endverstärkertransistor. Beim Oszillatorbetrieb wird der Gegentaktausgang über ein extern anzuschließendes frequenzbestimmendes RC-Glied mit dem Triggereingang verbunden. Das rechteckförmige Ausgangssignal wird am externen Kollektorwiderstand des npn-Ausgangstransistors entnommen. Es hat die gleiche Phasenlage wie die Spannung am Gegentaktausgang.

Zu Zwecken der Verknüpfung von Rechtecksignalen, wie Bildung periodischer Impulsgruppen, Phasenumkehr oder Phasenverschiebung, kann jeder der drei übrigen in der integrierten Schaltung TCA 430 enthaltenen Triggereingänge von einem Gegentaktausgang über RC-Glieder, Dioden oder direkt angesteuert werden. Diese Möglichkeit wird in der Schaltung des elektronischen Kuckucks nach Bild 1 vorteilhaft ausgenutzt, so daß keine integrierten Digitalschaltungen erforderlich sind.

Leser mit Hang zur „Logelei" mögen sich die Wirkungsweise der Schaltung anhand des Impulsdiagrammes *(Bild 2)* ausknobeln. Die in den Indizes der Spannungsverläufe stehenden Zahlen beziehen sich auf die Anschlüsse der IS TCA 430.

Im Ruhezustand ist die Schaltung völlig stromlos. Nach Drücken der Starttaste wird solange Spannung über die Selbsthalteschaltung T 1, T 2 an den TCA 430 und an den aktiven Tiefpaß T 3 gelegt, bis an Anschluß 7 Nullpotential erscheint, welches den Selbsthaltekreis wieder sperrt (sofern nicht zu diesem Zeitpunkt der Startkontakt noch geschlossen ist).

Die Schaltung erzeugt stets vollständige Kuckucksrufe. Sie kann sich nur in den Pausen zwischen zwei Rufen abschalten. Die erste, höhere, Frequenz des

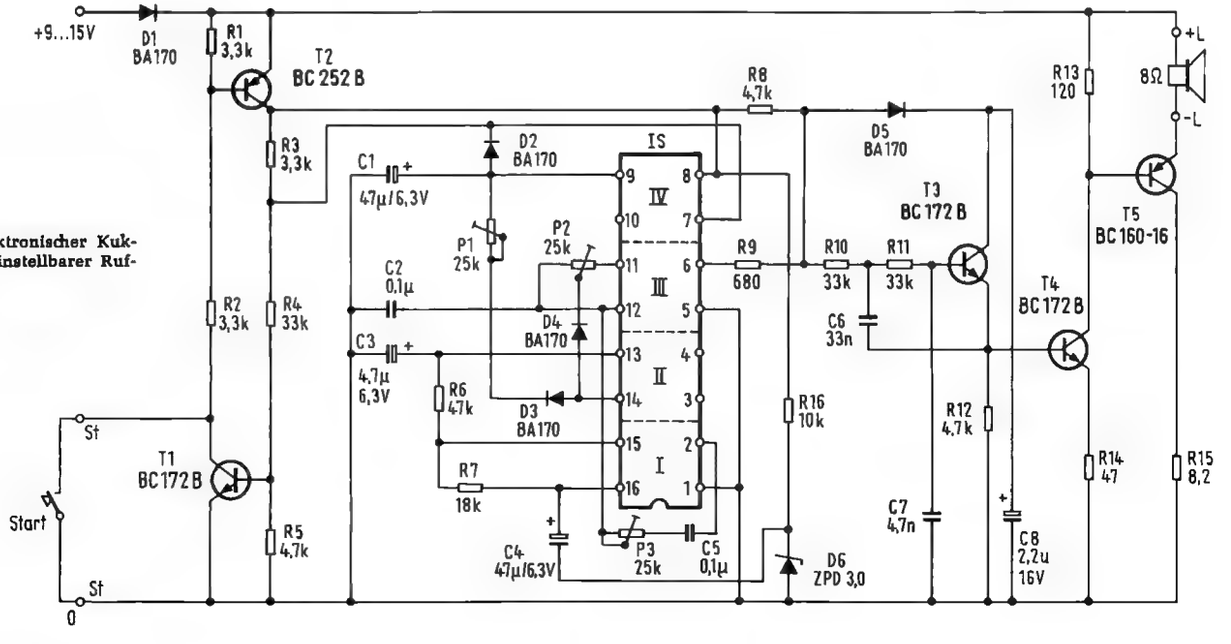


Bild 1. Elektronischer Kukkuck mit einstellbarer Rufzahl

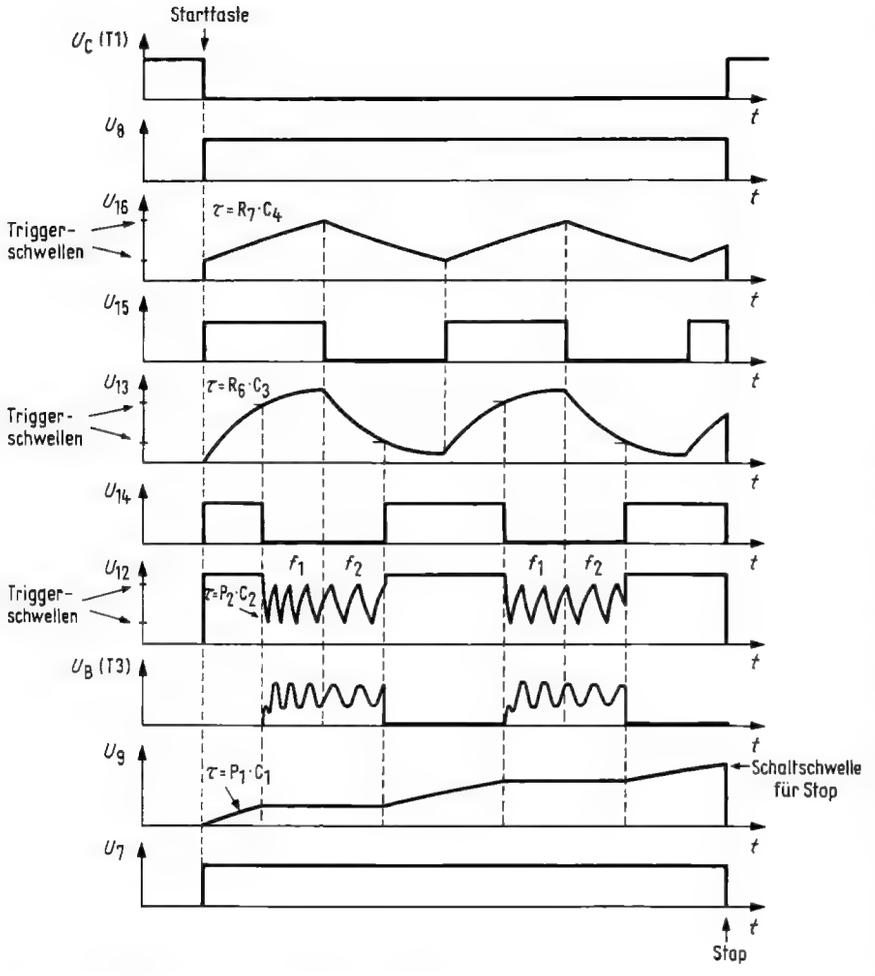


Bild 2. Impulsdiagramm zum elektronischen Kuckuck

Rufes wird mit P 2 eingestellt, das Intervall zum zweiten Ton mit P 3. Der natürliche Kuckucksruf erstreckt sich über die große Terz fis – d. Das Potentiometer P 1 gestattet die Wahl einer Rufzahl zwischen eins und etwa zehn. Bleibt die Starttaste bis über den Zeitpunkt der selbsttätigen Abschaltung hinaus geschlossen, so ruft der Kuckuck ohne Unterbrechung weiter.

Die für den Transistor T 5 angegebene Kühlfahne wird nur dann benötigt, wenn der Kuckuck bisweilen im Dauerbetrieb strapaziert werden soll. Die Schaltung kann aus drei 4,5-V-Flachbatterien oder einem 12-V-Netzteil gespeist werden. Der Arbeitsstrom beträgt ca. 300 mA. Gegen Falschpolung ist die Schaltung durch die Diode D 1 geschützt.

Anschlußbelegung der Printplatte (Bild 3): Versorgungsspannung zwischen „0" (Minuspol) und „12 V" (Pluspol), Lautsprecher 8 Ω zwischen „L+" und „L–", die Starttaste verbindet die beiden Punkte „St" miteinander. Bei der Bestückung ist auf richtige Polung der Dioden, der Tantalkondensatoren und des Bausteines TCA 430 zu achten (vgl. *Bild 4*). Die Spezialteile sind in der *Tabelle* zusammengefaßt.

(I 112)

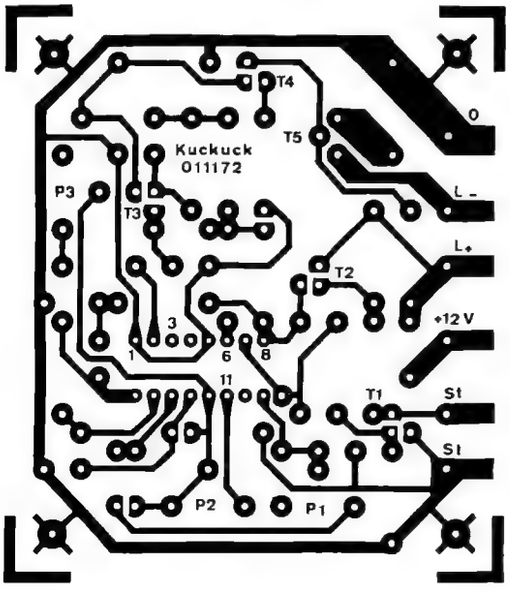
Im Mustergerät verwendete Spezialteile

1 integrierte Schaltung TCA 430
3 npn-Transistoren BC 172 B
1 pnp-Transistor BC 252 B
1 pnp-Transistor BC 160-16
1 Kühlfahne KF 25-10 (Austerlitz) oder KF 5-10 (Fischer)
5 Si-Dioden BA 170
1 Z-Diode ZPD 3,0
1 Miniatur-Lautsprecher 8 Ω SEL-Best.-Nr. LP 50/63 T

Alle Halbleiter von Intermetall.

Literatur

[1] *M. Lorkovic, W. Stern*: Der Vierfach-Orgeloszillator TCA 430 und seine Anwendung. Funk-Technik 27 (1972), Nr. 18, S. 656...658.



◀ Bild 3. Gedruckte Schaltung, Kupferseite

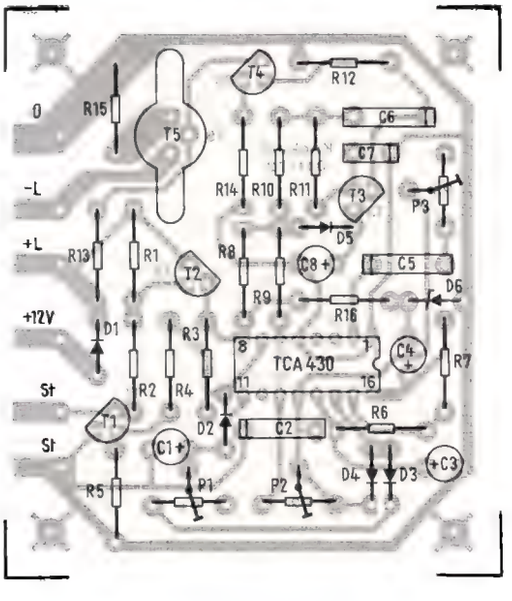


Bild 4. ▶ Bestückungsplan für Bild 3. Den Bausatz liefert ITT Schaub-Lorenz, Abt. Lehr- und Hobbykits

Hans Martin Laun

Mehrpoliger digitaler Umschalter

Des öfteren benötigt man mehrpolige Umschalter, z. B. um verschiedene vielpolige Kanäle auf ein gemeinsames Display zu legen. Wo es nicht auf hohe Schaltgeschwindigkeiten ankommt, kann man mit einem kleinen Trick sehr einfach ans Ziel kommen.

Eine integrierte Schaltung vom Typ SN 7405 enthält sechs Inverter mit Eintaktausgängen. Wird die Versorgungsspannung von +5 V abgetrennt, so sind alle Ausgangstransistoren dieser IS gesperrt, unabhängig von den logischen Zuständen an den Eingängen. Schaltet man die Ausgänge verschiedener IS zusammen *(Bild 1)*, so betreibt jeweils nur diejenige IS die Ausgänge, die über einen Schalter S an die 5-V-Versorgungsspannung geschaltet ist und ihre Eingangsinformation erscheint am gemeinsamen Kollektorwiderstand invertiert. Ein nachgeschalteter Inverter SN 7404 erzeugt durch erneute Inversion wieder die Eingangsinformation.

Der Umschalter nach Bild 1 ist sechspolig ausgelegt. Soll der Umschalter auf 6×n Pole erweitert werden, sind pro Kanal n Bausteine SN 7405 zu verwenden, deren +5-V-Versorgungen parallel geschaltet sind. Die Kanalzahl kann bis auf zehn ausgedehnt werden.

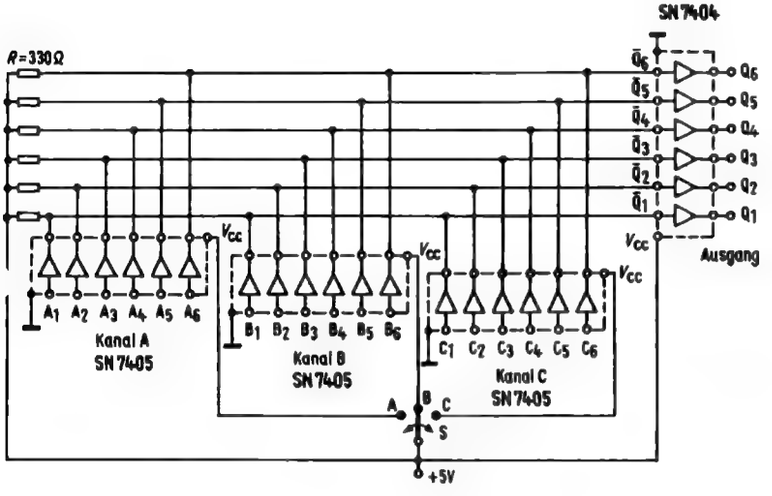


Bild 1. Schaltung des mehrpoligen digitalen Umschalters

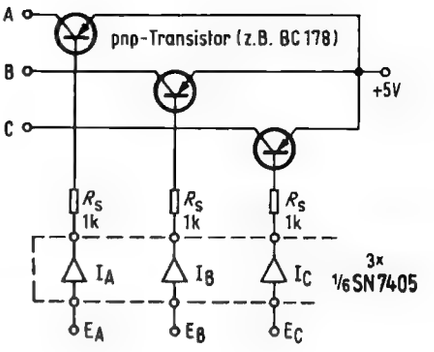


Bild 2. Elektronischer Schalter

Anstatt über einen mechanischen Schalter S kann die Wahl des Kanals auch elektronisch erfolgen *(Bild 2)*. Wird Kanal B angewählt, so ist E_B auf logisch 1 zu setzen, und der Inverter I_B schaltet über R_s den Transistor in der Versorgungsleitung B auf. Soll die Anwahl im BCD-Code erfolgen, so läßt man die Decodierung und Ansteuerung der Transistoren durch einen Decoder SN 7441 vornehmen, der Eintaktausgänge besitzt und nur über den gerade angewählten Ausgang Strom zieht. Die Widerstände R_s werden direkt an die Decoder-Ausgänge gelegt.

Bitte an unsere Mitarbeiter

Unsere Anschrift für die Einsendung von Manuskripten oder von Anfragen ist Redaktion FUNKSCHAU, **8 München 37, Postfach 370120.**

Bei Eilboten und Einschreiben lautet sie dagegen **8 München 2, Karlstr. 37.**

W. Hamer

Ansprech- und Nachhalteautomatik

Es sollte eine einfache aber betriebssichere Schaltung für die Auftastung eines Funkempfängers bei bestimmten Tonrufen und das anschließende Aufhalten bei nachfolgender Modulation entwickelt werden. Sobald die Modulation ausfällt soll die Auftastung nach etwa 10...15 s aufgehoben werden.

Bild 1 zeigt das Prinzip eines solchen Selektivschalters. Die Schaltung nach *Bild 2* besteht aus zwei Eingängen für die Einkopplung des verstärkten Selektivruftons und des Nf-Signals. Die jeweils zwei Dioden dienen zur Gleichrichtung der Signale. Die folgende RC-Kombination enthält zusammen mit der Basis-Emitter-Strecke des Transistors BC 108

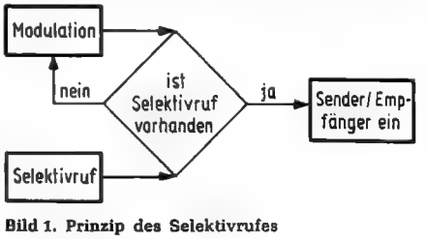


Bild 1. Prinzip des Selektivrufes

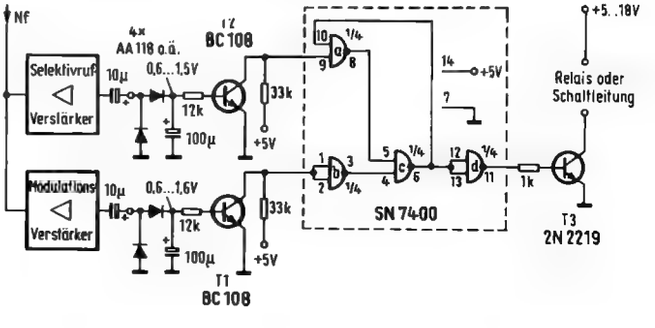
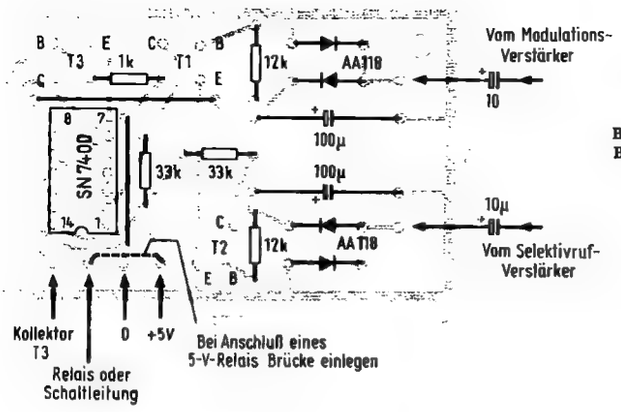


Bild 2. Schaltung der Ansprecher und Nachhalteautomatik



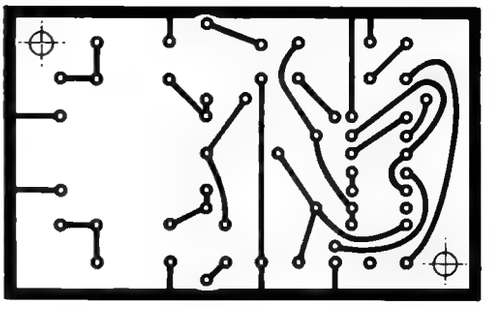


Bild 3. Platine mit Bestückungsplan

eine bestimmte Zeitkonstante für die Nachhaltezeit von 10 bis 15 s. Dabei muß der Elektrolytkondensator von 100 µF auf etwa 1 V aufgeladen werden.

Die Logigverknüpfung besteht aus vier NAND-Gattern, die in einer integrierten Schaltung SN 7400 zusammengefaßt sind. Die Gatter a und c arbeiten als Flipflop, die Gatter b und d als Inverter. Der Transistor 2 N 2219 ist als Schalttransistor eingebaut. In die Kollektorleitung kann ein Relais oder direkt die Minusleitung eines kleinen Transistorsenders oder bei Empfängerschaltungen die Minusleitung des Transistor-Nf-Verstärkers angeschlossen werden. Bei Verwendung eines 5-V-Relais wird zweckmäßigerweise eine Brücke vom 5-V-Punkt an die Betriebsspannung 5...18 V gelegt und zwischen den Kollektoranschluß von T 3 und dem vorhergenannten Stützpunkt das Relais eingesetzt.

Die Schaltung ist auf einer Platine in der Größe 65 m × 40 m untergebracht. *Bild 3* zeigt die Bestückungs- und Leiterbahnseite.

Armin Madöry

Ein vielseitiges Transistormeßgerät

2. Teil

Der erste Teil dieses Beitrages in Heft 4, Seite 129, erläuterte zunächst das Meßprinzip und ging dann auf Details in der Schaltung ein.

Wie aus dem Schema des Differenzverstärkers *Bild 15* zu sehen ist, wurde für seine Eingangsstufe ein Dualtransistor verwendet. Diese Stufe kann eventuell auch nach Bild 13 aus zwei Einzeltransistoren BF 184 zusammengestellt werden. Durch diese Maßnahme wird die Stabilität des Verstärkers gegenüber Temperaturschwankungen wesentlich verbessert. *Bild 16* zeigt den Aufbau dieses Verstärkers. Die beiden RC-Glieder verhindern die Selbsterregung. Für die Dimensionierung der Leistungs-Endstufe ist maßgebend, daß sie bei 45 V einen Strom von maximal 100 mA abgeben muß. Um die Speisung dieses Verstärkers möglichst einfach zu halten, hat die Hilfsspannung D – E im Netzteil[1]) keine Verbindung mit der Meßspannung B – C. Diese wird erst durch den Schalter S 5 C[2]) hergestellt, und zwar so, daß die Differenz dieser Spannungen von 45 V – 6,6 V immer in der Richtung zur Verfügung steht, wie sie von der Leistungs-Endstufe zur Ansteuerung des Prüflings benötigt wird. Das heißt also bei pnp-Transistoren positiv und bei npn-Transistoren negativ.

Die Meßtaste soll drei Stromkreise schließen. Da eine solche Taste nicht zur Verfügung stand, wurde ein Hilfsrelais verwendet. Die Taste steuert dieses Relais, und schaltet zudem die Nebenwiderstände zum Seriewiderstand der Z-Diode für die Meßspannung bei großen Meßströmen. Je ein Kontakt des Relais dient zur Einschaltung des Anzeige stromkreises bei der h_{FE}-Messung und der Verbindung im Basisstromkreis des Prüflings.

Der Anzeigestromkreis besteht aus zwei antiparallel geschalteten Dioden zur Kompensation der Basis-Emitter-Spannung des Prüflings, dem Netzwerk mit den VDR-Widerständen und dem 50 µA Instrument. Für das Mustergerät standen VDR-Widerstände vom Typ E 299 DG/S 850 von Philips zur Verfügung. Leider mußte ich inzwischen feststellen, daß es sich hier um einen Spezialtyp handelt, der wahrscheinlich nicht leicht zu beschaffen ist. Für den Nachbau müssen also Ersatztypen gesucht werden, mit denen der Anfang der Skala gedehnt und damit das Skalenende gerafft werden kann. Da die Endstufe des steuernden Verstärkers sehr kräftig ist, können die Seriewiderstände bedenkenlos reduziert werden. *Bild 17* zeigt die Wirkung des Netzwerkes im Mustergerät. Die Kurven werden mit einer variablen Gleichspannung und einem Universalinstrument aufgenommen wie folgt:

Der Ausgang des Differenzverstärkers wird vom Entzerrernetzwerk getrennt. Nach den beiden Dioden wird die variable Spannung eingespeist. Dabei kann vorgegangen werden, wie *Bild 18* zeigt.

1) 2) siehe 1. Teil in Heft 4.

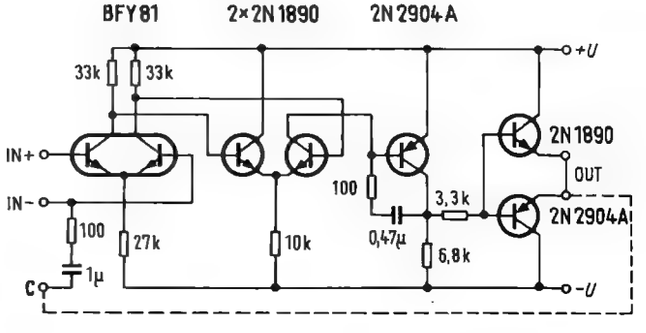
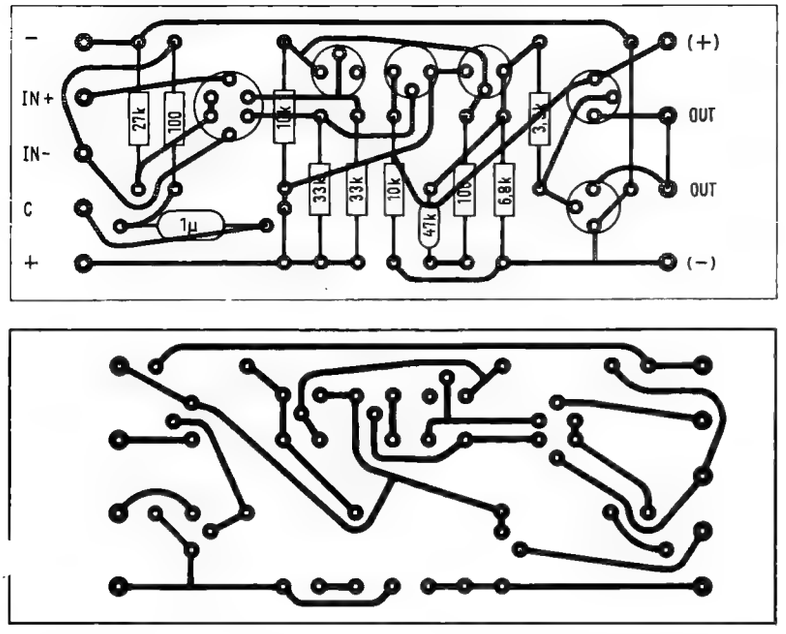


Bild 15. Schaltung des Differenzverstärkers



▲ Bild 16. Aufbau des Differenzverstärkers auf einer Platine

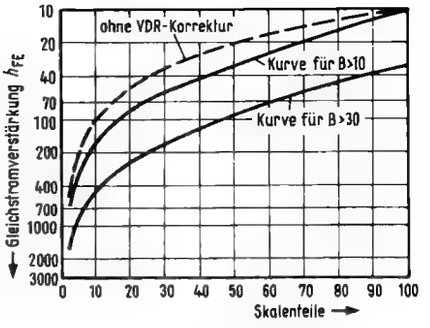


Bild 17. Kurven für die Skaleneichung

Mit 33 V, entsprechend zum Beispiel $I_B = 1$ mA an 33 kΩ im Bereich $I_C = 10$ mA, muß das Instrument auf Vollausschlag entsprechend h_{FE} (B) = 10 stehen. Die halbe Spannung 16,5 V entspricht $h_{FE} = 20$, 1/3 = 11 V entspricht $h_{FE} = 33$ usw. Eine Meßwerttabelle kann auf diese Art leicht errechnet werden. Mit ihrer Hilfe kann man dann die Skala eichen. Wie eine Printzeichnung wird diese dann vergrößert gezeichnet, fotografiert und im richtigen Maßstab für das Einkleben in das Anzeigeinstrument vergrößert (Bild 11).

Wenn die Z-Diode die Meßspannung nicht genau auf 6,6 V stabilisiert, so ist der Spannungsteiler R 1/R 2 so abzugleichen, daß über R 1 genau 3,3 V abfallen. Um das Nullpunktpotentiometer für die h_{FE}-Messung einzustellen, wird wie folgt vorgegangen:

Ein Hilfspotentiometer ist an die Klemmen C und E für den Prüfling anzuschließen und ungefähr auf den Wert des gleichzeitig gewählten Kollektorwiderstandes einzustellen. Mit gedrückter Meßtaste sucht man die Stelle am Hilfspotentiometer auf, an der der Zeiger des Meßinstrumentes auf das andere Skalenende wechselt. Das Nullpunktpotentiometer am Prüfgerät ist nun so einzustellen, daß bei Umschaltung von pnp auf npn dieser Effekt beim gleichen Widerstandswert auf dem Hilfspotentiometer erfolgt.

Der Bereich mit 30 µA Kollektorstrom arbeitet mit einem 33-MΩ-Widerstand in der Basis des Prüflings nicht mehr stabil. Deshalb wird die Ausgangsspannung des Verstärkers mit den Widerständen 2 MΩ und 1 MΩ auf 1/3 reduziert, und dann mit 10,3 MΩ ausgebaut. Die Meßgenauigkeit in diesem Bereich ist dadurch allerdings schlechter.

Bild 18. ▶ Schaltung zur Eichung der h_{FE}-Skala

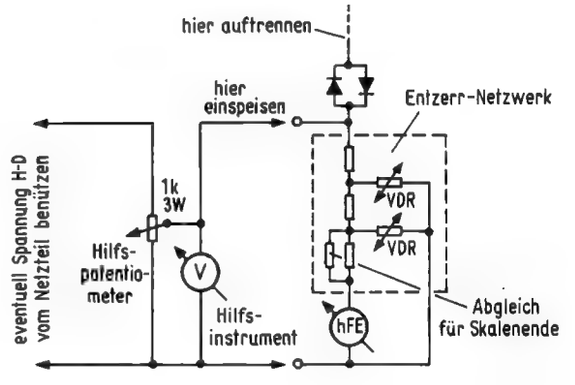


Bild 19 zeigt das Detailschema für die I_{CO}- und die I_{CO}-Messung sowie den Rest des Anzeigestromkreises. Der FET-Verstärker für die I_{CO}-Messung ist nach *Bild 20* aufgebaut. Auch hier wurden zur thermischen Kopplung die beiden FET BF 244 entsprechend Bild 13 zusammengeleimt. Es ist notwendig, von diesen Transistoren vorher ein Paar zu bestimmen, mit dem der Nullpunktabgleich einwandfrei erreicht werden kann. Die

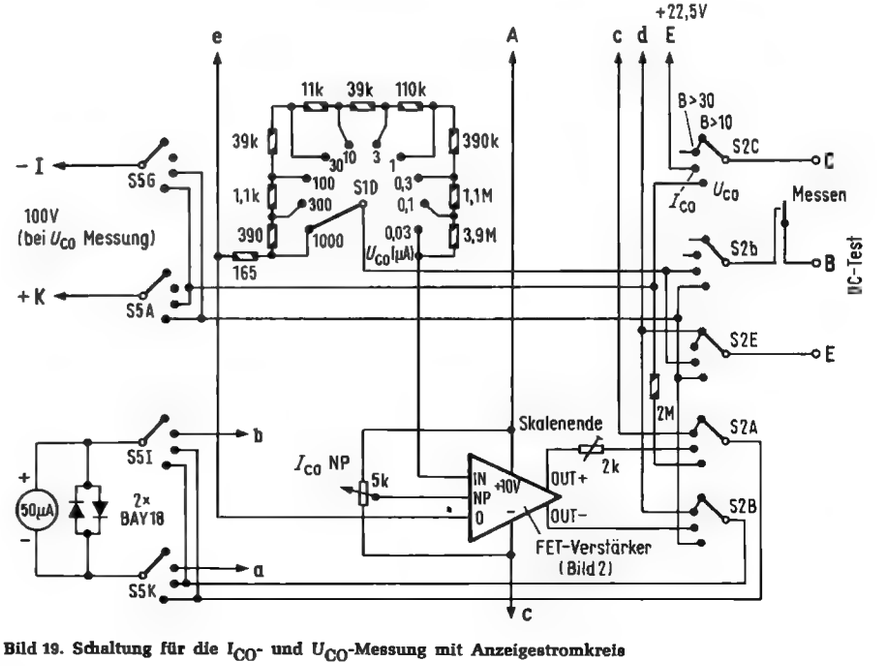
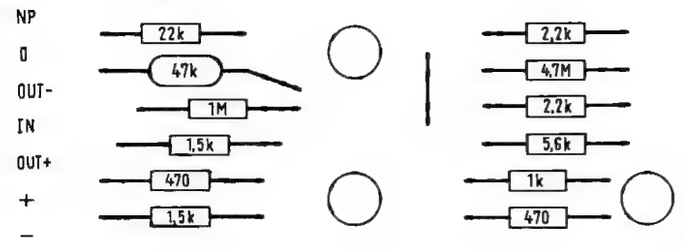
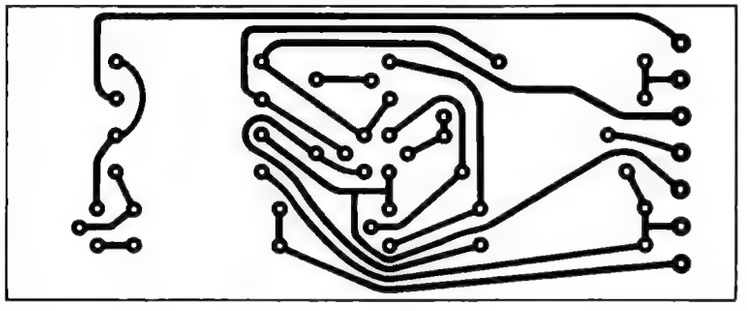


Bild 19. Schaltung für die I_{CO}- und U_{CO}-Messung mit Anzeigestromkreis





▲ Bild 20. Aufbau des FET-Verstärkers auf einer Platine

Eichung des FET-µA-Meters mit dem 2-kΩ-Trimmpotentiometer geschieht wieder mit einem an den Prüfklemmen C und E angeschlossenen Hilfspotentiometer, zu dem ein Universalinstrument in Serie geschaltet wird.

Zum Schutz des 50-µA-Anzeigeinstrumentes sind über seine Klemmen zwei antiparallele Dioden geschaltet.

Bild 21 zeigt das Detailschema des Hf-Testteiles. *Bild 22* läßt recht gut erkennen, wie die Spulen um den Bereichschalter herum angeordnet sind. Die einzelnen Schwingkreise sind mit dem Grid-Dipmeter auf die gewünschte Frequenz abgestimmt. Durch die Wahl des Abgriffes bei kleinen Spulen und durch das Verhältnis der beiden in Serie geschalteten Schwingkreiskondensatoren bei den größeren Spulen, läßt sich ein genügend gleichmäßiges Arbeiten des Oszillators über den ganzen Meßbereich erreichen. Bei dieser Arbeit wird mit der höchsten Schwingfrequenz begonnen. Der genaue Abgleich der Oszillatorkreise wird bei hohen Frequenzen durch Verbiegen der Spulen, bei niederen Frequenzen durch deren Abwickeln bei zu großer Induktivität, oder durch Hineinleimen von Hf-Eisenkernen bei zu kleiner Induktivität erreicht.

Verwendete Halbleiter

Die in diesem Gerät verwendeten Halbleiter sind Typen der Firmen Texas Instruments, Intermetall oder SGS. Der pnp-Leistungstransistor ist aus dem Motorola-Programm. Die Transistoren können ohne Schwierigkeiten durch andere Fabrikate ersetzt werden. Speziell für den Impedanzwandler ist darauf zu achten, daß keine Typen mit geringerem h_{FE} verwendet werden, da sonst die gewünschte hohe Eingangsimpedanz nicht zu erreichen ist.

Bild 22. ▶ Ansicht des Hf-Teiles

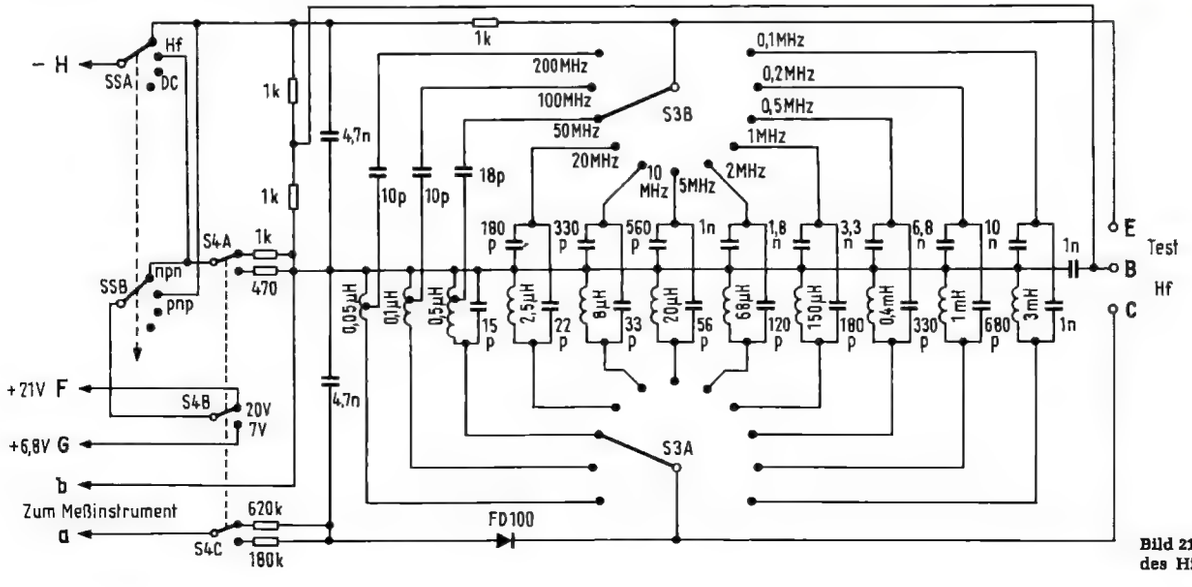


Bild 21. Schaltung des Hf-Teiles

Hans-Joachim Pietsch DJ 6 HP

SSTV – Schmalbandfernsehen

Als jüngste Betriebsart des Amateurfunks weckt SSTV (Slow-Scan-Television) auch das Interesse der deutschen Funkamateure, zumal inzwischen einige deutschsprachige Artikel dieses Themas in der Fachliteratur erschienen sind, die Bauanleitungen enthalten, deren finanzieller Aufwand auch dem Durchschnittsamateur gerecht wird [1].

Norm des SSTV-Bildes

Nach der CCIR-Norm beträgt die Bandbreite für das 625-Zeilen-Fernsehen 5 MHz. Diese resultiert aus der geforderten Auflösung, der Bildfolgefrequenz und der Zeilenzahl. Durch die Trägheit des Auges läßt sich hierbei ein flimmerfreies bewegtes Bild übertragen.

Sicherlich wird sich der Leser auch an die Fernsehübertragungen der ersten Mondlandung erinnern und noch die etwas verwischte Bildcharakteristik im Gedächtnis haben. Der Grund hierfür lag an der langsameren Bildfolgefrequenz und der geringeren Auflösung, die damals nötig war, da der Bildübertragungskanal unter der Bandbreite der üblichen Fernsehnorm lag. Ein Extremfall ist das Amateur-Schmalbandfernsehen. Von der Voraussetzung ausgehend, das Bild mit der üblichen Telefoniebandbreite von 3 kHz zu übertragen, mußte auf das bewegte Bild verzichtet werden. Der Aufbau des Bildes dauert 8 s, und die Zeilenzahl ist 120. Man hat ein quadratisches Bildformat gewählt, um runde Oszillografenröhrenschirme maximal ausschreiben zu können. Das Auflösungsraster ist ebenfalls 1:1, so daß auch pro Zeile 120 Helligkeitsinformationen übertragen werden können. Bei einem Helldunkelwechsel sind dies 60 Perioden pro Zeile. Aus der Bildfolgefrequenz und der Zeilenzahl erhält man die Zeilenlänge von etwa 66 ms, so daß bei maximaler Auflösung eine Helligkeitsmodulationsperiode rund 1,1 ms in Anspruch nimmt. Dies entspricht der höchsten Modulationsfrequenz von etwa 900 Hz.

Da im Helligkeitsdemodulator mit einer oberen Grenzfrequenz von 900 Hz gearbeitet werden muß, können zur maximalen Auflösung dieser Frequenz keine Sprungfunktionen mehr übertragen werden, weil lediglich die Grundwelle die Filter sinusförmig passieren kann. Das bedeutet, daß eine realistische Schwarzweißauflösung nur bis etwa 300 Hz möglich ist, da der Amplitudenanteil der dritten Harmonischen dieser Frequenz bei der Demodulation nicht verlorengeht.

Bei den ersten SSTV-Versuchen amerikanischer Funkamateure hat man das Video-Signal amplitudenmoduliert. Allerdings traten bei der Kurzwellenübertragung die üblichen Fading-Schwierigkeiten auf, so daß die Bildqualität bei schwachen Signalen unbrauchbar wurde.

Man entschloß sich daraufhin zu einer Frequenzmodulation im Nf-Bereich, um durch die Verwendung von Begrenzern das Fading weitmöglichst ausschließen zu können.

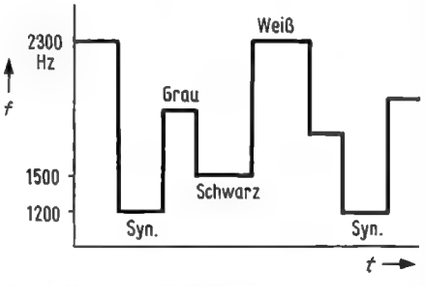


Bild 1. Norm des SSTV-Bildes

In der jetzt üblichen SSTV-Norm liegt die Trägerfrequenz bei 1750 Hz, sie wird mit einem Hub von ± 550 Hz moduliert. Nach *Bild 1* entsprechen 2300 Hz dem Helligkeitswert Weiß und 1500 Hz dem Wert Schwarz. Die dazwischen liegenden Frequenzen sind linear den Graustufen zugeordnet.

Die zur Bildübertragung notwendigen Synchronimpulse werden mit 1200 Hz moduliert. Zur Trennung zwischen Bild- und Zeilenimpulsen hat man die Signale zeitcodiert. Der Zeilensynchronimpuls ist hierbei 5 ms und der Bildsynchronimpuls 30 ms lang. Die tiefe Frequenzlage der Synchronimpulse hat den Vorteil, daß Zeilen- und Bildrücklauf auf dem Bildschirm dunkelgetastet werden.

Die beanspruchte Bandbreite eines FM-Signales ergibt sich näherungsweise aus der Beziehung:

$$B_{FM} = 2\,(H + fn_{max})$$

Hierbei ist H der Hub und fn_{max} die maximale Modulationsinhaltsfrequenz. Für die SSTV-Bildübertragung wird demnach eine Bandbreite von

$$B_{FM} = 2\,(550 + 900)\ \text{Hz}$$
$$B_{FM} = 2{,}9\ \text{kHz}$$

beansprucht. Diese Bandbreite läßt sich mit normalen bei Funkamateuren üblichen Einseitenbandgeräten übertragen und empfangen.

Die Empfangstechnik

Gegenwärtig ist es den deutschen Funkamateuren durch die Lizenzbehörde noch nicht gestattet, SSTV-Sendungen auszustrahlen, so daß hier besonders auf die Empfangstechnik eingegangen wird.

Das *Bild 2* zeigt die Blockschaltung eines SSTV-Monitors. Zunächst wird das frequenzmodulierte SSTV-Signal vom Empfänger-Nf-Ausgang auf einen Begrenzer geführt, der auch bei Eingangsamplitudenschwankungen für ein konstantes Ausgangssignal sorgt. Die weitere Aufbereitung teilt sich in zwei Zweige. Einmal in den Helligkeitsdemodulator zur Steuerung der Strahlintensität der Oszillografenröhre und andererseits in den Synchronisationsteil, der die Ablenkgeneratoren des Sichtgerätes synchronisiert.

Zur Demodulation des Helligkeitsinhaltes verwendet man im allgemeinen Flankendemodulatoren. Dies sind Tiefpässe mit einer möglichst linearen Dämpfungscharakteristik von 1200 bis 2400 Hz. Danach schaltet man einen steilflankigen Tiefpaß, um den Modulationsinhalt von den noch überlagerten Trägerfrequenzanteilen zu trennen.

Da die höchste Modulationsfrequenz (900 Hz) und die niedrigste Trägerfrequenz (1200 Hz) sehr dicht beieinander liegen, bietet die Demodulation gewisse Selektionsschwierigkeiten. Man kann sie allerdings umgehen, wenn man das begrenzte Signal verdoppelt. Das erreicht man mit zwei monostabilen Multivibratoren, von denen der eine mit der negativen und der andere mit der positiven Flanke des Begrenzers getriggert wird.

Summiert man die Ausgangsimpulse, deren Länge kürzer als die halbe Periodendauer der maximalen Eingangsfrequenz sein muß, erhält man eine Impulsrate der doppelten Eingangsfrequenz. Zwar hat sich dann der Hub verdoppelt, der Modulationsinhalt bleibt aber gleich, so daß der Abstand der zu trennenden Frequenzen wesentlich günstiger wird.

Baut man die Tiefpässe in herkömmlicher Art mit C-Kombinationen auf, erhält man recht unhandliche Induktivitäten. Hier haben sich aktive Filter [2] bewährt, die problemlos aufzubauen und absolut reproduzierbar sind.

In einer folgenden Stufe wird die Helligkeitsmodulationsspannung soweit verstärkt, daß die verwendete Sichtröhre in ihrer Helligkeit voll durchgesteuert wird. Dazu reichen meist Werte von $u_{ss} = 30...40$ V.

Die Synchronsignale der Frequenz 1200 Hz werden zunächst mit einem Resonanzfilter selektiert. Die Bandbreite darf nicht zu schmal gewählt werden, da sich die Impulse durch die Ein- und Ausschwingvorgänge verschieben. Eine Bandbreite von 200 Hz hat sich als optimal erwiesen. Auch hier verwendet man am besten aktive Filter.

Die Impulstrennung zwischen Zeile und Bild läßt sich durch die Zeitcodierung sehr einfach lösen. Zwei Tiefpässe unterschiedlicher Grenzfrequenz übernehmen die Aufgabe. Der Paß mit der höheren Grenzfrequenz läßt sowohl Zeilen- als auch Bildimpulse passieren, wobei der Bildimpuls auch die Zeilenrücksetzung nach dem ausgeschriebenen Bild übernimmt. Dagegen unterdrückt der Paß mit der tieferen Grenzfrequenz die Zeilenimpulse, so daß an dessen Ausgang nur die Bildsynchronimpulse erscheinen. Beiden Filtern folgt ein Schmitt-Trigger zur Regenerierung der Impulsflanken.

Zur Steuerung der Ablenkspannungen der Sichtröhre verwendet man freilaufende Sägezahngeneratoren, deren Periodendauer jeweils etwas länger als die vom Sender zu erwartende Synchronimpulsfolge ist. Die Generatoren müssen synchronisierbar sein, um ihre Periodendauer durch die einlaufenden Impulse bestimmen zu können. Lediglich beim Ausfall eines oder mehrerer Synchronimpulse übernimmt der jeweilige Generator mit seiner etwas längeren Schaltfrequenz die Zeilen- bzw. Bildrücksetzung.

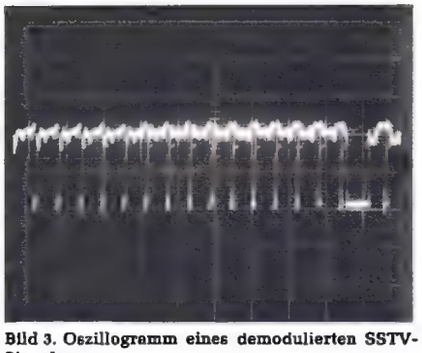


Bild 3. Oszillogramm eines demodulierten SSTV-Signales

Bild 4. SSTV-Bild aufgenommen im 20-m-Band

In früheren Schaltungen findet man die Synchronisation von freilaufenden Generatoren nicht. Dies hat allerdings die Folge, daß ganze Bilder ausfallen oder ein sehr zerrissenes Bild erscheint, sobald die Synchronimpulse ausbleiben, obwohl der Helligkeitsinhalt u. U. einwandfrei ist.

Die Ausgänge der Sägezahngeneratoren steuern die Ablenkverstärker der Sichtröhre. Die erforderlichen Amplituden werden durch die Ablenkempfindlichkeit der Röhre bestimmt.

Das Sichtgerät

Die Bildfolgezeit von 8 s erfordert eine Sichtröhre mit langer Nachleuchtdauer. Die Industrie bietet hierfür ein ausreichendes Programm an Röhren an. Für SSTV verwendet man Oszillografenröhren mit einem sogenannten GM-Schirm, deren Phosphorschicht mit P 7 bezeichnet wird.

Dieser Schirm hat eine ausreichende Nachleuchtdauer, allerdings muß das Bild in einem abgedunkelten Raum beobachtet werden. Beim GM-Schirm handelt es sich um einen Zweikomponentenschirm. Die sehr starke Anfangshelligkeit wird durch den Blauanteil der Fluoreszenz bestimmt, während das gelblich-grüne Nachleuchten durch die Phosphoreszenz erzeugt wird. Ein Orangefilter, das man vor den Schirm setzt, hebt die Phosphoreszenz hervor, so daß das Nachleuchten gut sichtbar wird [3].

Weiterhin ist die Schirmgröße zu beachten. Die Linienbreite von Oszillografenröhren liegt bei etwa 0,5 mm. Berücksichtigt man die angegebenen 120 Zeilen, dann muß die Bildhöhe mindestens 60 mm betragen. Es hat sich gezeigt, daß man bei bestimmten 10-cm-Röhrentypen noch Auflösungsschwierigkeiten bekommen kann. Man sollte also einen 13-cm-Schirm verwenden. Röhren dieser Bauart kosten zwischen 150 und 250 DM.

Naturgemäß bereitet der Aufbau des Sichtgerätes die meisten Schwierigkeiten, da Hochspannungsprobleme zu bewältigen sind, zudem muß man recht viel mechanische Arbeit aufwenden. Man kann dies umgehen, wenn man einen vorhandenen Oszillografen verwendet, bei dem lediglich die Sichtröhre ausgewechselt werden muß. Fast alle gängigen Röhrentypen werden auch mit GM-Schirm geliefert, außerdem ist es möglich, bei der Neuanschaffung eines Oszillografen eine Röhre mit nachleuchtendem Schirm einbauen zu lassen. Da jeder Funkamateur über moderne Meßmittel verfügen sollte, wird ihm durch die Verwendungskombination für SSTV der Kaufentschluß vielleicht doch etwas leichter gemacht.

Wieviel kostet der Spaß?

Der finanzielle Aufwand der SSTV-Empfangsanlage ist für kommerzielle Geräte erheblich, da er in der Größenordnung von 2000 DM liegt (Robot, Vertrieb J. Schorr, DJ 2 RL). Billiger und wohl auch optimaler für den Funkamateur ist die Kombination eines Vorsatzgerätes mit einem Oszillografen oder einem selbstgebauten Sichtgerät. Für den Oszillografen muß man 600 bis 1000 DM rechnen, das Sichtgerät dürfte 400 bis 500 DM kosten.

Die Platinen für ein sehr einfaches Vorsatzgerät sind bei DJ Ø CN erhältlich, der Bausatz nach SM Ø BUO (DL-QTC 5/71) ist für $ 110.– zu erstehen, und die Neuentwicklung eines IC-Vorsatzgerätes nach DJ 6 HP wird als Bausatz für DM 200.– angeboten, während die Platinen DM 40.– kosten. Die Preisskala für eine komplette SSTV-Empfangsanlage geht also von etwa 500 bis

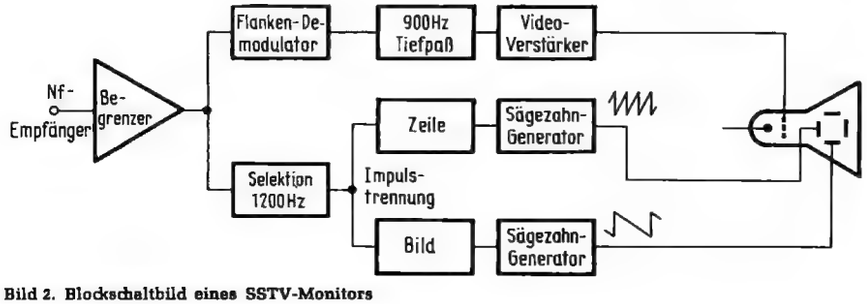


Bild 2. Blockschaltbild eines SSTV-Monitors

2000 DM, so daß sicherlich mancher Amateur einmal „hineinsehen" wird.

Die Sendetechnik

Die Kameratechnik für SSTV ist vielseitig, so daß hier nicht detailliert auf dieses Problem eingegangen werden kann. Die einfachste Lösung wäre ein Lichtpunktabtaster, der zwar eine recht gute Bildqualität liefert, doch ist die Kameraeinstellung sehr aufwendig, so daß diese Methode kaum noch interessant ist.

Gut geeignet ist das Vidikon 7290 von Westinghouse, da es eine ausreichende Bildspeicherfähigkeit besitzt, doch leider ist es sehr teuer und so für den Durchschnittsamateur indiskutabel.

Einen Ausweg haben die Slow-Scanner darin gefunden, daß sie normale Kameras, die in einer Vielzahl angeboten werden, im Samplingverfahren betreiben. Hierbei wird das Bild aus Elementen der schnell abtastenden Kamera über 8 s zusammengestellt. Zudem ist der Umbau so, daß die Kamera weiterhin für normale Aufnahmen geeignet ist.

Eine neue Kameraart wird in dem amerikanischen Amateurfunk-Magazin „73" Heft 9/72 beschrieben. Zur Bildabtastung benutzt man ein Plumbikon von Philips. Dieser Kameratyp soll die gleiche Bildqualität liefern wie Ausführungen mit dem Vidikon 7290, auch Einstellung und Abgleich werden als unkritisch bezeichnet.

Grundsätzlich ist der Aufbau von Kameras schwieriger als der von Monitoren, so daß man hier eher auf das kommerzielle Angebot zurückgreifen wird. Auch in diesem Falle liegt der Preis etwa bei 2000 DM.

Da sich der eine oder andere Amateur solch eine Ausgabe leisten kann, wird das Kameraproblem unkritisch, da man sowieso nur feste Bilder übertragen kann. Sicherlich wird der Besitzer einer Kamera gestatten, bei ihm einige Bilder auf Tonband übertragen zu lassen, die ein Porträt, den CQ-Ruf und die Vorstellung enthalten. Das bedeutet, daß die ganze Sendeanlage aus einem Tonbandgerät oder einem Cassettenrecorder besteht, worauf das Bildrepertoire gespeichert ist, das jeder Zeit abgerufen werden kann.

Der Betrieb

Die Betriebsabwicklung findet gegenwärtig auf den Kurzwellenbändern bei 14,23 MHz, 21,36 MHz und 28,68 MHz statt. Angeblich soll es bereits in über 70 Ländern Slow-Scanner geben. Zweifellos wird diese Betriebsart in der nächsten Zeit großen Zulauf bekommen, denn die Möglichkeit, seinen QSO-Partner sehen zu können, ist doch recht faszinierend.

Für UKW-Übertragungen wird SSTV sicherlich besonders interessant, da hier die Frequenzen frei von Störungen sind, und sicherlich wird man auf den FM-Kanälen 8 s Zeit haben, um einmal einen Blick in das Shack des Partners zu tun. Die SSTV-Sendung wird im Sprachmodulationsbezug ausgestrahlt, so daß man beim Abstimmen auf die normale Sprachlage des Partners automatisch die richtige Frequenzlage der folgenden SSTV-Sendung einstellt.

Die Deutsche Amateur Fernschreib Gruppe DAFG, die recht erfolgreich die deutschen RTTY-Amateure in sich vereinigt, hat inzwischen eine Sparte SSTV gebildet, die sich damit beschäftigt, dieses Thema zu publizieren und zum Erfahrungsaustausch aktiver Amateure beizutragen.

Literatur

[1] *Backman, Ake:* SM ϕ BUO, Schmalband-Fernsehen, DL – QTC 5/71, Seiten 258 bis 270
Busch, Siegbert: DJ ϕ CN, SSTV, RTTY 4/72, Seiten 3 bis 5
Rühr, Günter: DL 7 IM, Ein Bildmustergenerator für Schmalbandfernsehen, CQ – DL 10/72, Seiten 578 bis 581
Pietsch, Ha.-Jo.: DJ 6 HP, SSTV – Monitor, RTTY B/72

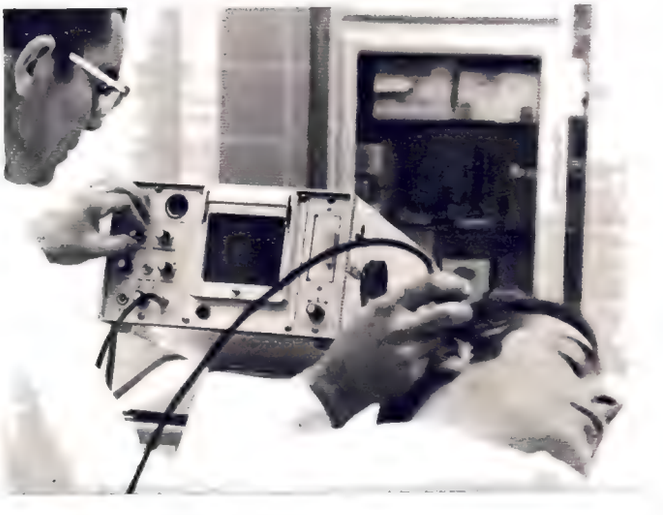
[2] *Tietze, U., Schenk, Ch.:* Halbleiter-Schaltungstechnik 2. Auflage, Springer-Verlag Berlin · Heidelberg · New York 1971, Seiten 251 bis 282

[3] Telefunken, Elektronenstrahlröhren für Oszillographen und industrielle Sichtgeräte, Telefunken Technische Daten 1972 Seiten 35 bis 54

Ultraschallgerät für die Diagnostik von Schädelverletzungen

Bei der Untersuchung von inneren Schädelverletzungen wird heute im allgemeinen die Echo-Encephalographie – ein mit Ultraschall arbeitendes Diagnostikverfahren – angewendet. Zur Feststellung und Lagebestimmung raumfordernder Prozesse im Bereich des Schädels liefert Siemens ein volltransistorisiertes Ultraschall-Impulsgerät, den Echo-Encephalograph T *(Bild)*. Mit diesem handlichen Gerät lassen sich in kürzester Zeit nicht nur cerebrale (Gehirn-) Massenverschiebungen sicher und präzise diagnostizieren, sondern auch Hirn-Ventrikelmessungen (Ventrikel = Gehirnhöhle) durchführen. Der Echo-Encephalograph arbeitet mit nur einem Prüfkopf als Ultraschall-Sender und -Empfänger, so daß der untersuchende Arzt seine ganze Aufmerksamkeit auf Patient und Leuchtschirm konzentrieren kann. Entscheidend für die Diagnose ist dabei das Mittellinienecho, das bei einer Verschiebung einen pathologischen Befund anzeigt. Die Echogrammdarstellung ist so präzise, daß auf einen eingeblendeten elektronischen Maßstab verzichtet wurde, die Entfernung der Reflexionsebenen sich aber trotzdem millimetergenau messen läßt.

Für den Echo-Encephalograph T stehen Prüfköpfe mit 15 mm Durchmesser zur Verfügung und Frequenzen von 1, 2, 4 und 6 MHz. Mit dem Gerät kann sowohl im Reflexions- als auch im Durchschallungsverfahren gearbeitet werden. Durch Vorschalten einer Kamera läßt sich das Echogramm zur Dokumentation auch fotografisch festhalten. Die Kamera hat eine fest eingestellte Optik, die eine Wiedergabe der Echogramme im Maßstab 1 : 1 ermöglicht. Es können sowohl konventionelles Filmmaterial als auch Polaroid-Roll- oder -Packfilmkassetten verwendet werden.



Der neue Siemens Echo-Encephalograph T ermöglicht exakte Messungen im Schädelinnern mit Ultraschall-Frequenzen zwischen 1 MHz und 9 MHz

Rainer Wienke

Scheibenwischerautomatik für Kraftfahrzeuge

Das nachstehend beschriebene kleine Gerät soll dem Autofahrer zusätzliche Handgriffe ersparen. Es kombiniert einen Intervallschalter für den Scheibenwischer mit einer Automatik für die Scheibenwaschanlage. Letztere enthält zwei einstellbare Zeitglieder, die — durch Tastendruck gestartet — Waschpumpe und Scheibenwischer für eine definierte Zeit in Betrieb setzen.

Die Aufgaben und Vorteile eines Intervallschalters wurden bereits oft erörtert. Für optimalen Betrieb sollten folgende Voraussetzungen erfüllt werden:

1. Sofort nach dem Einschalten soll der erste Wischvorgang ablaufen.

2. Auch bei eingeschaltetem Intervallschalter muß der Dauerbetrieb des Wischers über den vorhandenen Scheibenwischerschalter möglich sein.

3. Die Pausenzeit sollte zwischen 3 s und etwa 30...40 s variabel sein. Längere Zeiten sind nicht erforderlich; sie drängen nur den Einstellbereich für die wichtigeren kleinen Zeiten zusammen.

4. Die Anlage muß gut gegen alle Störspitzen aus der Bordversorgung des Wagens gesichert sein, um ein unbeabsichtigtes Einschalten zu verhindern. Gerade dieser Punkt wurde bei manchen bisher veröffentlichten Schaltungen nicht genügend beachtet.

Der Nutzen einer Waschautomatik ist dagegen meist nur Fahrern von Fahrzeugen der oberen Preisklasse bekannt. Über einen gut erreichbaren Knopf werden gleichzeitig Waschpumpe und Wischer (in Dauerbetrieb) eingeschaltet. Das Abschalten übernehmen zwei getrennte Zeitgeber. Dabei genügt eine Waschzeit von nur wenigen Sekunden, während der Wischer 10...15 s in Betrieb bleibt, um das restliche Wasser zu entfernen. Diese Einrichtung erweist sich gerade in Überholvorgängen bei nasser Fahrbahn als recht nützlich, da zur Auslösung schon ein kurzer Knopfdruck ausreicht.

Auch hier sind einige Forderungen zu stellen:

1. Die Automatik muß unabhängig vom eingeschalteten Wischer bei Dauer- oder Intervallbetrieb arbeiten.

2. Der skizzierte Ablauf muß jederzeit gestartet werden können – auch dann, wenn der vorherige Ablauf noch nicht beendet ist.

3. Störsicherheit muß gegeben sein.

4. Die Anlage muß weitgehend temperaturstabil sein. Zeitverschiebungen von wenigen Sekunden stören jedoch nicht.

Der Schwerpunkt dieses Bauvorschlages liegt in der sinnvollen und einfachen Kombination beider Geräte, einer kompakten Bauweise und einer variablen Schaltungsauslegung für einfachen Nachbau. Die Anlage ist für 6 V und 12 V

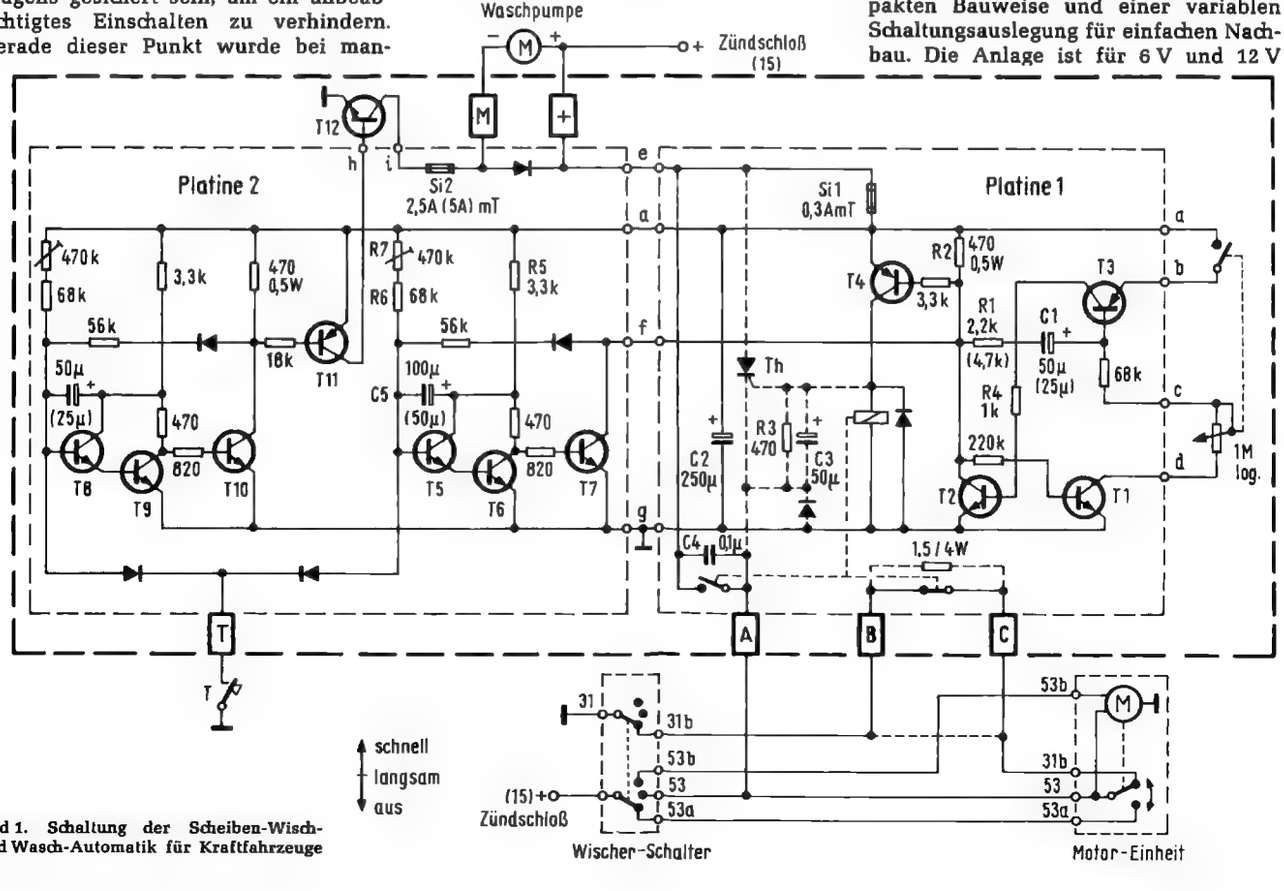


Bild 1. Schaltung der Scheiben-Wisch- und Wasch-Automatik für Kraftfahrzeuge

dimensioniert – Werte für 6 V in Klammern. Dazu besteht die Möglichkeit, den Intervallschalter mit Relais oder Thyristor auszurüsten. In *Bild 1* ist die Thyristorausführung durch gestrichelte Leitungszüge angedeutet. Dabei entfallen das Relais und die Schutzdiode sowie C 4. Für jede Version sind gedruckte Platinen angegeben. Der Intervallschalter wird auf Platine 1a mit Relais oder auf 1b mit Thyristor aufgebaut (Bild 5); Platine 2 enthält die Wisch-Wasch-Automatik. Das Gerät kann ohne Bestückung von Platine 2 zunächst nur als Intervallschalter aufgebaut werden. Auf den Platinen wurden die in der Autoelektronik üblichen Stecker aufgelötet, so daß alle Verbindungen nach außen steckbar sind. In einem handelsüblichen Teko-Gehäuse 2/B mit den Maßen 72 mm × 54 mm × 44 mm lassen sich beide Platinen steckbar unterbringen, dazu das Intervallpotentiometer und der Schalttransistor für die Waschpumpe.

Die Schaltung

Es wurden bereits viele Impulsgeberschaltungen veröffentlicht, die alle Varianten einer für diesen Verwendungszweck zugeschnittenen astabilen Kippstufe aufzeigen. Hier wird ein Vorschlag der Firma Siemens aufgegriffen, veröffentlicht in den Siemens-Halbleiter-Beispielen 1968 sowie in der FUNKSCHAU 9/68, Seite 286. Die Schaltung wurde geringfügig abgeändert.

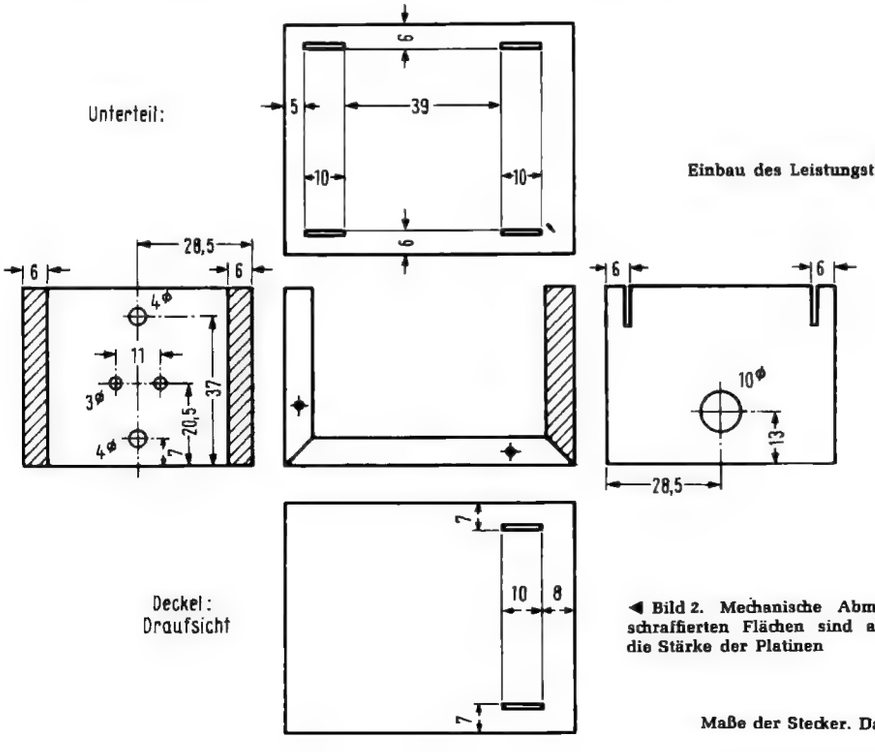
Die Wirkungsweise sei hier nur kurz erläutert. Nach Einschalten des Taktgebers lädt sich der Kondensator C 1 auf. Der Ladestrom öffnet den Transistor T 3, der wiederum T 2 durchsteuert. Durch den Spannungsabfall am Widerstand R 2 öffnet auch T 4. Das Relais zieht an, oder der Thyristor wird durch die Spannung an R 3/C 3 getriggert. Währenddessen sperrt der Transistor T 1, da nach dem Durchschalten von T 2 an dessen Kollektor nur noch die Kollektor-Emitter-Restspannung liegt. Sobald der Ladestrom des Kondensators C 1 nicht mehr zum Durchsteuern des Transistors T 3 ausreicht, kippt der Multivibrator; das Relais fällt ab, bzw. die Triggerspannung an R 3/C 3 wird 0 V; der Thyristor wird später gelöscht, indem er durch den am Wischermotor angebrachten Schalter kurzgeschlossen wird. Nach dem Kippvorgang öffnet der Transistor T 1, und der Kondensator C 1 wird über den Widerstand R 1, das Potentiometer und T 1 entladen. Danach schaltet der Transistor T 3 wieder, und der Vorgang läuft erneut ab. Der Widerstand R 1 beeinflußt direkt die Taktzeit, in der der Wischer geschaltet wird, und das Potentiometer bestimmt die Taktpause.

Der Kondensator C 2 siebt die Betriebsspannung für beide Schaltungshälften, die über Sicherung Si 1 am Stecker „+" (Platine 2) abgenommen wird. Die Spannung für Relais oder Thyristor greift man wegen der hohen Stromaufnahme des Wischermotors direkt vom Stecker ab.

Beide Zeitgeberschaltungen auf Platine 2 sind gleichartig aufgebaut, abgeleitet von einem „Miller-Integrator". Die Funktion sei anhand des rechten Integrators (Bild 1) erläutert. Während die Taste T betätigt wird, lädt sich der Kondensator C 5 über den Widerstand R 5 auf; die Zeitkonstante beträgt 330 ms. Der Transistor T 7 schaltet sofort durch. Erst zum Zeitpunkt des Öffnens der Taste beginnt der Integrator zu arbeiten. Durchgesteuert werden T 5 und damit auch T 6. Beide Transistoren stellen eine Darlington-Schaltung dar; sie wirken also wie ein Transistor mit hoher Stromverstärkung. Am Arbeitswiderstand R 5 entsteht ein Spannungsabfall, der sich mit der Entladung des Kondensators C 5 über R 6 und R 7 verkleinert; diese wirkt daher als Gegenkopplung. Das Kollektorpotential von T 6 ist etwa nach einer Zeit $t \approx (R_6 + R_7) \cdot C_5$ auf das Sättigungspotential gefallen, und damit sperrt T 7. Durch ein Rückkopplungsglied zwischen dem Kollektor des Transistors T 7 und der Basis von T 5 erhält die Schaltung Kippverhalten.

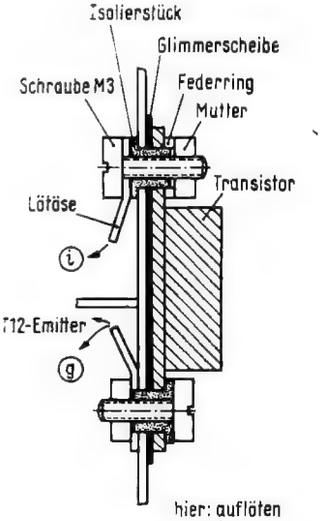
Diese Schaltung zeichnet sich dadurch aus, daß sie sofort nach Betätigen der Taste T einen stabilen Zustand annimmt (T 7 steuert durch) und erst nach Lösen der Taste die Eigenzeit abläuft. Ferner ist sie nachschaltbar; d. h. bei jedem Betätigen der Taste wird der Kondensator C 5 erneut aufgeladen, und die Eigenzeit läuft wiederum ab.

Die Eingänge beider Integratoren sind über Dioden entkoppelt. Ihre Eigenzeiten lassen sich getrennt über zwei Potentiometer einstellen. Der Wischintegrator (T 5 bis T 7) arbeitet wie auch der Intervallschalter auf die Wischerschaltstufe T 4. Der Waschintegrator (T 8...T 10) schaltet über T 11 den Lei-



◀ Bild 2. Mechanische Abmessungen des Gehäuses. Die schraffierten Flächen sind abzusägen. Die Schlitze haben die Stärke der Platinen

Bild 3. ▶
Einbau des Leistungstransistors



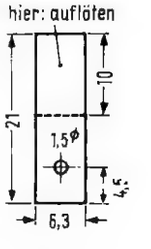
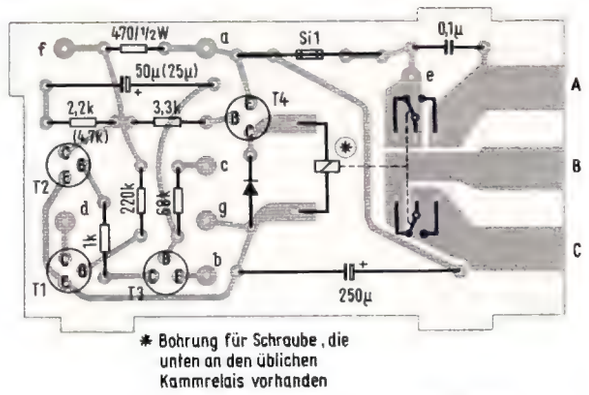
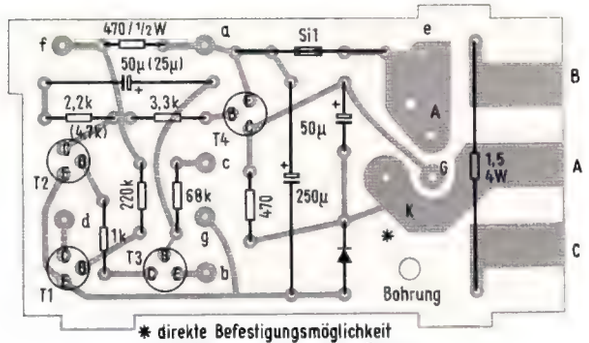
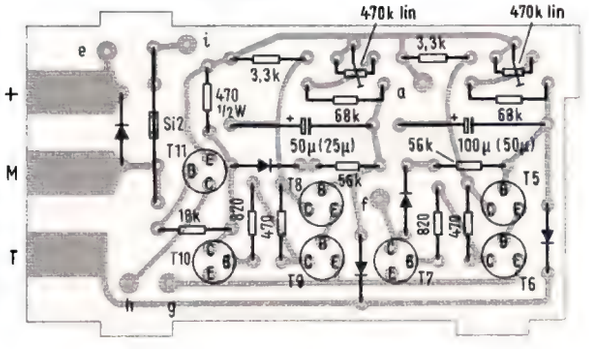


Bild 4. ▶
Maße der Stecker. Das Material ist 0,8-mm-Messing







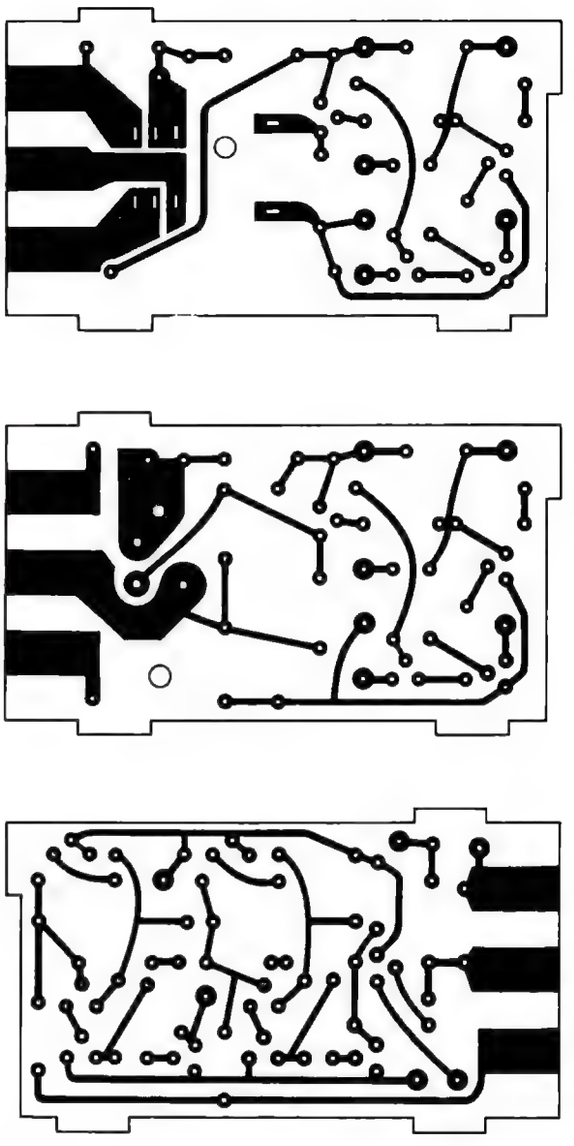


Bild 5. Die Platinen und ihre Bestückungspläne

stungstransistor T 12, in dessen Kollektorkreis über den Stecker „M" die Waschpumpe angeordnet ist; sie ist abgesichert über Si 2.

Gegenspannungen an Waschpumpe, Relais oder Wischermotor (bei Thyristorversion) werden über Dioden kurzgeschlossen.

Aufbau der Schaltung

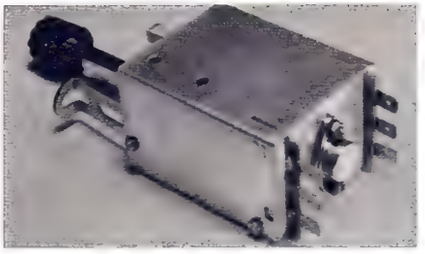
Bild 1 zeigt auch die Aufteilung der Schaltung auf beide Platinen. Für Platine 1 wurde neben der Relaisversion die Thyristorversion gestrichelt eingezeichnet. Bei letzterer entfallen der Entstörkondensator C 4, das Relais und die zugehörige Schutzdiode. Die Entstörung wird hier durch ein RC-Glied am Gate des Thyristors vorgenommen. Nach allen bisherigen Erfahrungen in verschiedenen Fahrzeugen reicht dieser Entstörschutz aus. In extremen Fällen können die Kapazitäten C 2 und C 3 bzw. C 4 vergrößert werden.

Die Sicherungen Si 1 und Si 2 können entfallen, wenn man sich mit der Absicherung im Fahrzeug (10...15 A) zufrieden gibt. Sonst sind einlötbare Feinsicherungshalter vorgesehen. Wie in *Bild 2* erläutert, sind beide Platinen im Gehäuse steckbar angeordnet; dazu sind entsprechende Schlitze anzubringen und die Platinen einzupassen. Die dem Gehäuse beiliegenden Schrauben sollten gekürzt oder durch andere ersetzt werden, damit sie nicht auf die bedruckte Seite der Platine stoßen. Weiterhin sind, wie skizziert, Bohrungen für das Potentiometer und den Leistungstransistor anzubringen. Letzterer wird in der in *Bild 3* gezeigten Weise isoliert aufgesetzt. *Bild 4* zeigt die Abmessungen der aufzulötenden Stecker.

Alle Verbindungen der Platinen untereinander sowie mit Potentiometer und Leistungstransistor sind aus Bild 1 ersichtlich. Sie sollten aus flexiblem Draht nicht zu kurz hergestellt werden. Wegen des gedrängten Aufbaus wurden kleine aber handelsübliche Bauteile verwendet; zu diesem Zweck sind auch die Widerstände im 10-mm-Raster auf den Platinen *(Bild 5)* angeordnet. Neben den Originaltransistoren können sehr gut solche aus Sortimenten verwendet werden, sofern ihre Verstärkungen ausreichen und die Restströme in den üblichen Grenzen liegen. Natürlich lassen sich beliebige Relais einsetzen, liegt aber ihr Betriebsstrom über 100 mA, so ist der Transistor T 4 durch einen Typ mit höher zulässigem Kollektorstrom zu ersetzen.

Einbau des Gerätes

Da ein solches Gerät gewöhnlich an irgendwelchen Metallteilen des Fahrzeugs befestigt wird, ist keine zusätzliche Masseverbindung vorgesehen. Soll der Einbau isoliert erfolgen, so ist das



◀ Bild 6. Außenansicht der Wisch/Wasch-Automatik für Kraftfahrzeuge

Gehäuse zusätzlich mit Masse zu verbinden.

An bequem erreichbarer Stelle wird die Taste T angeordnet, die einseitig mit der Fahrzeugmasse verbunden wird.

Die Waschpumpe ist nach Bild 1 zu schalten. Die Leitung zu Plus kann natürlich an beliebiger Stelle erfolgen. Dazu ein Tip: Viele Werkstätten tauschen Pumpen aus, die sich durchaus wieder instandsetzen lassen. Vielfach ist nur die Pumpe selbst durch Schmutz verklemmt und kann nach dem Öffnen leicht gereinigt werden. Eine solche Pumpe versieht beim Verfasser seit einem Jahr ohne Beanstandung ihren Dienst.

Bild 1 zeigt die heute allgemein übliche Schaltung eines zweistufigen Scheibenwischers. Abweichungen treten teilweise in den Klemmenbezeichnungen auf. Zum Anschluß des Intervallschalters ist Stecker „A" mit einer der Motorsteuerleitungen zu verbinden. Dabei erwies es sich als günstig, die langsame Stufe intervallmäßig zu schalten (meistens Klemme 53). Weiter ist die Kurzschlußleitung des Motors (31b) aufzutrennen und mit den Steckern „B" und „C" zu verbinden.

Das vorgestellte Gerät wurde bereits mehrfach nachgebaut, es arbeitet in allen Versionen ohne Beanstandungen. Alle eingangs gestellten Forderungen sind erfüllt. In allen vorkommenden Temperaturbereichen arbeitete das Gerät einwandfrei. Die Außenansicht des Gerätes wird in *Bild 6* gezeigt.

Die folgende *Tabelle* nennt die erreichten Zeiten, die für beide Betriebsspannungen gleich sind. Abweichungen beim Nachbau entstehen durch die großen Fertigungstoleranzen bei Elektrolytkondensatoren und durch starke Streuungen in den Verstärkungen der verwendeten Transistoren.

Tabelle der Schaltzeiten

Intervallschalter
Taktzeit: 1 s
Taktpause: 3...35 s

Wasch-Automatik
Waschzeit: 1...5 s
Wischzeit: 2...12 s

Verwendete Bauteile

T 1, T 2, T 5 bis T 10: BC 108 o. ä. ($\beta \geqq 100$);
T 3, T 4, T 11: BC 177 o. ä. ($\beta \geqq 100$);
Dioden: BAY 17 o. ä.;
Th: RCA 2 N 3528 o. ä. – 100 V/2 A;
T 12: 2 N 3055 o. ä.;

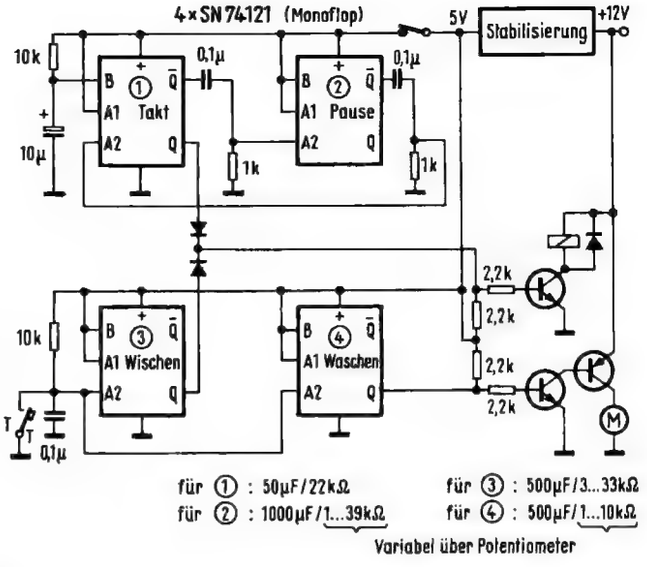


Bild 7. ▶ Vorschlag für eine Schaltung mit integrierten Bausteinen

Relais: Siemens-Kammrelais:
V 23154 DO 716-F 104 (12 V) o. ä.;
V 23154 DO 712-F 104 (6 V) o. ä.;

Widerstände: 1/4 W; falls nicht anders angegeben;

Elektrolytkondensatoren: 15/18 V (12 V), 12 V (6 V)

Eine Version mit integrierten Schaltungen

Die in *Bild 7* dargestellte Schaltung arbeitet in den gleichen Bereichen wie diejenige in Bild 1. Sie wurde jedoch aus Zeitgründen noch nicht im Fahrzeug und damit auf Störsicherheit getestet. So ist dieser Plan zunächst nur als Anregung für denjenigen gedacht, der gern mit IS experimentiert. Verwendet werden vier Monoflops SN 74121 (Texas). Ihre externen Zeitglieder sind nicht eingezeichnet, aber größenmäßig angegeben.

Die Monoflops 1 und 2 steuern Takt- und Pausenzeit für den Intervallschalter. Sie triggern sich gegenseitig durch ihre differenzierten Ausgangssignale. Nach dem Einschalten wird der Monoflop 1 über ein Integrationsglied am Schmitt-Trigger-Eingang angestoßen. Die Bausteine 3 und 4 bilden die Wisch- und Wasch-Zeitgeber für die Automatikschaltung. Sie werden über ein Integrationsglied in Verbindung mit der Taste T gleichzeitig gestartet. Die Flipflops 1 und 3 steuern über ihre entkoppelten Ausgänge eine Relaisschaltstufe, mit der der Wischermotor geschaltet wird. Der Waschzeitmonoflop 4 betätigt über zwei Transistoren die Waschpumpe.

Die Versorgungsspannung für die integrierten Schaltungen ist gut zu sieben und zu stabilisieren. Im Versuchsaufbau arbeitete diese Schaltung einwandfrei. Alle eingangs gestellten Forderungen sind erfüllt – bis auf eine: Die Automatik ist nicht nachtastbar, da bei integrierten Monoflops die Kippzeit erst dann wieder gestartet werden kann, wenn die vorherige abgelaufen ist.

Nachdem dieser Artikel geschrieben wurde, kamen jetzt Monoflops auf den Markt (SN 74123 - Texas), die nachtastbar sind. Damit wäre auch die letztgenannte Forderung zu erfüllen.

Dipl.-Ing. Dieter Rösner

Batterie-Anzeige für Taschenrechner

Ein Rechner, der den Anspruch erhebt, mehr als nur ein Spielzeug zu sein, darf auf gar keinen Fall falsch rechnen. Daher habe ich für den in der FUNKSCHAU 1972, Heft 16 und 17, als Bauanleitung veröffentlichten Taschenrechner eine sogenannte Batterieanzeige entworfen. Eine solche Batterie-Anzeige, die erkennen läßt, ob die Spannung U der eingebauten Batterien (oder Akkumulatoren) auf einen kritischen unteren Grenzwert $U_{zul.\,min.}$ abgesunken ist, sollte folgende Forderungen erfüllen:

1. Sie darf die Funktion des Rechners in keiner Weise beeinträchtigen.
2. Sie soll deutlich sichtbar sein, darf jedoch das Ablesen der LED-Anzeige (Rechenergebnis) nicht erschweren oder gar verfälschen.
3. Sie soll möglichst wenig zusätzliche Bauelemente erfordern.
4. Sie soll ohne Veränderungen am Gehäuse leicht nachträglich einzubauen sein, auch in fertige Rechner.
5. Die zusätzliche Stromaufnahme soll gering sein.

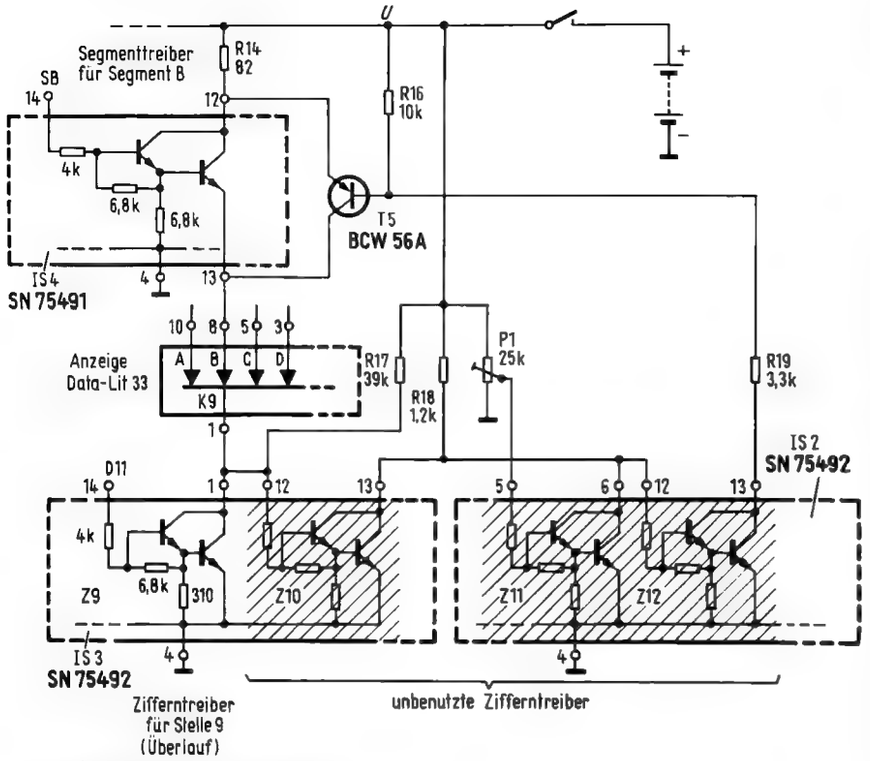


Bild 1. Schaltung der Batterie-Anzeige

6. Die Anzeige soll rechtzeitig erfolgen, und zwar so, daß bei ihrem ersten Auftreten während eines Rechenganges das Ergebnis noch richtig ist und Fehler erst beim Weiterrechnen entstehen können.

Die in *Bild 1* dargestellte Schaltung erfüllt die gestellten Bedingungen. Sie besteht aus den in den integrierten Schaltungen SN 75 492 (IS 2 und IS 3) noch unbenutzten Zifferntreibern (Z 10, Z 11, Z 12) sowie den zusätzlichen Bauteilen R 16 bis R 19, P 1 und T 5. Als Anzeigeelement wird das Segment B der Stelle 9 (Überlaufanzeige) verwendet, das bisher unbenutzt ist. Damit erhöht sich der Zeichenvorrat der Stelle 9 von bisher 5 auf 6 Zeichen *(Bild 2)*, wobei zu beachten ist, daß auch Kombinationen dieser Zeichen untereinander möglich sind. Das logische Blockdiagramm der Schaltung ist in *Bild 3* dargestellt. Zu beachten ist ferner die zugehörige Wahrheits*tabelle*.

Arbeitsweise der Schaltung

Der unbenutzte Zifferntreiber Z 11 in Bild 1 wird als einfacher Schwellwertschalter zum Messen der Versorgungsspannung *U* benutzt. Ist der an P 1 abgegriffene Teil von *U* größer als die bei etwa 1,3 V liegende Schaltschwelle von Z 11, so leitet Z 11, ist er kleiner, so sperrt Z 11. Bei richtiger Einstellung von P 1 leitet Z 11, solange die Versorgungsspannung *U* hinreichend groß ist, sinkt sie jedoch unter den zulässigen Mindestwert $U_{zul.\,min.}$, dann sperrt Z 11. Nennt man das Ausgangssignal von Z 11 „Batterie *leer*" = BL, dann gilt also:

$U > U_{zul.\,min.} \rightarrow BL = L$ (Low) . (1)
$U \leq U_{zul.\,min.} \rightarrow BL = H$ (High) . (2)

Da Z 11 keine Kippstufe ist, treten natürlich nicht nur diese beiden Sättigungswerte L und H als Ausgangssignale auf, sondern auch die zum aktiven Bereich gehörenden Zwischenwerte. Wegen der hohen Verstärkung der Darlington-Stufe ist dieser aktive Bereich jedoch sehr schmal (≈ 50 mV am Eingang) und außerdem hier keineswegs störend. Die Schaltschwelle von Z 11 wird durch die beiden Basis-Emitter-Dioden der Darlington-Schaltung bestimmt und ist somit temperaturabhängig: Mit höherer Temperatur sinkt die Schaltschwelle. Dieser unerwünschte Effekt wird teilweise dadurch kompensiert, daß der für den Rechner erforderliche Mindestwert $U_{zul.\,min.}$ der Versorgungsspannung ebenfalls mit steigender Temperatur abnimmt. Wenn das Gerät nicht gerade unter extremen Umgebungstemperaturen betrieben wird, dann ist die thermische Stabilität dieses Schwellwertschalters völlig ausreichend.

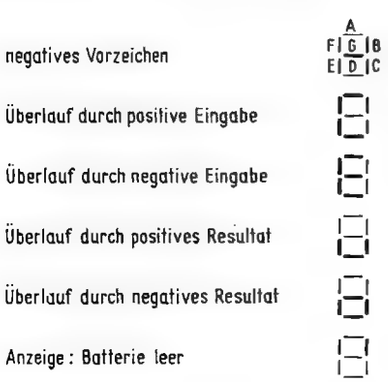
Man kann also sagen, daß mit dem Signal BL der Zustand der Batterie ein-

Wahrheitstabelle zu Bild 3

	D11	BL	SB	S9B	Bew.
1	L	L	L	L	
2	L	L	H	L	
3	L	H	L	L	
4	L	H	H	L	
5	H	L	L	L	
6	H	L	H	H	nicht exist.
7	H	H	L	H	Batterie leer
8	H	H	H	H	nicht exist.

L ∧ Low; H=High

D11 : Ansteuerung für Stelle 9
SB : Ansteuerung für Segment B
BL : log. Signal „Batterie leer"
S9B : Segment B der Stelle 9 (L = dunkel; H = Leuchtet)
S9B : (D11 ∧ SB) ∨ (D11 ∧ BL)



◀ Bild 2. Erweiterter Zeichenvorrat der Stelle 9 (Überlauf) mit Schaltung nach Bild 1

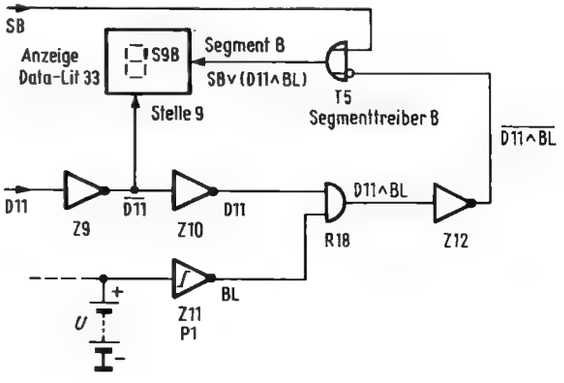


Bild 3. ▶ Logisches Blockschaltbild der Schaltung nach Bild 1

deutig gekennzeichnet ist. Ein an den Ausgang von Z 11 angeschlossenes zusätzliches Anzeigeelement (z. B. Schauzeichen, Glühlämpchen oder Leuchtdiode) könnte bereits zur Anzeige des Batteriezustandes dienen. Will man jedoch auf ein zusätzliches Anzeigeelement verzichten und stattdessen das Segment B der Stelle 9 benutzen, dann ist es erforderlich, das Signal BL durch logische Verknüpfung mit den entsprechenden Steuersignalen in den zeitlichen Ablauf des Abtastzyklus der LED-Anzeigeeinheit einzufügen (Bild 3 und zugehörige Wahrheitstabelle). Dieser Abtastzyklus ist im ersten Teil der Rechnerbauanleitung (Heft 16, S. 594) im Kapitel „Bausteinausgänge und Anzeige" beschrieben und soll deshalb hier nicht wiederholt werden.

Wird vom Rechnerbaustein die Stelle 9 der Anzeige angesteuert, dann ist das Signal D 11 = H (s. a. Heft 16, S. 593, Bild 1). Damit leitet der Zifferntreiber Z 9 (Bild 1) und legt die Katode K 9 der LED-Anzeigeeinheit auf L, außerdem wird der an Z 9 angeschlossene und bisher unbenutzte Zifferntreiber Z 10 mit diesem L-Signal gesperrt, so daß sein Kollektorpotential H sein kann. Das ist aber wegen des gemeinsamen Kollektorwiderstandes R 18 – der hier eine logische UND-Verknüpfung darstellt – nur dann möglich, wenn auch Z 11 sperrt, also BL = H und damit $U \leq U_{zul.min.}$ ist. An R 18 steht also ein Signal, das die logische Verknüpfung der Konjunktion D 11 ∧ BL erfüllt (Bild 3), d. h. dieses Signal ist dann und nur dann H, wenn sowohl D 11 = H (Stelle 9 angesteuert) als auch BL = H (Batteriespannung zu gering). Dieses H-Signal steuert dann Z 12 und damit auch T 5 leitend, so daß der über R 14, T 5 und Z 9 durch die LED-Anzeige fließende Strom des Segment B der Stelle 9 zum Aufleuchten bringt und somit die zu geringe Batteriespannung signalisiert.

Wird vom Rechnerbaustein eine andere als die Stelle 9 angesteuert, so ist D 11 = L. Z 10 wird dann über R 17 leitend gesteuert, wodurch Z 12 und T 5 sperren. Eine Ansteuerung des Segmentes B einer anderen Stelle ist hier auf diesem Wege also nicht möglich. Wenn die Batteriespannung hinreichend groß ist, dann leitet Z 11 dauernd und verhindert so für diesen Fall ebenfalls durch Sperren von Z 12 und T 5 eine Ansteuerung von Segment B auf diesem Wege. In beiden Fällen wird die zur Zifferndarstellung in den Stellen 1 bis 8 erforderliche reguläre Ansteuerung des Segmentes B über den zugehörigen Segmenttreiber mit dem Signal SB jedoch nicht behindert. Die Parallelschaltung von Segmenttreiber B und T 5 stellt eine Disjunktion (logisches ODER) dar, wobei die Basis von T 5 ein negierter Eingang ist (Bild 3).

Bezeichnet man das Segment B der Stelle 9 mit S9B – wobei S9B = H das leuchtende, S9B = L das dunkle Segment bedeuten –, dann läßt sich die Ansteuerung dieses Segmentes durch die logische Gleichung

$$S9B = (D\,11 \wedge SB) \vee (D\,11 \wedge BL) \qquad (3)$$

beschreiben. Man gewinnt diese Beziehung unmittelbar aus dem logischen Blockdiagramm Bild 3, das aus der Schaltung in Bild 1 abgeleitet wurde. Wie man sieht, besteht die rechte Seite von Gleichung (3) aus der Disjunktion zweier Konjunktionen. Die erste Konjunktion, nämlich D 11 ∧ SB, ist zwar von vornherein in der unveränderten Schaltung als logische Verknüpfung enthalten, das Ergebnis D 11 ∧ SB = H und damit S9B = H (Aufleuchten des Segmentes B der Stelle 9) ist jedoch nicht möglich, weil der Rechenbaustein das erforderliche Wertepaar D 11 = H, SB = H nicht gleichzeitig liefert (Zustände 6 und 8 in der Tabelle). Erst das Hinzufügen der zweiten Konjunktion D 11 ∧ BL durch die hier beschriebene Batterie-Anzeigeschaltung ermöglicht das Aufleuchten des Segmentes S9B = H unter den gewünschten Bedingungen D 11 = H, BL = H (Zustand 7 in der Tabelle). Vollständig ist dies in der Wahrheitstabelle der Verknüpfung nach Bild 3 bzw. Gleichung (3) zusammengestellt.

Aufbau und Einstellung

Wie aus Bild 1 ersichtlich, ist der Aufbau der Schaltung unter Verwendung der unbenutzten Zifferntreiber Z 10, Z 11, Z 12 mit nur wenigen zusätzlichen Bauelementen R 16 bis R 19, P 1 und T 5 sowie einigen Verbindungen relativ einfach und unkritisch als fliegende Verdrahtung auch nachträglich auszuführen. Die Auswahl des Transistors T 5 ist ebenfalls unkritisch, der Typ BCW 56 A wurde nur wegen des günstigen flachen Plastikgehäuses verwendet. Alle in Bild 1 angegebenen Anschlußbezeichnungen beziehen sich auf die Bauanleitung in Heft 16 und 17 der FUNKSCHAU und müssen bei Verwendung einer anderen Schaltung mit den gleichen Bausteinen ggf. verändert werden.

Wird der Rechner aus Trockenbatterien gespeist, dann muß zur genauen Einstellung der Anzeigeschaltung der zulässige Mindestwert $U_{zul.min.}$ der Versorgungsspannung ermittelt werden, bei dem der Rechner mit Sicherheit noch richtig rechnet. Dazu wird eine Kontrollrechnung durchgeführt, bei der möglichst viel Strom aus der Batterie aufgenommen wird und die außerdem empfindlich auf zu geringe Versorgungsspannung reagiert. Versuche haben ergeben, daß die Rechnung

```
 [ 88888888.
-88888888.
----------
 [       0.
```

(4)

diesen Forderungen genügt. Die Batterie wird durch ein einstellbares Netzgerät ersetzt, dessen Spannung bei etwa 6 V beginnend unter ständigem Wiederholen der Kontrollrechnung Gleichung (4) langsam verringert wird bis der Rechner falsch rechnet. Er kann dann nicht mehr substrahieren und bildet stattdessen die negative Summe, so daß man folgende Rechnung anstelle der Kontrollrechnung erhält:

```
 [ 88888888.
-88888888.
----------
 [1.7777777
```

(5)

Das geschieht bei einer Versorgungsspannung von etwa 4,8 bis 4,9 V. Dieser Wert ist jedoch Exemplarstreuungen unterworfen und außerdem temperaturabhängig. Die Versorgungsspannung wird jetzt geringfügig soweit erhöht, bis die Kontrollrechnung nach Gleichung (4) gerade wieder richtig durchgeführt werden kann. Bei dieser Versorgungsspannung wird nun der Schleifer von P 1 vom spannungsseitigen Anschlag her soweit gegen Masse gedreht, bis das Segment B der Stelle 9 gerade eben zu leuchten beginnt. Das Ergebnis der Kontrollrechnung sieht dann folgendermaßen aus:

```
 [ 88888888.
-88888888.
----------
 [       0.
```

(6)

Die gesamte Einstellung ist noch zu kontrollieren und bei Bedarf zu korrigieren.

Werden statt der Trockenbatterien NiCd-Akkumulatoren zur Stromversorgung eingesetzt, dann ist die Anzeigeschaltung nicht – wie oben angegeben – auf den durch Kontrollrechnung zu ermittelnden zulässigen Mindestwert $U_{zul.min.}$ einzustellen, sondern auf den Wert der Entladeschlußspannung U_E des Akkumulators. Dieser beträgt pro NiCd-Zelle 1,1 V, so daß bei fünf Zellen, die man üblicherweise verwenden wird, U_E = 5,5 V ist. Diese Spannung ist möglichst genau (Präzisionsmeßgerät!) am Netzgerät einzustellen. Mit P 1 wird dann – wie oben beschrieben – das Anzeigeelement S9B gerade eben zum Leuchten gebracht. Mit dieser Einstellung verhindert man mögliche Tiefentladungen einzelner Zellen mit ihren negativen Auswirkungen auf die Lebensdauer des Akkumulators (siehe auch Heft 18/1972, S. 661 ff.), weil das bei Erreichen der Entladeschlußspannung aufleuchtende Segment B der Stelle 9 rechtzeitig an das Aufladen des Akkumulators erinnert.

Dipl.-Ing. Eckart Schatter

Hochwertige Zf-Sender für FM und AM

Um die meßtechnischen Probleme von integrierten Schaltungen zu bewältigen, müssen gelegentlich auch Meßgeräte entwickelt werden, die wegen ihres einfachen Aufbaus auch für Amateure interessant sein dürften. Eine dieser Entwicklungen, nämlich ein hochwertiger FM-Zf-Sender, wird hier näher beschrieben. Der Sender kann mit einem AM-Modulator oder einer elektronischen Eichleitung ergänzt werden. Diese Eichleitung eignet sich auch als verzerrungsarmer AM-Modulator.

Ein Oszillograf, ein Niederfrequenz-Generator und eine einstellbare Gleichspannungsquelle sollten für den Selbstbau verfügbar sein. Außerdem empfiehlt es sich, für die gewünschte Frequenz einen Quarzgenerator aufzubauen.

FM-Oszillator

Bild 1 zeigt die Schaltung eines mehrfach erprobten FM-Oszillators mit einer Trennstufe *(Tabelle 1)*. Der Oszillator besteht im wesentlichen aus dem Differenzverstärker mit den Transistoren T 1 und T 2 und dem Schwingkreis mit der Spule L 1, der Koppelwicklung L 2, der Feinabgleichspule L 3 und den Abstimmdioden 3 × BB 104 (blau).

Die Kapazitätsdioden BB 104 werden verwendet, weil ihre Kennlinien nur geringen Streuungen unterliegen.

Wenn Kapazitätsdioden mit sehr großem Hub (sog. hyperabrupte Dioden, z. B. BB 105 oder BB 113) benutzt werden, hängt der Modulationsklirrfaktor von ihren individuell verschiedenen Kennlinien-Krümmungen ab. Die Modulationsverzerrungen sind um so kleiner, je weniger Festkapazität im Verhältnis zur Abstimm-Kapazität dem Schwingkreis parallel liegt, je höher die anliegende Dioden-Sperrspannung und je kleiner die Oszillatoramplitude ist. Deswegen wurden drei Doppeldioden BB 104, also sechs Diodenstrecken, parallel geschaltet. Eine Gegentaktschaltung BB 104 ergab schlechtere Ergebnisse, weil die dadurch auf ein Viertel gesunkene Abstimmkapazität wegen der unvermeidbaren Festkapazitäten einen größeren Spannungshub erzwingt. Bei einer Diodenvorspannung von 6 V ergab sich ein Minimum des Klirrfaktors. Diese wird von der Oszillator-Speisespannung durch eine Z-Diode BZY 86 C 6 V 8 abgeleitet. Die Diode BA 127 dient dazu, der Spannung einen positiven Temperaturkoeffizienten zu geben, um den Temperatureinfluß der Abstimmdioden und z. T. auch der Spule zu kompensieren.

Für den Oszillator wurde eine Gegentaktschaltung gewählt. Sie hat einmal den Vorteil, daß bei Übersteuerung durch das Oszillatorsignal der Eingang hoch-

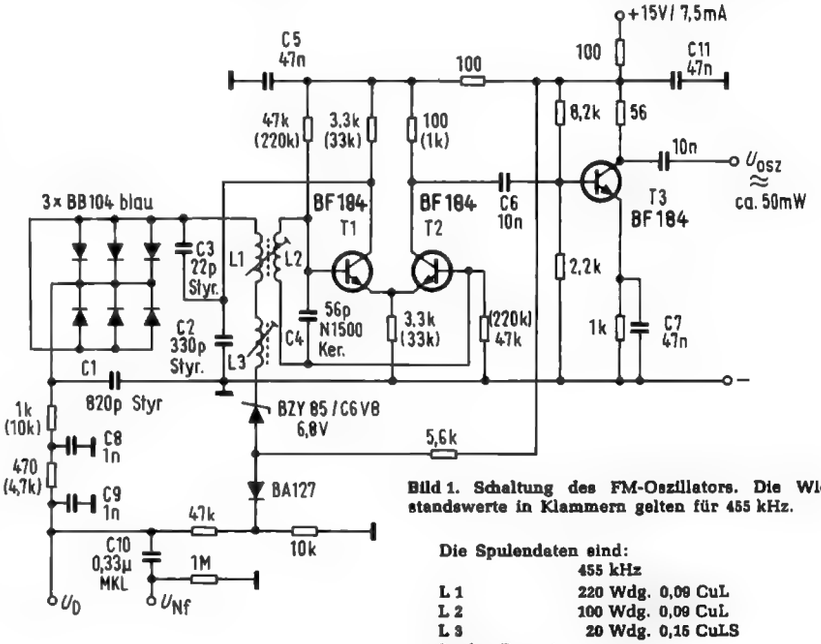


Bild 1. Schaltung des FM-Oszillators. Die Widerstandswerte in Klammern gelten für 455 kHz.

Die Spulendaten sind:

	455 kHz
L 1	220 Wdg. 0,09 CuL
L 2	100 Wdg. 0,09 CuL
L 3	20 Wdg. 0,15 CuLS
Spulen-Bausatz Vogt u. Co.	D 41 - 2393
	5,5 MHz
L 1	28,5 Wdg. 0,15 CuLS
L 2	12,5 Wdg. 0,15 CuLS
L 3	3 Wdg. 0,25 CuLS
Spulen-Bausatz Vogt u. Co.	D 41 - 2165
	10,7 MHz
L 1	15 Wdg. 0,25 CuLS
L 2	6 Wdg. 0,25 CuLS
L 3	2 Wdg. 0,25 CuLS
Spulen-Bausatz Vogt u. Co.	D 41 - 2165

Statt des umsponnenen Kupfer-Lackseide-Drahtes kann auch Hf-Litze (z. B. 15×0.04 CuLS) verwendet werden, die etwas höhere Güten ergibt. Die Windungen sind mit Wachs oder einem geeigneten Lack festzulegen

Tabelle 1. Daten des FM-Oszillators nach Bild 1

Speisespannung: 15 V (stabilisiert)
Stromaufnahme: 7,5 mA
Ausgangsspannung: ≈ 50 mV (Ri = 56 Ω)
Eingangswiderstand des Modulationseingangs: ≈ 47 kΩ ‖ 3 nF

Oszillatorfrequenz f_{osz}:	455 kHz	5,5 MHz	10,7 MHz
Modulationsbandbreite B_{Nf}: (Rg < 500 Ω)	10 Hz...6 kHz	10 Hz...60 kHz	10 Hz...60 kHz
Maximalhub f_{HM}:	± 7 kHz	± 50 kHz	± 75 kHz
Modulationsspannung bei f_{HM}:	$U_{Nf} \approx 0{,}9\ V_{ss}$	$0{,}8\ V_{ss}$	$\approx 0{,}6\ V_{ss}$
Klirrfaktor k bei f_{HM}:	≈ 1 %	≈ 0,7 %	≈ 0,5 %
Frequenz-Unsicherheit bei Raumtemperatur:	± 100 Hz	± 500 Hz	± 1 kHz

Der Frequenz-Hub ist der Modulationsspannung proportional.

Der Verfasser ist verantwortlich für Entwicklung und Applikation von integrierten Hf-Schaltungen im Halbleiterwerk der Siemens AG München.

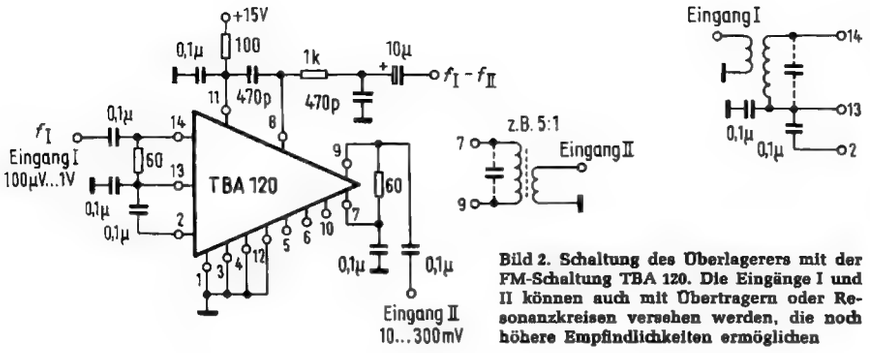


Bild 2. Schaltung des Überlagerers mit der FM-Schaltung TBA 120. Die Eingänge I und II können auch mit Übertragern oder Resonanzkreisen versehen werden, die noch höhere Empfindlichkeiten ermöglichen

ohmig wird und dadurch den Schwingkreis nicht verstimmt oder belastet. Zum anderen wird eine günstige Begrenzungscharakteristik erreicht und die Oszillatoramplitude an den Dioden auf nur etwa 1 V_{ss} stabilisiert.

Die Schwingkreis-Induktivität wird im wesentlichen aus der Spule L 1 gebildet. In Reihe zu L 1 liegt die Spule L 3, die nur etwa 1 % der Induktivität von L 1 hat und zum Feinabgleich der Frequenz dient. Aus L 1 wird durch die auf dem gleichen Körper gewickelte Spule L 2 die Oszillatorspannung auf die Basen der Transistoren T 1 und T 2 geführt. Die zwischen den Basen liegende Kapazität von 56 pF soll gelegentlich auftretende UKW-Schwingungen unterbinden.

Die Kollektoren von T 1 und T 2 sind mit unterschiedlichen Arbeitswiderständen versehen. Beim Transistor T 1 wurde dieser groß gewählt, damit seine Impedanz im Vergleich zu der Kapazität C 2 wenigstens zehnmal größer ist. Dann ergeben C 2 und C 3 einen weitgehend phasenreinen kapazitiven Stromteiler, wobei C 3 die Rückkopplungsschleife auf den Hochpunkt des Oszillatorkreises schließt.

Am Kollektorwiderstand von T 2 wird das Oszillatorsignal ausgekoppelt. Obwohl an dieser Stelle nur noch eine geringfügige Beeinflussung der Oszillatorfrequenz möglich ist, wurde eine Trennstufe mit dem Transistor T 3 vorgesehen, um jede Frequenzverwerfung durch Belastungsänderungen auszuschließen. Als Transistoren T 1 und T 2 können außer den verwendeten Typ BF 184 auch BF 194 oder BF 115 eingesetzt werden. Andere Silizium-Planar-Transistoren, die für Zf-Anwendungen angeboten werden, dürften sich gleich gut eignen.

Die Transistoren T 1 und T 2 werden bei I_C = 1 mA auf annähernd – etwa ±30 % – gleiche Stromverstärkung ausgesucht. Dadurch ist praktisch immer gewährleistet, daß ihre Emitter-Basis-Flußspannungen und damit Kollektorströme gleich groß sind oder sich nicht mehr als etwa 30 % unterscheiden. Sonst schwingt der Oszillator eventuell nicht an. Transistoren mit hoher Stromverstärkung haben einen hohen Eingangswiderstand, beeinflussen den Oszillatorkreis entsprechend weniger und sind deshalb zu bevorzugen. Die relativ feste Ankopplung der Transistor-Eingänge ist erforderlich, um die Schwingkreis-Amplitude klein zu halten.

Die Spulendaten für alle gebräuchlichen FM-Zwischenfrequenzen sind in Bild 1 angegeben. Natürlich kann der Oszillator auch mit einem Sägezahn größerer Amplitude moduliert und als Wobbler verwendet werden. Die Schaltung läßt sich auch als Video-Zf-Wobbler aufbauen. Die Spule L 3 entfällt dann, L 1 und L 2 erhalten etwa 6 bzw. 3 Windungen und der Glockenkern des Vogt-Spulensatzes D 41-2165 entfällt.

Die Kondensatoren C 1, C 2, C 3 und C 4 sollen Kapazitäten sein, die sich für Schwingkreise eignen. Für die ersten drei wurden Styroflex-Kondensatoren, für C 4 ein Keramikkondensator N 1500, d. h. mit einem Temperaturkoeffizienten von $1500 \cdot 10^{-6}$/grd, verwendet. Ein Styroflex-Kondensator ergibt eine etwas höhere Temperaturdrift des Oszillators. Sie kann z. B. auch durch C 3 kompensiert werden, der dann den Beiwert N 470 oder N 750 haben müßte.

Sollte der Oszillator nach dem Einschalten nicht anschwingen, so sind zunächst alle Spannungen und die Kollektorströme von T 1 und T 2 durch Messen der Spannungen an den entsprechenden Widerständen und der Wickelsinn von L 1 und L 2 zu überprüfen. Versuchsweise kann auch C 2 verkleinert werden. Dadurch wird die Rückkopplung fester. Bei den Mustersendern wurde C 2 halb so groß gewählt wie der Wert, wo der Oszillator gerade einsetzt. Diese Dimensionierung ergibt einen brauchbaren Kompromiß zwischen Schwingsicherheit und Oszillatoramplitude. Je nach Spulen- und Platinenaufbau oder bei Wobbelbetrieb können etwas andere Werte von C 2 erforderlich sein als angegeben.

Der mechanische Aufbau des Oszillators ist nicht kritisch. Es empfiehlt sich aber, eine gedruckte Schaltung anzufertigen, weil so ein kompakter, mechanisch und elektrisch stabiler Aufbau am leichtesten zu erreichen ist. Im Interesse einer hohen Frequenzstabilität sollte vermieden werden, daß andere Teile oder Geräte den Sender aufheizen.

Um die Oszillatorfrequenz genau abgleichen zu können und um die für einen bestimmten Hub notwendige Modulationsspannung zu ermitteln, ist ein Mischer sehr hilfreich. Denn ein Frequenzzähler oder Überlagerungsfrequenzmesser dürfte nur wenigen verfügbar sein.

Schaltung für einen Überlagerer

In *Bild 2* ist ein Schaltungsvorschlag für einen Überlagerer mit der FM-Zf-Schaltung TBA 120 dargestellt. Diese Schaltung verbindet hohe Empfindlichkeit mit einer guten Unterdrückung der Eingangssignale, die beim Oszillografieren der Differenzfrequenz recht lästig sein können.

Mit Hilfe eines solchen Überlagerers wird der FM-Sender auf Schwebungsnull mit einem genügend frequenzgenauen Meßsender, am besten mit einem Quarzgenerator, abgeglichen. Wenn die

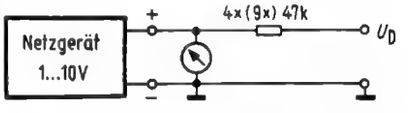


Bild 3. Hilfsschaltung für die Frequenzhub-Eichung

Feinabgleichsspule L 3 einen einigermaßen gleichmäßigen Stellbereich nach hohen und tiefen Frequenzen hat, wird der Kern von L 1/L 2 mit Bienenwachs festgelegt. Um die für einen bestimmten Hub erforderliche Modulationsspannung zu bestimmen, wird an den mit U_D bezeichneten Anschluß im Bild 1 eine Gleichspannung gelegt. Da die Gleichspannung fein einstellbar und ablesbar sein muß, kann man den Stellbereich und den Ablesebereich durch einen Vorwiderstand von 4×47 kΩ bzw. 9×47 kΩ auf das 5- bzw. 10-fache dehnen *(Bild 3)*.

Die Differenz der beiden Gleichspannungen (oder 1/5 oder 1/10 der Differenz je nach gewählter Schaltung), die eine positive und negative Frequenzverschiebung der gewünschten Höhe, z. B. ±75 kHz ergibt, entspricht der Spitze-Spitze-Spannung der Modulationsfrequenz für den gleichen Hub. Die Differenzfrequenz kann mit einem Frequenzzeiger oder einem Oszillografen genügend genau gemessen werden.

Wenn der Modulationsklirrfaktor gemessen werden soll, ist ein Meßdemodulator erforderlich, der ebenfalls mit der integrierten Schaltung TBA 120 aufgebaut werden kann. In (1) und (3) ist nachzulesen, daß der Demodulationsklirrfaktor k_3 bei dieser IS dem Quadrat der Güte Q des Phasenschieberkreises proportional ist:

$$k_3 \approx 1/3\ (\Delta f/f \cdot Q)^2$$

f = Mittenfrequenz
Δf = max. Frequenzabweichung von f

Die Schaltung nach *Bild 4* für 10,7 MHz wurde für $k_3 \approx 0{,}2$ % bei $\Delta f = \pm 75$ kHz ausgelegt *(Tabelle 2)*. Die Ausgangsspannung beträgt dann etwa 200 mV. Die Betriebsgüte ist etwa $Q = 8$. Der Klirranteil k_2 erreicht bei 10,7 MHz und 75 kHz Hub und genauer Abstimmung 0,175 %.

Der Abgleich auf die gewünschte Mitten-Frequenz des Phasenschiebers ist denkbar einfach: Die Gleichspannung an Anschluß 8 wird ohne Eingangssignal gemessen, dann das Signal mit einer Amplitude zwischen 1 mV und 1 V an den Eingang gegeben. Mit dem Abgleichkern wird der Bereich gesucht, wo sich durch geringfügiges Verdrehen eine größere und eine kleinere Gleichspannung einstellen läßt, als vorher bestimmt wurde. Dann wird auf genau gleiche Gleichspannung mit und ohne Signal abgeglichen. Wird auf einen präzisen Abgleich Wert gelegt, empfiehlt es sich, der Phasenschieberspule eine Feinabgleichungsspule mit 2 Wdg. in Reihe zu schalten.

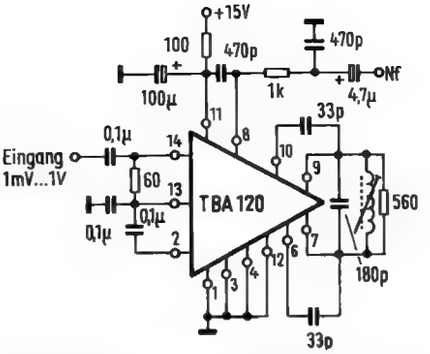


Bild 4. Schaltung des Meßdemodulators für 10,7 MHz. Der Phasenschieberkreis hat 10 Wdg. 0,25 CuLS (Filter-Baussatz siehe Bild 1)

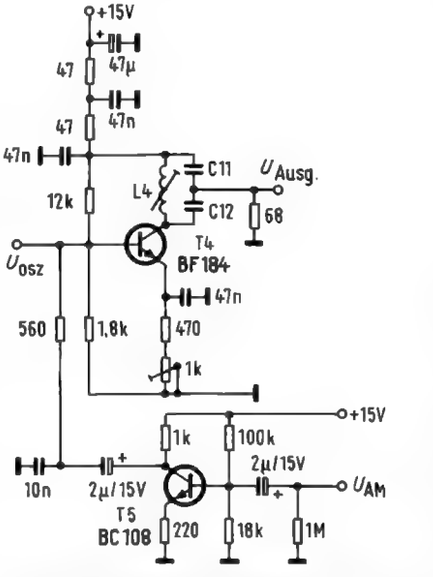


Bild 5. AM-Modulator. Der FM-Oszillator nach Bild 1 kann mit dieser AM-Modulationsstufe ergänzt werden, mit der AM-Unterdrückungsmessungen möglich werden.

455 kHz	5,5 MHz	10,7 MHz
L 4 50 Wdg. 0,15 CuLS	L 4 10 Wdg. 0,25 CuLS	L 4 10 Wdg. 0,25 CuLS
(Spulenkörper wie Bild 1)		
C 11 22 nF	C 11 3,3 nF	C 11 1 nF
C 12 1,5 nF	C 12 4,7 nF	C 12 470 pF

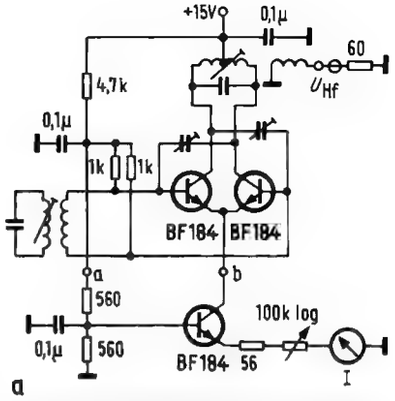


Bild 6a. Elektronische Eichleitung. Die Ausgangsspannung U_{Hf} ist dem Strom I proportional

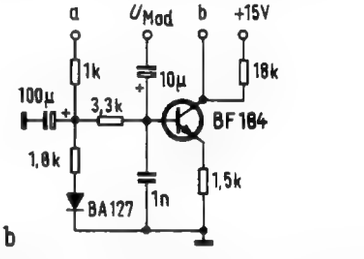


Bild 6b. Ergänzungsschaltung als klirrarmer AM-Modulator

Sender mit AM-Modulator

Ein Teil der aufgebauten Sender wurde mit einem AM-Modulator nach *Bild 5* ergänzt, der für AM-Unterdrükkungsmessungen hilfreich ist. Der von dem Oszillatorsignal voll ausgesteuerte Transistor T 4 wird im Rhythmus der AM-Modulation im Ruhestrom hin- und hergesteuert und damit das Ausgangssignal beeinflußt. Zu beachten ist, daß der Ausgangskreis eine kleine Güte haben muß, weil sonst AM-Anteile bei FM-Betrieb auftreten. Ferner muß sein Resonanzwiderstand genügend klein sein, damit bei AM-Modulation keine Spannungsübersteuerung von T 4 auftritt.

Mit dem Trimmwiderstand von 1 kΩ in der Emitterleitung von T 4 kann die Ausgangsspannung verändert werden. Etwa 200 mV an 60 Ω sind ohne weiteres erreichbar. Im übrigen dürfte dieser Schaltungsteil weder im Aufbau noch in der Wahl der Bauelemente Schwierigkeiten bereiten.

Elektronisches Dämpfungsglied

Im *Bild 6 a* ist die Schaltung eines elektronischen Dämpfungsgliedes dargestellt. Das Prinzip ist einfach: An die Basen eines Differenzverstärkers wird eine Hf-Spannung ausreichender Amplitude (200...500 mV_{eff}) über eine erdfreie Koppelwicklung gelegt, so daß dieser im Schalterbetrieb arbeitet. Die Ausgangsspannung ist dem Strom proportional, der in das Emitterpaar des Differenzverstärkers hineinfließt, wenn auch für die Hochfrequenz in die Emitter eine Stromeinprägung vorherrscht und kein Übersprechen vom Eingang zum Ausgang erfolgt.

Das Übersprechen läßt sich durch sorgfältige Schirmung und durch Neutralisation des Differenzverstärkers weitgehend vermeiden. Ohne Emitterstrom muß also das Ausgangssignal verschwinden. Die Stromeinprägung nimmt jedoch nach höheren Frequenzen und nach kleineren Strömen hin zunehmend kapazitiven Charakter an. Daher ist das Ausgangssignal dem Strom I, bezogen auf einen Maximalwert von 10 mA bei 460 kHz über 80 dB streng proportional, bei 40 MHz nur noch über 40 dB. Der mögliche Regelbereich erreicht aber auch bei 40 MHz mehr als 80 dB. Bei der Dimensionierung des Ausgangsschwingkreises ist zu beachten, daß beim größten Ausgangssignal keine Spannungsübersteuerung der Transistoren auftritt. Bei der Dimensionierung nach Bild 6 a, also einer Speisespannung von 15 V, einer Kollektor-Basisspannung von 10 V, einem Maximalstrom von 10 mA und einem Lastwiderstand von 60 Ω, darf das Untersetzungsverhältnis keinesfalls größer als (4+4) : 1 sein. Die Primärseite ist bifilar zu wickeln.

Als Neutralisationstrimmer können zwei selbstgewickelte Drahttrimmer verwendet werden, die auf etwa gleiche Kapazitätswerte abgeglichen werden. Ein Trimmer könnte auch durch eine Festkapazität von 0,6 pF ersetzt werden.

Da bei der Schaltung nach Bild 6 a über einen sehr weiten Bereich die Hf-

Tabelle 2. Daten des Meßdemodulators nach Bild 4

U_B = 15 V, I = 18 mA, f = 10,7 MHz
U_{Nf} = 200 mV_{eff} bei $\Delta f = \pm$ 75 kHz
k = 0,71 % bei Abgleich auf die Mittenfrequenz (s. Text),
k = 0,3 % bei Abgleich auf minimalen Klirrfaktor, jeweils gemessen mit einem FM-Sender nach Bild 1,
k = 1,3 %, gemessen mit dem Sender MS 100 M von Schomandl/Rohde und Schwarz. bei einem Hub f = ± 75 kHz
Höckerabstand der S-Kurve: 2,5 MHz
Alle angegebenen Halbleiter sind gängige Typen aus dem laufenden Lieferprogramm der Siemens AG, München.

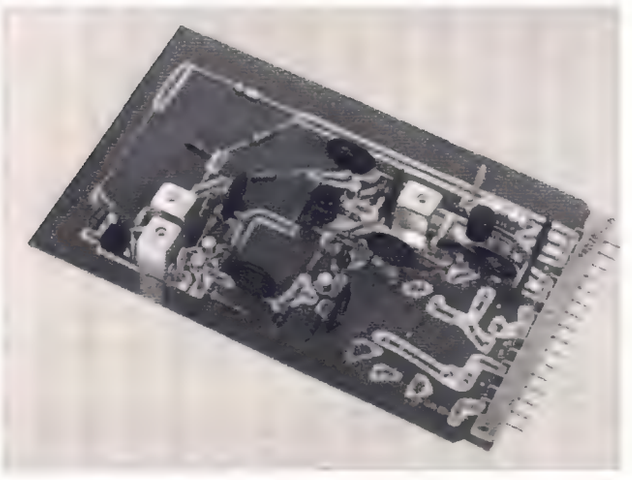


Bild 7. Steckkarte mit dem FM-Sender nach Bild 1 und einem AM-Modulator nach Bild 5. Der Platz rechts rechts unten auf der Platine ist für eine relaisgesteuerte Pegel-Umschaltung vorgesehen

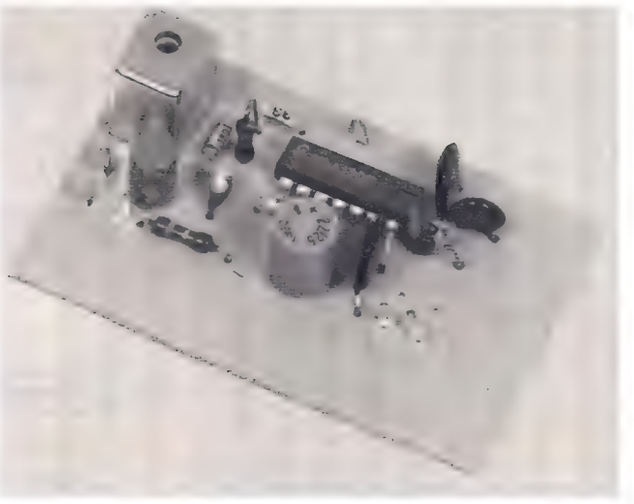


Bild 8. Aufbau des Meßdemodulators nach Bild 4

Spannung einer Gleichstromgröße streng proportional ist, läßt sie sich auch als hochwertiger AM-Modulator verwenden, wenn die Schaltung nach Bild 6 a entsprechend Bild 6 *b* abgeändert wird. Der Widerstand 18 kΩ vom Kollektor des Modulatortransistors nach Plus leitet einen Teil des Stromes nach Plus vorbei, so daß bei 75 % Strom-Modulationsgrad im Modulatortransistor bereits 100 % AM-Modulation entstehen. Dadurch werden Verzerrungen im Modulator weitgehend vermieden. Bei 80 % Modulationsgrad wurde ein Klirrfaktor von etwa 1 % gemessen.

Die Schaltung nach Bild 6 a und b läßt sich mit dem FM-Oszillator von Bild 1 vorteilhaft kombinieren. Der Kollektor von T 3 nach Bild 1 erhält dann einen Schwingkreis mit Koppelwicklung und einem Übersetzungsverhältnis von etwa 4:1, also z. B. bei 10,7 MHz 12/3 Wdg. mit 150 pF Kreiskapazität. Der Schwingkreis wird primär mit etwa 1 kΩ bedämpft.

Die *Bilder 7* und *8* zeigen Aufnahmen eines FM-Meßsenders und des Meßdemodulators in ihrer praktischen Ausführung.

Literatur

[1] *Schotter*, Eckart: TBA 120 – ein neuer Fernseh-Ton-Zf-Monolith. Siemens-Bauteile-Informationen 8 (1970), Heft 5, S. 146/149.

[2] Siemens Datenbuch Integrierte Schaltungen 1970 S. 244...247.

[3] Ein integrierter FM-Zf-Verstärker. Siemens Schaltbeispiele Integrierte Schaltungen 1970, Seite 48...53, und FUNKSCHAU 1970, Heft 23, S. 820.

Dr. Winfried Wisotzky

Ein Nf-Rauschgenerator

In Heft 7/1972 der FUNKSCHAU, auf Seite 226, ist unter dem Titel „Tschebumm" ein Schaltbild angegeben, das u. a. einen Rauschgenerator enthält; über diesen Rauschgenerator ist nichts weiter gesagt, als daß er „bemerkenswert stabil" sei und daß als Rauschquelle eine in Sperrichtung betriebene Basis-Emitter-Diode eines Si-npn-Transistors dient. Da ich gerade an einem Rauschgenerator (ohne Tschebumm!) interessiert war, habe ich mir die Schaltung etwas genauer angesehen und ein Prinzipschaltbild daraus entworfen (*Bild 1*): Damit nicht die Sperrschicht der „Rauschdiode" durch eine Lawine durchschlagen wird, ist der angeschlossene Verstärker auch für eine gleichstrommäßige Gegenkopplung ausgenutzt, welche dafür sorgt, daß das Eingangspotential am Verstärkereingang konstant bleibt: Damit ist für die Konstanz des Mittelwerts des Sperrstromes in der Diode gesorgt. Sobald z. B. der Sperrstrom zu groß werden will, fällt durch die Gegenkopplung die Ausgangsgleichspannung des Verstärkers und somit die Betriebsspannung der Rauschdiode – der Durchschlag wird verhindert.

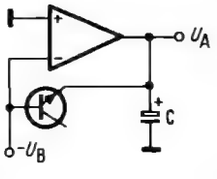


Bild 1. Prinzipschaltbild des Rauschgenerators aus „Tschebumm"

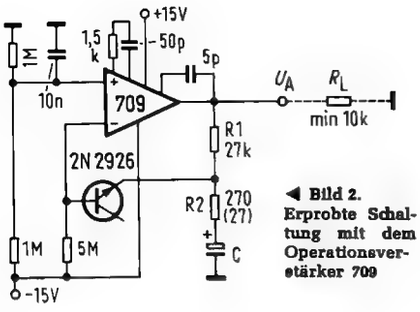
Der Kondensator C verhindert eine wechselspannungsmäßige Gegenkopplung, so daß das Rauschen verstärkt am Ausgang abgenommen werden kann.

Nach diesen Überlegungen stellte ich Versuche an unter Verwendung handelsüblicher integrierter Operationsverstärker; folgende Ergebnisse sind von allgemeinem Interesse:

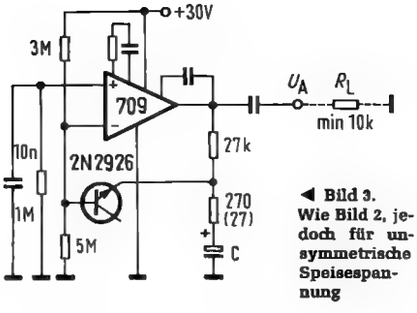
1. Der npn-Transistor, dessen Basis-Emitter-Diode als Rauschdiode verwendet werden soll, muß ausgesucht werden. Zwar wird für die meisten Si-npn-Transistoren eine Mindest-Basis-Emitter-Sperrspannung von 5 V garantiert; es gibt aber stets Exemplare, deren Sperrspannung erheblich größer ist, die sogar bei 20 V noch keinen „Rauschstrom" durchlassen.
2. Der „gute alte" 709 ergab bessere Resultate als modernere Op-Verstärker, z. B. 748; offenbar erzeugen die Einzeldurchschläge von Ladungsträgern durch die Sperrschicht der Rauschdiode sehr kurzzeitige (d. h. hochfrequente) Impulse, die zunächst einmal von der Eingangsschaltung des Operationsverstärkers registriert werden müssen, und das kann der Typ 709 anscheinend besser. Mit der IS 709 ist die Amplitude viel größer, der Anteil höherer Frequenzen besser, und man erkennt im Oszilloskop, daß mehr große und geringe Impulsamplituden statistisch verteilt auftreten.

„Weißes Rauschen" erkennt man übrigens im Oszilloskop (wenigstens qualitativ) recht gut daran, daß das Schirmbild sich bei weitgehendem Umschalten der Zeitablenkfrequenz überhaupt nicht ändert.

Bild 2 zeigt eine praktisch erprobte Schaltung mit symmetrischen Speisespannungen; der nicht invertierende Ver-



◀ **Bild 2. Erprobte Schaltung mit dem Operationsverstärker 709**



◀ **Bild 3. Wie Bild 2, jedoch für unsymmetrische Speisespannung**

stärkereingang (+) ist um etwa ein Viertel der Gesamtbetriebsspannung, also um etwa 7,5 V, ins Negative verschoben; der Rauschtransistor ist so ausgesucht, daß die Ausgangsgleichspannung annähernd Null (bzw. Mitte zwischen +15 V und −15 V) ist, und daß die Rauschamplitude möglichst groß ist. Die tatsächliche Sperrspannung der Rauschdiode liegt dann ebenfalls etwa bei 7,5 V. Die Leerlaufverstärkung des 709 ist zu groß. Daher ist in die Leitung zum Kondensator C ein Widerstand R 2 eingefügt, der eine frequenzunabhängige Gegenkopplung bewirkt. Die Kapazität von C muß so gewählt werden, daß ihr Blindwiderstand bei der gewünschten unteren Grenzfrequenz des Rauschens gleich R 2 ist. Mit R 2 = 270 Ω beträgt die maximale Ausgangsamplitude (soweit im Oszilloskop erkennbar!) etwa 2 V_{ss}, mit 27 Ω etwa 20 V_{ss}. Wegen der hohen Eingangswiderstände gerät die IS 709 ins Schwingen, wenn man den Ausgang mit weniger als 10 kΩ Lastwiderstand belastet.

Wer keine symmetrische Betriebsspannung zur Verfügung hat, kann die Schaltung auch unsymmetrisch betreiben, wie *Bild 3* zeigt. Selbstverständlich muß in diesem Fall der Ausgang gegenüber dem Lastwiderstand wie üblich abgeblockt werden, während das nach Bild 2 nicht unbedingt erforderlich ist.

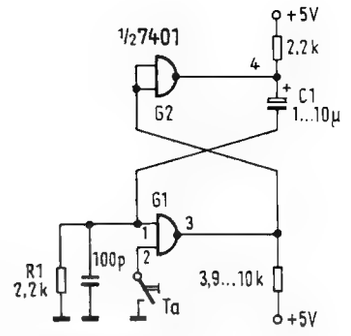


Bild 2a. Schaltung der vorgeschlagenen Eingabetastatur

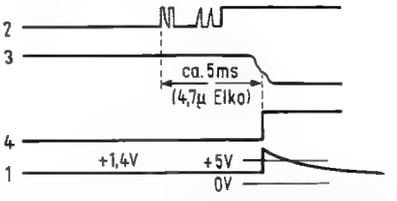


Bild 2b. Logische Spannungen beim Abheben des Tasters

Paul Dambacher, Hartwig Harm

Eingabefeld für Tischrechner

Zur Dateneingabe in elektronische Tischrechner verwendete man bisher Umschaltkontakte, denen zur Unterdrükkung des Kontaktprellens eine bistabile Kippstufe (Latch) nachgeschaltet wurde *(Bild 1)* [1].

In Heft 19/1972 der FUNKSCHAU veröffentlichte Herr Niehoff auf der Seite 706 eine Schaltung [2], die es ermöglichen sollte, die Dateneingabe mit Hilfe von einfachen Tastschaltern und nachgeschalteten monostabilen Multivibratoren betriebssicher vorzunehmen *(Bild 2)*.

Zu dieser Schaltung sind einige kritische Anmerkungen notwendig. Zunächst ist nicht ersichtlich, wie das Kontaktprellen beim Loslassen des Tastschalters unterdrückt wird. Nach dem ersten Abheben des Tasters haben beide Eingänge des NAND-Gatters G 1 logisch 1. Der Ausgang von G 1 springt nach logisch 0, der Ausgang von G 2 erhält logisch 1. Diesen positiven Spannungssprung überträgt C 1 auf den Eingang des NAND-Gatters G 1, so daß hier weiterhin logisch 1 vorliegt. Macht der Tastschalter durch Prellen beim Loslassen erneut Kontakt, müßte sich die logisch 0 am Eingang des NAND-Gatters G 1 über G 1 und G 2 auf den Ausgang der Schaltung übertragen und damit zu einer falschen Dateneingabe in den Rechner führen (z. B. die Zahl 2 wird zweimal oder mehrfach eingegeben).

Die nachgebaute Schaltung zeigte zunächst das Verhalten eines astabilen Multivibrators.

Bei einer negativen Flanke am Ausgang von G 2 wurde der Kondensator C 1 über R 1 und über den Eingangsstrom von G 1 umgeladen. Damit lag am Eingang 1 von G 1 logisch 1, jedoch nur für kurze Zeit. Der nun fehlende Eingangsstrom von G 1 bewirkte, daß über den Widerstand R 1 erneut logisch 0 auftrat. Somit waren die Bedingungen für ein astabiles Verhalten der Schaltung gegeben. Eine Erprobung mit integrierten Schaltungen der Typen SN 7401 und SN 7400, jeweils von verschiedenen Herstellern (TI, Siemens, TFK, Sprague), ergab neben dem genannten Effekt, daß am Eingang 1 von G 1 infolge eines zu kleinen Eingangsstromes der erforderliche Spannungswert für die logische 1 nicht erreicht wurde. In diesen Fällen konnte natürlich über den Tastschalter keine Dateneingabe erfolgen. Mit einigen anderen Bausteinen wurde die Schwellspannung für logisch 1 erreicht. Allerdings ließ sich hierbei die Schaltung durch Abkühlen ebenfalls in ein astabiles bzw. in ein „totes" Verhalten überführen.

Mit einem für die Schaltung „günstigen" Baustein ergaben sich beim Loslassen des Tastschalters die Oszillogramme nach *Bild 2b*. Daraus ist ersichtlich, in welcher Weise das Kontaktprellen beim Loslassen des Tasters unterdrückt wird. Obwohl am Eingang 1 des Gatters G 1 die Spannung +1,4 V vorliegt, also logisch 1, reagiert der Ausgang von G 1 zunächst nicht. Der Eingangsstrom, der zuvor über den Tastschalter nach Masse abfloß, muß nun über Kontakt 1 den Kondensator C 1 aufladen, bis am Eingang die Logisch-1-Schwellspannung aufgebaut ist, die das Gatter kippen läßt. Bei der Verwendung des Elektrolytkondensators von 4,7 µF ergab sich eine Schaltverzögerung von etwa 5 ms, bei

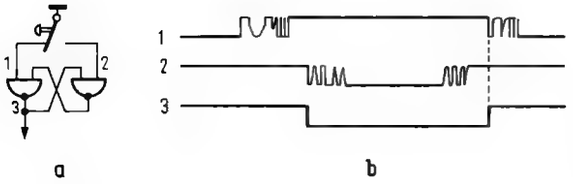


Bild 1a. Umschaltkontakt mit Latch 1b. Logische Spannungen bei einem Schaltvorgang

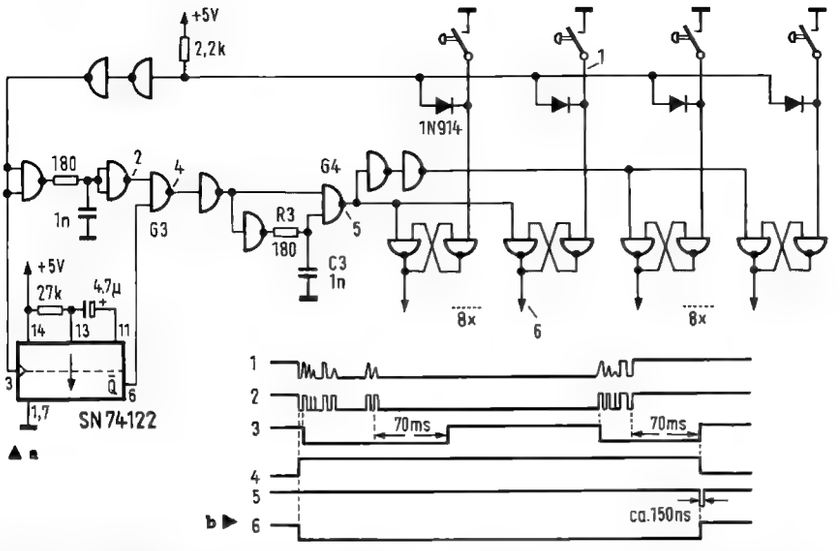


Bild 3a. Eingabefeld mit Tastern und gemeinsamer Rückstellung b. Logische Spannungen bei einem Tastvorgang

1 µF rund 1 ms. Durch langsames Loslassen des Tastschalters entstand ein Prellen, das im Mittel 5...10 ms dauerte (in Einzelfällen bis zu 30 ms).

Dies führte zu Doppelimpulsen am Ausgang der Schaltung und damit zu einer falschen Dateneingabe in den Rechner. Die Materialkosten belaufen sich für eine Schaltungsgruppe ohne Tastschalter auf 1,40 DM, so daß sich für ein Eingabefeld mit 16 Tastern 22,40 DM ergeben. Diese Lösung zur Dateneingabe mit Tastern ist wohl nicht geeignet, den allgemeinen Anforderungen an elektronische Tischrechner gerecht zu werden.

Die folgende erprobte Schaltung *(Bild 3)* stellt eine brauchbare Lösung des Problems dar. Darin ist jedem Taster ein Latch nachgeschaltet, das durch die erste Kontaktgabe sofort in die Arbeitslage gekippt wird. Nun ist lediglich noch ein Impuls erforderlich, der erst nach dem Ende des Kontaktprellens beim Loslassen des Tastschalters das Latch zurückstellt. Dieser Impuls kann den zweiten Eingängen aller bistabilen Kippstufen parallel zugeführt werden. Zur Erzeugung des gemeinsamen Rückstellimpulses ist es erforderlich, daß jede positive Flanke gesperrt wird, die während des Kontaktprellens beim Drücken oder Loslassen eines der 16 Tastschalter auftritt. Dies wird erreicht durch den rücktriggerbaren monostabilen Multivibrator, der die verzögerte erste und alle weiteren positiven Flanken am Eingang 2 des NAND-Gatters G 3 durch die logisch 0 seiner instabilen Zeit (70 ms) sperrt. Damit entsteht am Ausgang von G 3 ein positiver Impuls, der mit der ersten Kontaktgabe eines der Tastschalter beginnt und mit dem Ablauf der instabilen Zeit des Multivibrators nach dem Loslassen des Tasters endet. Dieser Impuls wird invertiert sowie über eine Verzögerungsschaltung (R 3, C 3) original dem NAND-Gatter G 4 zugeführt. An dessen Ausgang entsteht dann ein negativer Rückstellimpuls mit der Breite der Verzögerungszeit. Da NAND-Gatter ein „fan out" von 10 haben, sind für die 16 bistabilen Kippschalter zwei Rückstelleitungen erforderlich.

Die Verwendung eines rücktriggerbaren monostabilen Multivibrators (SN 74 122) hat den Vorteil, daß selbst bei größeren Prellzeiten als 70 ms oder bei einem „blitzschnellen" Betätigen des Tasters, wobei die einfache instabile Zeit des Multivibrators in die Prellzeit beim Loslassen des Tasters fiele, keine Doppelimpulse entstehen können.

Die Materialkosten für das 16teilige Eingabefeld ohne die Taster belaufen sich auf 12,50 DM.

Dieser Schaltungsvorschlag für das Eingabefeld elektronischer Tischrechner mit Tastschaltern und gemeinsamer Rückstellung stellt zumindest im Kostenaufwand eine echte Alternative zu den bisher gebräuchlichen Feldern dar, die einen Tastensatz, bestehend aus Umschaltkontakten, enthalten.

Literatur

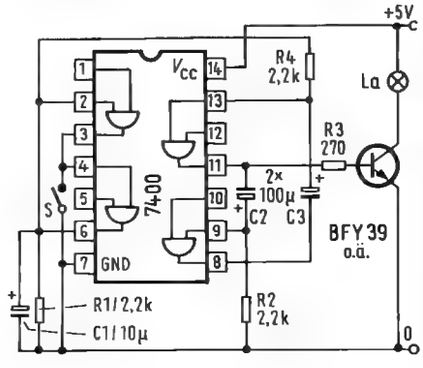
[1] *Amon, G.:* Elektronische Tischrechner mit integrierten Schaltungen. FUNKSCHAU 1971, Heft 21, bis Heft 2/1972.

[2] *Niehoff, R.:* Eingabetastatur für elektronischen Rechner. FUNKSCHAU 1972, Heft 19, S. 706.

L. Klement

Stromausfallanzeige für elektronische Digitaluhren

Elektronische Digitaluhren kommen in zunehmendem Maße auf den Markt. Gegenüber den mechanischen Klappziffern-Digitaluhren haben sie aber alle einen Nachteil, wenn man auf aufwendige Notstromversorgungen verzichten will: Auch nach dem kürzesten Netzstromausfall stellen sich die Ziffern auf beliebige Werte ein. Um mich beim nächsten Blick auf die Uhr nicht täuschen zu lassen, kam ich auf folgende Idee:



Schaltung der Stromausfallanzeige

Der Eingang eines bistabilen Flipflops – aufgebaut mit 1/2 SN 7400 *(Bild)* wird im Einschaltmoment vom Ladestrom des Elektrolytkondensators C 1 auf Masse geschaltet. Dadurch stellt sich nach dem Einschalten immer derselbe stabile Zustand ein. Das nun leitende Gate schaltet einen instabilen Multivibrator – bestehend aus der anderen Hälfte des SN 7400 und den Kondensatoren C 2, C 3 – ein, der mit etwa 2 Hz schwingt. Der Ausgang dieses Flipflops wird einem kleinen Schalttransistor zugeführt, der das Lämpchen aufblicken läßt. Wird die Uhr nun geeicht, betätigt man kurz den Druckknopf S, der das bistabile Flipflop umkippen läßt. Dadurch hört der Multivibrator zu schwingen auf, und das Lämpchen erlischt. Tritt nun irgendwann einmal ein Netzstromausfall ein, zeigt das Blinklicht an, daß sich die Digitaluhr verstellt hat.

Die Zusatzschaltung ist nur 30 mm × 42 mm groß und sicher in jeder Digitaluhr noch unterzubringen. Der mittlere Stromverbrauch beträgt beim Blinken 15 mA und im Ruhezustand etwa 8 mA.

Gerhard Jahn

Komplementär-Endstufen kleiner bis mittlerer Leistung mit Silizium-Transistoren

Eisenlose Tonendstufen haben sich in der letzten Zeit infolge ihrer guten Eigenschaften allgemein durchgesetzt. Schaltungsmäßig sind sie meistens als Gegentaktverstärker im AB-Betrieb ausgelegt und mit einer sehr starken Gegenkopplung versehen, welche sowohl Klirrfaktor als auch Ausgangsimpedanz sehr niedrig hält und stabile Gleichspannungsverhältnisse gewährleistet.

Diese Verstärker erlauben, falls sie mit komplementären Transistoren bestückt sind, trotz ihrer hervorragenden Übertragungseigenschaften, eine relativ einfache Auslegung des Schaltungskonzeptes. Nachstehend werden einige Tonendstufen mit Silizium-Transistoren für Leistungen von 4...20 W beschrieben, welche vor allem für Heim- und Autoempfänger sowie Fernseh- und Tonbandgeräte gedacht sind.

Sowohl bei Röhren als auch bei Transistoren einer einzigen Polarität ist zur Ansteuerung im Gegentakt entweder eine besondere Phasenumkehrstufe oder ein Übertrager mit sekundärseitiger Mittenanzapfung erforderlich. Diese Teile können entfallen, wenn man die Endstufe komplementär aufbaut, das heißt, man verwendet sowohl npn- als auch pnp-Transistoren.

Technologisch war in der Anfangszeit die Herstellung von Silizium-pnp-Transistoren schwieriger als die der npn-Typen, daher wurden die ersteren lange Zeit nicht in so reicher Auswahl angeboten wie die letzteren. Ganz besonders trifft dies bei Leistungstransistoren zu. Das führte dazu, daß bei gängigen Silizium-Endstufen bisher in den meisten Fällen das Quasi-Komplementär-Konzept angewandt wurde, wo nur der B-Treiber echt komplementär ausgelegt ist, während die Endtransistoren beide vom npn-Typ sind. Diese Schaltungen sind wegen der unterschiedlichen Beschaltung der beiden Endstufenhälften nicht so ideal, wie eine symmetrisch aufgebaute Endstufe.

Echt komplementäre Endstufen kleiner Leistung mit Germanium-Transistoren sind heute noch weit verbreitet, da sie bei kleinen Versorgungsspannungen und wenigen Watt Sprechleistung eine brauchbare Schaltungsauslegung ermöglichen. Allerdings ist eine Steigerung der Ausgangsleistung, wie es in vielen Fällen wünschenswert ist, sehr problematisch, und besondere Schwierigkeiten treten immer wieder bei Autoradios auf, wo in der warmen Jahreszeit die Innentemperatur im Gehäuse für Germanium sehr bedenkliche Werte annimmt.

Durch moderne Herstellungstechnologien wurde eine neue Silizium-Leistungs-Transistorgeneration mit verbesserten Eigenschaften entwickelt, welche auf Grund ihrer günstigen Parameter bisherige Schaltungen mit Germaniumendstufen ablösen dürfte, so daß zukünftige Verstärker dann ausschließlich mit Siliziumtransistoren bestückt sind. Diese Transistoren werden sowohl in npn- als auch in pnp-Typen gefertigt und erlauben daher echt komplementäre Endstufen. Die Paarungsbedingungen für die Transistoren sind hierbei überhaupt nicht kritisch und selbst bei größeren Abweichungen in der Stromverstärkung tritt keine Verschlechterung des Nf-Verhaltens ein.

Beim Betrieb dieser Transistoren in Tonverstärkern steht einer spürbaren Leistungssteigerung nichts mehr im Wege, und gegen hohe Umgebungstemperaturen ist so eine Endstufe bei sachgemäßem Aufbau unempfindlich.

Die speziell für Endstufen von etwa 4 bis 20 W Ausgangsleistung entwickelten Transistoren BD461 bis BD464 im SOT32-Gehäuse mit einer Verlustleistung von 30 W eignen sich für alle Anwendungsfälle, wo mit relativ wenig Bauteilaufwand stabile Verstärker mit gutem Nf-Verhalten gefordert werden. Die Stromverstärkung bei hohen Kollektorströmen wurde bei den neuen Produkten gesteigert, dadurch ist es möglich, bei Verstärkern bis etwa 6 W auf die bisher in Silizium-Endstufen erforderlichen B-Treiber zu verzichten. Bei noch höheren Leistungen genügen in jedem Fall normale Nf-Vorstufentransistoren der einfachsten Ausführung als Treiber. Ein weiterer wichtiger Punkt ist der niedrige Basis-Bahnwiderstand. Bekanntlich liegt die Basis-Emitterspannung eines Ge-Transistors bei nicht zu hohen Strömen niedriger als bei Si. Mit zunehmendem Basisstrom steigt sie jedoch stärker an als bei Si, und irgendwo kommt es dann einmal zur Überschneidung der Kennlinien $U_{BE} = f(I_B)$. Überschläglich kann gesagt werden, daß bei Strömen um 2 A die oben genannten Transistoren eine niedrigere U_{BE} haben als vergleichbare Ge-Typen, was bei höheren Ausgangsleistungen sehr günstig ist.

Der Platzbedarf moderner SOT32-Gehäuse ist sehr gering. Hinzu kommen die für Serienproduktion besonders wirtschaftliche Einlochmontage sowie der zusätzliche herausgeführte Kollektoranschluß, welcher die Verdrahtungsarbeit vereinfacht und auch direktes Anlöten an eine Leiterplatine gestattet.

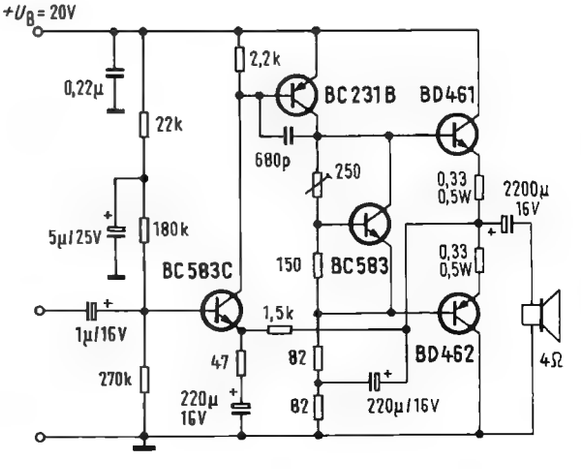


Bild 1. 6- bis 8-W-Endstufe für Standard-Heimgeräte

Der Verfasser ist Mitarbeiter der TID Freising

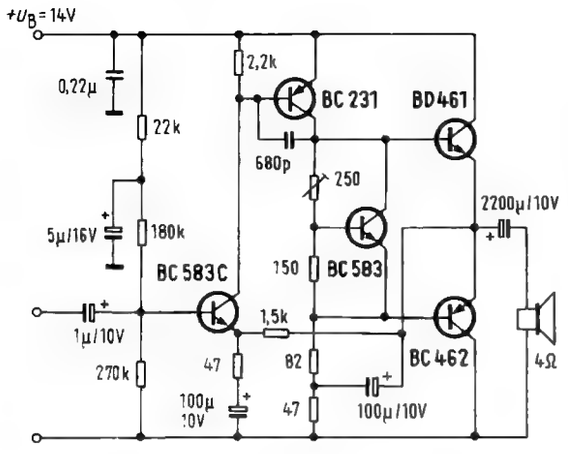


Bild 2. 4- bis 5-W-Endstufe für Autoradio. Für die Transistoren BC 583 (C) können ersatzweise BC 183 (C) eingesetzt werden

In *Tabelle 1* sind die wichtigsten Daten dieser Transistoren enthalten.

Die nachfolgend beschriebenen Endstufen sind für verschiedene Anwendungsfälle ausgelegt. *Bild 1* zeigt eine einfache 6- bis 8-W-Endstufe für Standard-Heim-Empfänger, Fernseh- und Tonbandgeräte. Die beiden komplementären Endtransistoren werden direkt vom A-Treiber angesteuert. Der Endstufen-Ruhestrom wird mit dem 250-Ω-Potentiometer auf 20 mA eingestellt und durch den Transistor zwischen den Basen der Endstufen stabilisiert. Zu diesem Zweck muß dieser Transistor in engen thermischen Kontakt mit den Endstufen gebracht werden. Die Anordnung wirkt ähnlich wie eine Z-Diode und liefert die für den Endstufenruhestrom erforderliche Basis-Emitterspannung der Endtransistoren. Da alle Transistoren aus dem gleichen Material Silizium hergestellt sind, besitzen sie eine einheitliche Temperaturdrift der Basis-Emitterspannung, und es läßt sich sehr leicht nachweisen, daß die Kollektor-Emitterspannung des Stabilisiertransistors zu dieser Drift proportional ist. Als Folge davon treten nur sehr geringe temperaturabhängige Änderungen des einmal eingestellten Ruhestromes auf.

Über den 1,5-kΩ-Widerstand vom Verstärkerausgang zum Emitter des Eingangstransistors wird die gesamte Endstufe stark gegengekoppelt, so daß man stets eine definierte Spannungsverstärkung bei kleinem Klirrfaktor erhält. In allen vorliegenden Endstufen wurde das Widerstandsverhältnis im Gegenkopplungszweig auf etwa 30fache Verstärkung ausgelegt. Durch Änderung dieses Verhältnisses kann je nach Bedarf eine andere Spannungsverstärkung eingestellt werden. Eine Einstellbarkeit der Endstufen-Mittenspannung durch ein weiteres Potentiometer erwies sich als nicht unbedingt erforderlich, daher besteht der Eingangsspannungsteiler nur aus Festwiderständen. Die maximal mögliche Abweichung der Mittenspannung vom Sollwert liegt immer noch unter 10 %, wenn man extreme Toleranzen normaler Widerstände und der Transistoren in Betracht zieht. Eine bei dieser und der anschließend beschriebenen Autoradio-Endstufe eventuell bestehende Schwinggefahr wird durch den 680-pF-Kondensator zwischen Kollektor und Basis des A-Treibers vermieden. *Tabelle 2* zeigt für diesen und die anderen Verstärker typische Werte.

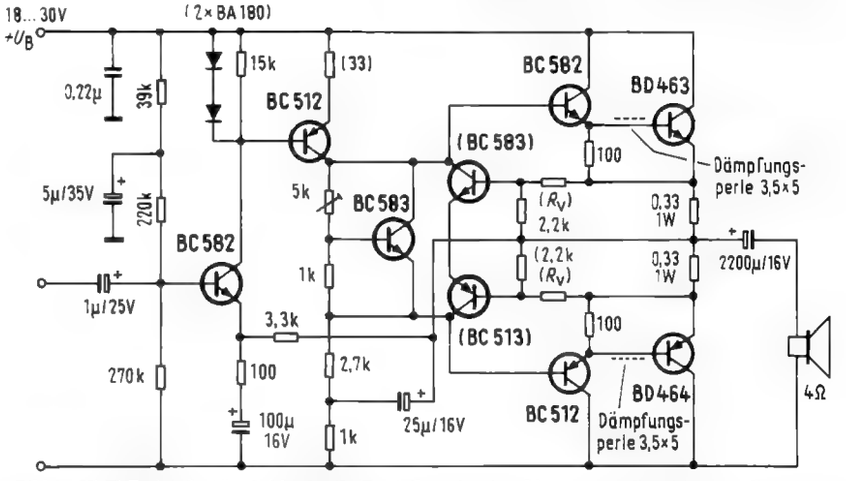


Bild 3. Hi-Fi-Endstufe für 6 bis 20 W. Bauteile mit eingeklammerter Bezeichnung dienen der Strombegrenzung und können bei Verzicht auf dieselbe weggelassen werden. Empfohlene Werte für R_V: P_D/W 6, 12, 20; R_V/kΩ 0,47, 1,2, 1,8. Die Transistoren der Serie BC 5 können wahlweise durch entsprechende Transistoren der Serien BC 1 (npn) bzw. BC 2 (pnp) ersetzt werden

Tabelle 1.

Transistor	BD461	BD462	BD463	BD464
Typ	npn	pnp	npn	pnp
U_{CBO}/V	35	–35	35	–35
U_{CEO}/V	30	–30	35	–35
I_{CAV}/A	4	– 4	4	– 4
I_{Cmax}/A	6	– 6	6	– 6
P_{tot}/W	30	30	30	30
B_{min} (I_C = 0,5 A, U_{CE} = 1 V)	80	80	60	60
B_{min} (I_C = 2 A, U_{CE} = 1 V)	40	40	30	30
ϑj/° C	150	150	150	150
U_{BEmax}/V (I_C = 2 A)	1,1	–1,1	1,1	–1,1

Tabelle 2. Tonendstufen mit BD 461, BD 462 Übersichtstabelle

Schaltung	1	2	3	3	3
Nennleistung	6	4	20	12	6 W
Betriebsspannung	20	14	30	24	18 V
Gesamtruhestromaufnahme	80	70	24	23	22 mA
Stromaufnahme bei Nennleistung	620	520	1000	780	560 mA
Endstufenruhestrom	20	20	20	20	20 mA
Lautsprecherimpedanz	4	4	4	4	4 Ω
Ausgangsleistung (k = 10 %, f = 1 kHz)	10	6	25,5	15,5	8 W
Ausgangsleistung (k = 1 %, f = 1 kHz)	5,5	4	21	12,5	6,5 W
Max. Klirrfaktor bei halber Nennleistung (f = 1 kHz)	0,4	0,3	0,2	0,2	0,2 %
Eingangsspannung (P_A = 50 mW, f = 1 kHz)	15	15	14	14	14 mV
Eingangswiderstand	100	100	120	120	120 kΩ
Frequenzbereich (–3 dB)	0,018–70	0,039–62	0,022–175	0,022–175	0,022–175 kHz
Max. Fremdspannung (R_{gen} = 10 kΩ)	0,08	0,08	0,08	0,08	0,08 mV

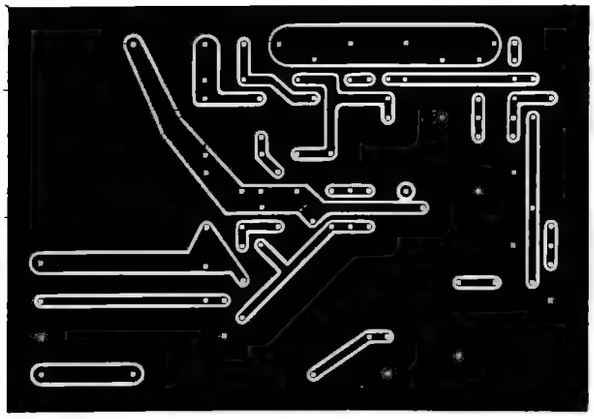


Bild 4. Leiterbahnführung für die 20-W-Endstufe nach dem Negativverfahren. Die hier schwarz gezeichneten Konturen werden aus dem Kupfer herausgeätzt, so daß um die Leiterbahnen eine großflächige Masse stehen bleibt

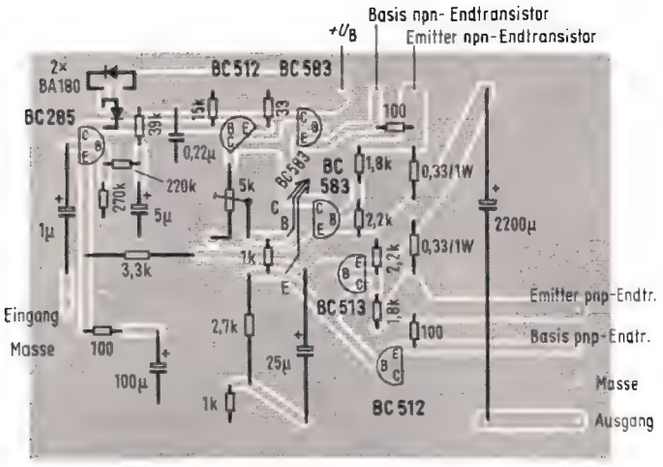


Bild 5. Bestückung der Platine für eine 20-W-Hi-Fi-Endstufe mit Strombegrenzung

Die nächste Schaltung (*Bild 2*) unterscheidet sich nur geringfügig von der ersten. Sie ist für Autoradios vorgesehen. Da hier die Betriebsspannung nominal nur etwa 14 V beträgt, wurden die Emitterwiderstände der Endtransistoren entfernt. Dadurch erhöht sich der Wirkungsgrad der Endstufe. Bei U_B = 14 V besteht trotz des Fehlens der Emitterwiderstände bei einem mechanisch ordnungsgemäßen Aufbau keine Gefahr, daß infolge Erwärmung der Transistoren der Ruhestrom unzulässig hohe Werte annimmt. Besonders wichtig ist, daß der Stabilisierungstransistor in unmittelbarer Nähe eines Endtransistors angebracht wird. Die Zuleitungen zu diesem Transistor sollten verdrillt werden, um der Gefahr einer Rückkopplung vorzubeugen. Bis 4 W bleibt der Klirrfaktor bei U_B = 14 V unter 1 % und erreicht bei 6 W ca. 10 %.

Die Schaltung nach *Bild 3* ist für Hi-Fi-Anwendungen vorgesehen. Je nach der Höhe der Versorgungsspannung erhält man Ausgangsleistungen bis 20 W bei einem Klirrfaktor unter 0,2 %. Das Grundprinzip der Schaltung ist ähnlich den vorherigen Verstärkern. Die Endstufen wurden mit B-Treibern erweitert. Das ermöglicht eine beachtliche Leistung bei sehr niedrigem Klirrfaktor. Für diese Treiber genügen die einfachsten Vorstufentypen. Eine besondere Kühlmaßnahme ist für sie nicht erforderlich, da die Stromverstärkung der Endtransistoren sehr groß ist. Für die Endstufen-Ruhestromeinstellung und -Stabilisierung gilt das gleiche wie für die einfacheren Verstärker.

Die höhere Leistung und Betriebsspannung läßt es ratsam erscheinen, die Endstufe mit einer Strombegrenzung auszurüsten, um die Endtransistoren vor Überlastung zu schützen. Eine einfache Zusatzschaltung hierfür ist in Bild 3 angegeben. Sämtliche in Klammern angeführten Bauteile dienen diesem Zweck. An den Emitterwiderständen der Endtransistoren entstehen stromabhängige Spannungsabfälle, welche ab einer durch das Widerstandsverhältnis des parallelgeschalteten Spannungsteilers bestimmten Höhe die Begrenzungstransistoren leitend machen und damit einen weiteren Stromanstieg der Endstufen verhindern. Während der negativen Halbwelle wird der Strom in jedem Falle sauber begrenzt. Bei der positiven Halbwelle würde jedoch ohne vorbeugende Maßnahme der Strom im A-Treiber sehr hohe Werte annehmen und die Wirkung der Strombegrenzung empfindlich stören. Um das zu vermeiden, sind zwei Klemmdioden und ein zusätzlicher Emitterwiderstand beim A-Treiber vorgesehen. Dadurch wird der A-Treiber-Strom selbst begrenzt und die Strombegrenzung der Endstufe wird nicht beeinträchtigt. Im normalen Betriebsfall wirkt sich keines dieser zusätzlichen Bauelemente in irgendeiner Weise störend aus.

Endstufen mit extrem hoher Leerlaufverstärkung können je nach dem Aufbau mitunter zum Schwingen neigen. Bei der eben beschriebenen Leistungsendstufe bewährten sich hervorragend zwei Ferritperlen, welche auf die Zuleitungen zu den Basen der Endtransistoren aufgeschoben wurden. Weiterhin wird empfohlen, die Versorgungsspannung direkt auf der Verstärkerplatine mit einem verlustarmen Kondensator Hf-mäßig abzublocken. Sehr wichtig ist auch, darauf zu achten, daß Spannungsabfälle auf Leiterbahnen oder sonstigen Zuleitungen, hervorgerufen durch die starken Ströme der Ausgangstransistoren, zu keinen Rückwirkungen auf den Verstärkereingang führen.

Bild 4 und *5* zeigen eine Bauteilanordnung mit Leiterbahnführung einer nach dem Negativverfahren zu ätzenden Platine für den 20-W-Verstärker mit Strombegrenzung. Das gleiche Aufbauschema kann unter Weglassung der entsprechenden Teile auch für die anderen Endverstärker benutzt werden.

Alfred Hauenstein

Akkumulator-Ladegerät 12 V/5 A

Zum Laden von 12-V-Bleiakkumulatoren in Notstromaggregaten wurde ein automatisches Ladegerät entworfen. Das Ladegerät besitzt eine Strombegrenzung und ist gegen Kurzschluß und Falschpolung gesichert.

Die Schaltung

Der Transistor T 1 vereint drei verschiedene Funktionen.

a) Er wird von T 6, der den Vergleich zwischen Ausgangs- und Referenzspannung vornimmt, angesteuert und regelt über den Treiber T 4 und der Leistungsstufe die Ausgangsspannung.

b) T 1 bewirkt die Strombegrenzung. Der vom Ausgangsstrom verursachte Spannungsabfall an R 1 wird über den Trimmer R 2 der Basis von T 1 zugeführt. Überschreitet der Ausgangsstrom den eingestellten Sollwert, wird T 1 leitend, T 4 gesperrt und der Ausgangsstrom begrenzt.

c) Im Kurzschlußbetrieb tritt an der

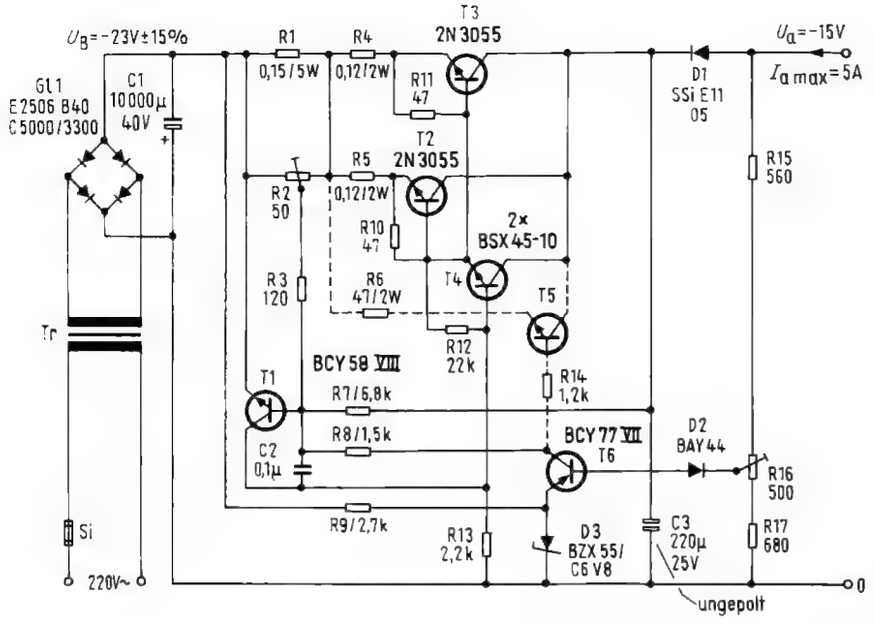


Bild 1. Schaltung des Ladegerätes. Alle Transistoren von Siemens. Kühlkörper für T 2, T 3, D 1 vom Typ KL-102/75/sw, für T 4 und T 5 vom Typ KK-504, alle von Seifert in Ennepetal

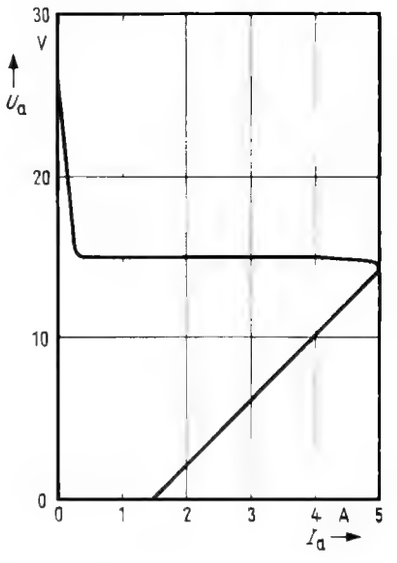


Bild 2. Ausgangsspannung in Abhängigke. vom Ausgangsstrom

Leistungs-Endstufe nahezu die volle Betriebsspannung auf. Die Verlustleistung steigt bei normaler Strombegrenzung stark an. Über den Spannungsteiler R 3/R 7 wird dem Transistor T 1 eine Spannung zugeführt, die der Kollektor-Emitterspannung der Leistungsstufe proportional ist und die sich zur Spannung am Trimmer R 2 addiert. Der Transistor T 1 wird vorzeitig leitend und reduziert den Ausgangsstrom.

Ist der Akkumulator geladen, werden T 6 und T 1 leitend und der Ladestrom zurückgeregelt.

Die Diode D 1 verhindert, daß bei ausgeschaltetem Netz und anliegendem Akkumulator die Transistoren invers betrieben werden; die Diode D 2 schützt den Transistor T 6 bei Falschpolung des Akkumulators.

Soll bei geladener Batterie ein Ladeerhaltungsstrom weiterfließen, ist der gestrichelt gezeichnete Schaltungsteil einzubauen. Der Transistor T 5 wird von T 6 angesteuert, wenn die Batterie die Ladespannung erreicht. Der Widerstand R 6 bestimmt dann den Ladeerhaltungsstrom von etwa 200 mA.

Bild 2 zeigt den Verlauf der Ausgangsspannung in Abhängigkeit vom Ausgangsstrom. Der Spannungsanstieg bei kleinem Ausgangsstrom ist auf die Ladeerhaltungs-Schaltung zurückzuführen.

Die technischen Daten sind in der *Tabelle* zusammengefaßt.

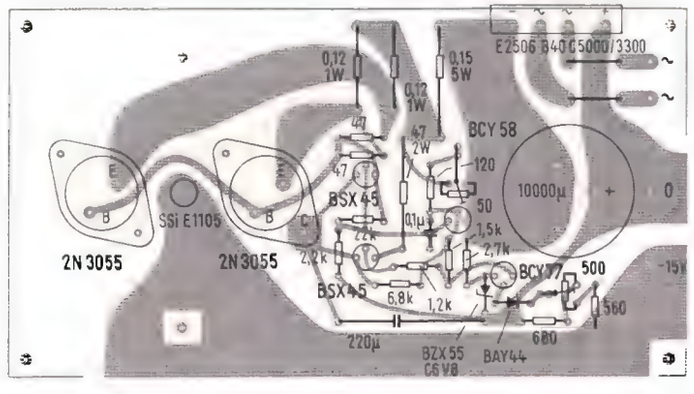


Bild 3. Platine mit Bestückungsplan

Technische Daten

Betriebsspannung:	– 23 V ± 15 %
Ausgangsspannung:	– (14...15) V
Ausgangsspannungsänderung bei U_B ± 15%:	< ± 0,5 %
Ausgangswiderstand (I_a = 4,5 A):	< 0,05 Ω
Max. Ausgangsstrom:	5 A
Wärmewiderstand des Kühlkörpers:	
für Transistor T 4 und T 5:	< 50 K/W
je Leistungstransistor T 2, T 3:	< 4 K/W
für Diode D 1:	< 16,5 K/W

Daten des Netztransformators

Kern:	M 102 b, dyn. Bl. IV, ohne Luftspalt, wechselsinnig geschichtet
Wickeldaten:	n1 = 513 Wdg, 0,65 CuL je Lage 1×0,1 mm LP 2×0,1 mm LP
	n2 = 48 Wdg, 2 CuL 2×0,1 mm LP

Schaltungsabgleich

a) Die Ausgangsspannung wird mit dem Trimmer R 16 auf den Nennwert eingestellt. Ist die Ladeerhaltungsschaltung vorgesehen, muß eine Grundlast von etwa 27 Ω beim Abgleich angeschaltet werden.
b) Zur Einstellung der Strombegrenzung muß der Trimmer R 2 auf den rechten Anschlag gedreht werden. Dann wird der Ausgang mit einem Widerstand belastet und der Trimmer R 2 soweit zurückgedreht, bis der Nennstrom von 5 A fließt.

Schaltungsaufbau

Den Platinaufbau zeigt *Bild 3*. Die Diode D1 ist in den Kühlkörper der Endstufentransistoren eingepreßt und ist dadurch mit den Kollektoren der Endstufentransistoren elektrisch verbunden. Der Gleichrichter ist mit einer Kühlschelle am Chassis zu befestigen.

Dipl.-Phys. Johannes Kleemann

Logische Verknüpfungen mit NAND-Gattern

Teil

Alle Verknüpfungen wie UND, ODER, NOR, Exklusiv-ODER und die Äquivalenzschaltung können aus einer entsprechenden Anzahl von NAND- bzw. NOR-Gattern abgeleitet werden. In den nachfolgenden Experimentierbeispielen, die wir aus Platzgründen über mehrere Hefte verteilen müssen, wird gezeigt, wie diese Grundfunktionen aus NAND-Gattern aufgebaut werden können.

Bei der Beschreibung der einzelnen, aus NAND-Gattern aufgebauten Verknüpfungen, wurde ganz bewußt auf die durch die Boolesche Algebra gegebenen Hilfsmittel verzichtet, damit diese Schaltungen auch ohne nennenswerte Vorkenntnisse verstanden werden können.

Zur Durchführung der hier beschriebenen Versuche genügt es, wenn man eine kleine Anzahl von den recht preiswerten Bausteinen SN 7400 besitzt. Wie man aus *Bild 1* erkennen kann, enthält diese integrierte Schaltung vier NAND-Gatter mit je zwei Eingängen.

Alle vorgestellten Schaltungen könnten in ganz analoger Weise auch mit dem Baustein SN 7402, der aus vier NOR-Gattern mit je zwei Eingängen besteht, ausgeführt werden. Wie diese Grundverknüpfungen mit NOR-Gattern aussehen würden, sollte jeder an der digitalen Elektronik interessierte Leser zur Übung und zur Kontrolle der eigenen Kenntnisse selbst einmal versuchen herauszufinden.

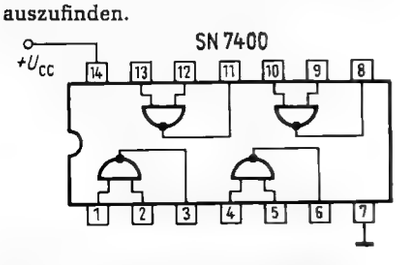


Bild 1. Der integrierte Baustein SN 7400 setzt sich aus vier NAND-Gattern mit je zwei Eingängen zusammen

Die Experimentier-Schaltung

Prüfschaltung für die einzelnen logischen Verknüpfungen

Die aus NAND-Gattern aufgebauten, unterschiedlichen logischen Verknüpfungen werden in der in *Bild 2* gezeigten Weise angeschlossen. Damit kann über die Taster T_{a1} und T_{a2} in der schon früher beschriebenen Weise[1]) ein 0- bzw. 1-Signal auf die Eingänge E_1 bzw. E_2 der zu untersuchenden Verknüpfung gegeben werden. Es gilt für diese Art des Signalgebers folgender Zusammenhang:

$T_{a1} = T_{a2}$ = geschlossen → 1-Signal
$T_{a1} = T_{a2}$ = offen → 0-Signal

Der Signalzustand an den Eingängen E_1 und E_2 wird über die Signallampen La 1 und La 2, die an eine Treiberstufe angeschlossen sind, angezeigt. Ebenso kann man über die Signallampe La_A den Schaltzustand am Ausgang A des Gatters überwachen. Damit hat man eine einfache Versuchsanordnung, mit der man von Hand auf die Eingänge E_1 und E_2 des Testgatters 0- bzw. 1-Signale geben kann. Gleichzeitig werden auf optischem Wege alle Signalzustände an E_1, E_2 und an A sichtbar gemacht. Auf diese Weise können alle Wahrheitstabellen der eingangs erwähnten Verknüpfungen auf dem experimentellen Wege ermittelt werden.

1) *Kleemann, J.*: Digitalschaltungen in der Praxis. FUNKSCHAU 1972, Heft 14 bis 20.

Signalgeber mit NAND-Gattern

Um eine gute Anpassung des Eingangssignales an die zu prüfende Grundfunktion zu haben, ist eine Abänderung des mit Widerständen und Tastern aufgebauten Signalgebers zweckmäßig. Wie schon früher gezeigt wurde,

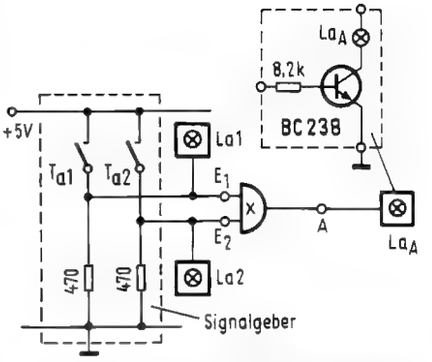


Bild 2. Einfache Prüfschaltung für die verschiedenen logischen Verknüpfungen

ist als Signalgeber ein NAND-Gatter, an dessen Eingänge E_1 und E_2 gleichzeitig 0- bzw. 1-Signale gelegt werden, hierfür besonders gut geeignet *(Bild 3)*.

Dabei ist zu beachten, daß bei den geöffneten Eingängen E_1 und E_2 des SN 7400 an diesen eine Spannung anliegt, die einem 1-Zustand entspricht. Es ist somit nicht notwendig, die Eingänge dieser NAND-Gatter über einen Widerstand an eine Spannung von +5 V zu legen.

Dieser Signalgeber arbeitet somit nach genau derselben Funktionstabelle, wie der in Bild 2 gezeigte Widerstandssignalgeber.

T_{a1} und T_{a2} = offen → A_1 und A_2 = 0
T_{a1} und T_{a2} = geschlossen → A_1 und A_2 = 1

Signalgeber für oszillografische Darstellung der Funktionstabellen

Möchte man an einem Gatter mit zwei Eingängen E_1 und E_2 alle nur möglichen Signalkombinationen von 0- und 1-Signalen anlegen, so gibt es in diesem Falle vier Variationsmöglichkeiten *(Tabelle 1)*.

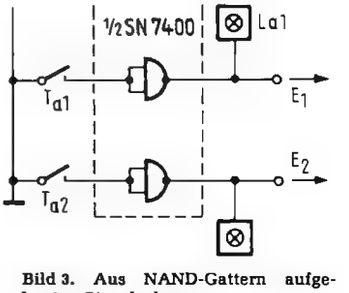


Bild 3. Aus NAND-Gattern aufgebauter Signalgeber

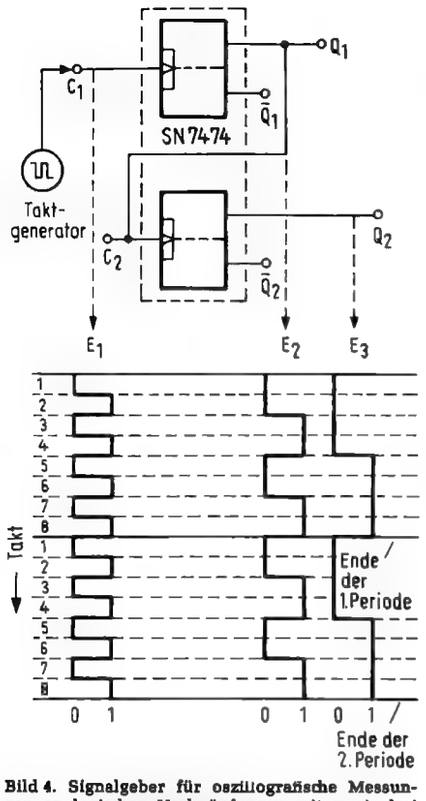


Bild 4. Signalgeber für oszillografische Messungen an logischen Verknüpfungen mit zwei, drei und vier Signaleingängen

In ähnlicher Form ließen sich auch noch die Kombinations-Tabellen für vier und mehr Eingänge aufstellen.

Betrachtet man die *Tabelle 2*, dann fällt auf, daß bei E_1 die Signale mit jedem Takt den 0- bzw. 1-Zustand wechseln. Bei E_2 sind es jeweils zwei Takte und bei E_3 jeweils vier Takte, bis der Signalzustand 0 bzw. 1 geändert wird. Ein derartiges Signalschema kann aber

Tabelle 1. Signalkombinationen an einem Gatter mit zwei Eingängen

Takt	E_1	E_2
1	0	0
2	1	0
3	0	1
4	1	1

Bei einem Gatter mit drei Eingängen E_1, E_2 und E_3 ergeben sich acht Varianten von der Form nach Tabelle 2.

Tabelle 2. Signalkombinationen an einem Gatter mit acht Eingängen

Takt	E_1	E_2	E_3
1	0	0	0
2	1	0	0
3	0	1	0
4	1	1	0
5	0	0	1
6	1	0	1
7	0	1	1
8	1	1	1

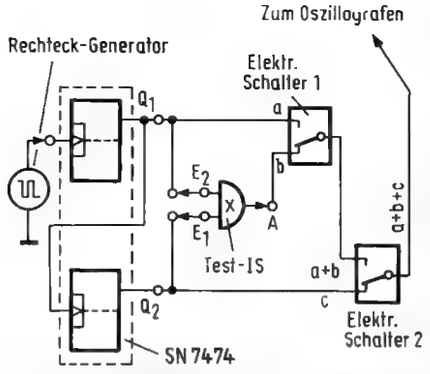


Bild 5. Mit dieser Schaltung kann die Wahrheitstabelle einer logischen Verknüpfung mit zwei Eingängen mit dem Oszillografen erfaßt werden

sehr leicht, wie man aus *Bild 4* entnehmen kann, mit einem getakteten Flipflop erzeugt werden.

Aus dem in Bild 4 gezeigten Beispiel läßt sich entnehmen, daß zur oszillografischen Erfassung der Funktionstabelle eines Gatters bis zu drei Eingängen lediglich zwei Flipflops (z. B. SN 7474), an deren Takteingang eine Rechteckspannung anliegt, als Signalgeber einzusetzen ist.

Die in *Bild 5* gezeigte Schaltung bietet die Möglichkeit, alle Funktionstabellen von Gattern mit zwei Eingängen mit Hilfe eines Oszillografen und zwei elektronischen Umschaltern sichtbar zu machen. *(Fortsetzung folgt)*

Dr. Robert Berger

Auslöser für einen zweiten Gong

In einem zweigeschossigen weitläufigen Einfamilienhaus sollte im Untergeschoß ein zweiter Gong für die Haustürklingel angebracht werden, weil sich der vorhandene erste Gong im Obergeschoß befindet und unten nicht gehört wird. Leitungen zwischen den Geschossen wären nur sehr umständlich zu legen gewesen. Dafür saß der Klingeltransformator im Untergeschoß in der Nähe der Stelle, wo der zweite Gong angebracht werden sollte. Serienschaltung mit dem ersten Gong schied aus, weil die Transformatorspannung zu niedrig (12 V) war, die Installation eines 24-V-Transformators anstelle des alten stieß aus Platzgründen auf Schwierigkeiten. Es bot sich an, den zweiten Gong mit Batterie zu betreiben und das Zusammenbrechen der Spannung von 12 auf 8 V am Klingeltransformator beim Betätigen des ersten Gongs zur Auslösung zu benutzen. Das geschah gemäß der Schaltung von *Bild 1*.

Im Leerlauf bleibt der Kondensator C 2 über R 3 und R 2 auf etwa 18 V geladen. Die Transistoren T 1 und T 2 sind gesperrt (der Strom durch R 4 sowie der Leckstrom von C 2 hilft dabei, denn er sorgt dafür, daß die Basen von T 1 und T 2 leicht positiv gegenüber den Emittoren bleiben). Beim Betätigen der Klingel bricht die Spannung am Klingeltransformator auf etwa 8 V zusammen. Der Kondensator C 1 entlädt über R 1, T 1 schaltet daher durch, weil der Kondensator C 2 noch auf 18 V aufgeladen ist. C 2 entlädt über R 2 und T 1, der Spannungsabfall an R 2 schaltet den Transistor T 2 durch, und der zweite Gong spricht an. Beim Loslassen des Klingelknopfes lädt sich der Kondensator C 1 sofort wieder auf, der Transistor T 1 sperrt. Der Kondensator C 2 lädt über die Widerstände R 2 und R 3 wieder auf, der dabei an R 2 umgepolte Spannungsabfall sperrt momentan T 2 und der zweite Gong ertönt zum zweiten Mal. Falls man allerdings den Klingelknopf zu lange, d. h. über 1 s gedrückt hält, hat sich der Kondensator C 2 vorher schon zu sehr entladen und den Transistor T 2 langsam gesperrt, so daß der zweite Gong nicht ansprechen kann. Die Dimensionierung ist nicht kritisch. Beim Nichtfunktionieren können folgende Ursachen vorliegen:

C 1 × R 1 zu klein: schlechte Siebwirkung, Schaltung instabil.

C 1 × R 2 zu groß: Spannung an R 1 bricht zu langsam zusammen, Gong löst nicht aus.

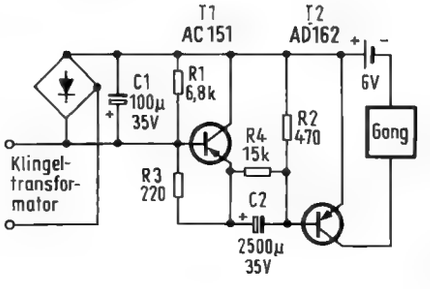
R 1 zu klein: unnötig hoher Leerlaufstrom.

C 2 × R 2 zu klein: Gong läßt zu schnell wieder los durch Entladung von C 2 und spricht dabei nicht das zweite Mal an.

C 2 × R 2 zu groß: es dauert zu lange bis C 2 wieder geladen ist, bei wiederholtem Klingeln kommt der zweite Gong nicht mit.

Gemessene Leerlaufströme: Klingeltransformator etwa 4 mA, Batterie-Gong-Kreis etwa 20 µA.

Bei Netzausfall steigt der Leerlaufstrom im Batterie-Gong-Kreis etwas an (zunächst spricht natürlich der zweite Gong an).



Schaltung des Auslösers für den zweiten Gong

G. Mühlstädt

Hi-Fi-Stereo-Verstärker mit Baugruppen

Der Selbstbau eines Hi-Fi-Stereo-Verstärkers ist dank des breiten Angebotes an Bausätzen und fertigen Baugruppen mit relativ einfachen Mitteln, also ohne teure Meßgeräte und langwierige eigene Versuche möglich.

Bei der Auswahl der Komponenten für den in diesem Beitrag beschriebenen Verstärker *(Bild 1)* wurden folgende Kriterien zugrunde gelegt:

ausreichende Leistungsreserve,

niedriger Klirrfaktor nicht nur bei Nennleistung, sondern speziell bei den unter normalen Wohnverhältnissen anwendbaren kleinen Lautstärken,

das Vorhandensein ausführlicher technischer Daten, besonders bezüglich Frequenzumfang und Klirrverhalten,

der Preis.

Endverstärker

Aufgrund einer Veröffentlichung in der FUNKSCHAU [1] fiel die Wahl auf eine 60-W-Endstufe *(Bild 2)*, die bei einem Frequenzbereich von 10 Hz bis 27 kHz und der voraussichtlichen Leistungsentnahme von maximal 25 W einen extrem niedrigen Klirrfaktor erzeugt *(Bild 3)*. Außerdem ist sie mit elektronischer Kurzschluß- und Übertemperatursicherung versehen und mit Halbleitern deutscher Fertigung bestückt, so daß der Ersatz keine Schwierigkeiten verursacht. Die hohe Leistungsreserve ist für den Hausgebrauch nicht unbedingt notwendig, jedoch werden der Verstärker und das für die volle Leistung dimensionierte Netzteil zu einem vergleichsweise günstigen Preis angeboten. Auf die Erläuterung des Stromlaufplanes sei hier verzichtet, da unter [1] eine ausführliche Beschreibung erschienen ist.

Aufbau und Bestücken des Verstärkers bereitet dank der gedruckten Schaltung keine Schwierigkeiten. Das Begleitheft der Fa. Grigelat ist allerdings keine Bauanleitung im engeren Sinne, sondern lediglich Stromlauf- und Funktionsbeschreibung. So ist z. B. der Hinweis, daß der Heißleiter R 3 (Übertemperaturschutz) und der Transistor T 4 (Ruhestromstabilisierung) in thermischen Kontakt mit dem Endstufenkühlkörper gebracht werden müssen, im Beschreibungstext versteckt. Nach einigem Suchen findet man die Bohrung für R 3 im Kühlkörper; der Transistor T 4 wird am besten mit einem Zwei-Komponenten-Kleber am Kühlkörper möglichst in der Nähe seiner Anschlußpunkte angebracht. Mit dem vorhandenen Befestigungsmaterial kann man den Kühlkörper an der Leiterplatte anbringen. Eine getrennte Montage des Kühlkörpers – etwa an der Gehäuserückwand – ist ebenfalls möglich. Um dies zu erleichtern, liegen sämtliche Anschlußpunkte der eben genannten Bauteile und der Endstufen-Transistoren an einer Schmalseite der Leiterplatte. Da jedoch beim Mustergerät als maximale Dauerleistung nur 25 W vorgesehen waren, wurde von dieser Möglichkeit, wie *Bild 4* zeigt, kein Gebrauch gemacht. Der Kühlkörper liegt unter der Leiterplatte und erhält seine Kühlluftzufuhr durch Öffnungen in der Bodenplatte. – Für den Aufbau eines Stereoverstärkers sind naturgemäß zwei komplette Endstufen erforderlich.

Klangregler und Vorverstärker

Diese Baugruppe ist ebenfalls als Bausatz erhältlich *(Bild 5 und 6)*. Auf einer Platine sind beide Kanäle mit den zuge-

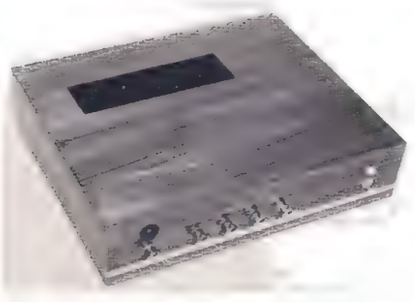


Bild 1. Hi-Fi-Stereo-Verstärker im Gehäuse. Die Maße sind 420 mm × 358 mm × 108 mm

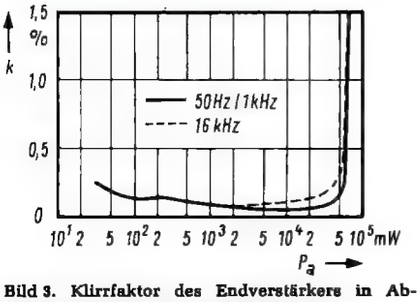


Bild 3. Klirrfaktor des Endverstärkers in Abhängigkeit von der Ausgangsleistung

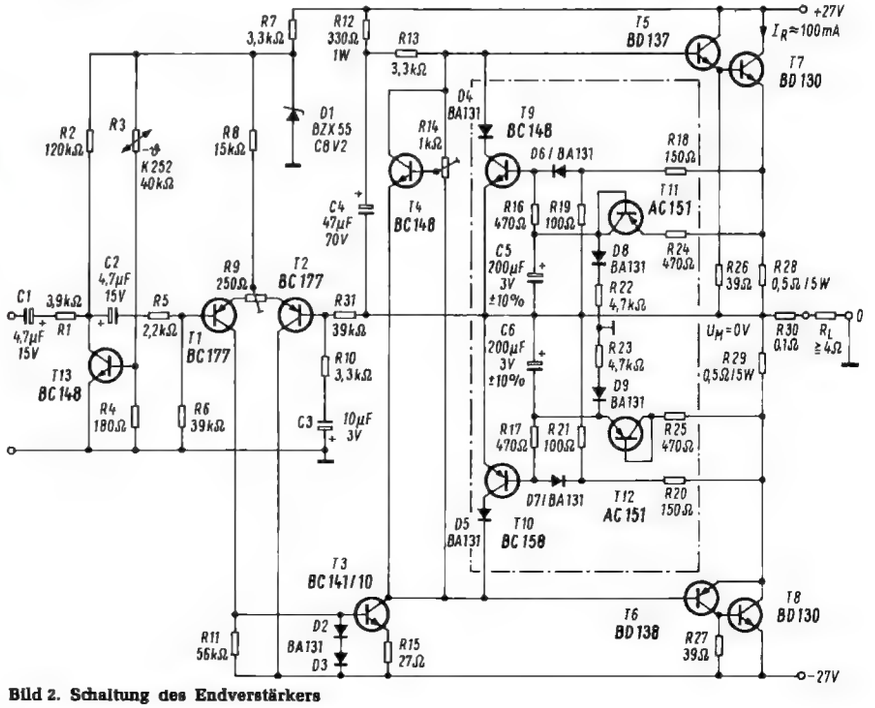
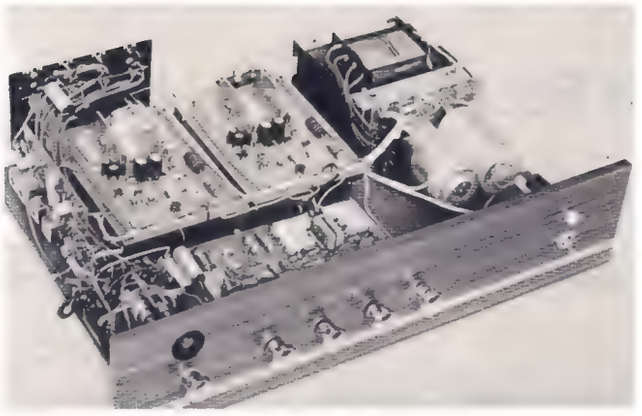
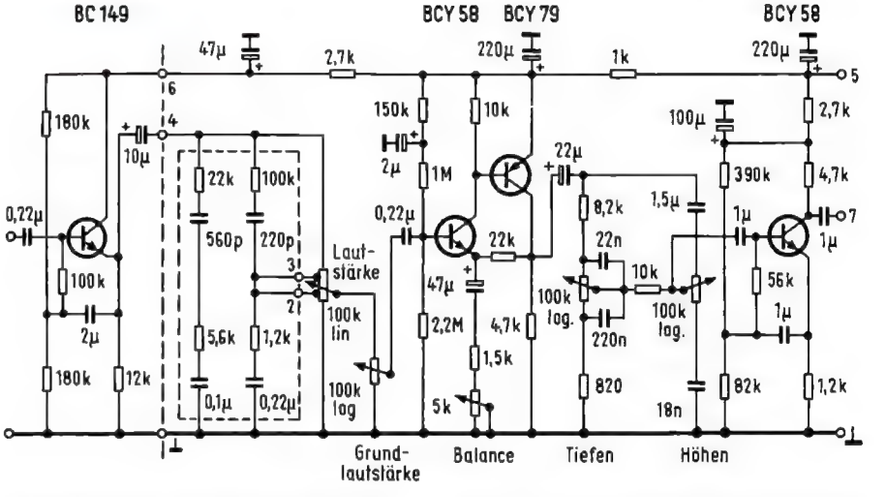


Bild 2. Schaltung des Endverstärkers



◀Bild 4. Ansicht des Verstärkers ohne Gehäuse

Bild 6. Stromlaufplan des Vorverstärkers und des Klangreglers (der zweite Kanal ist gleich geschaltet) ▼



hörigen Tandem-Einstellern untergebracht. Die Schaltung eines Kanals ist in *Bild 6* dargestellt. Der links gezeigte Impedanzwandler ist notwendig, wenn die Eingangsimpedanz von etwa 30 kΩ für die vorgesehenen Tonspannungsquellen zu niedrig ist. Die Schaltung dieser Vorstufe ist unkritisch und kann leicht auf einer kleinen Leiterplatte aufgebaut werden. An den Punkten 6_R und 6_L des Klangreglers steht eine gesiebte und entkoppelte Betriebsspannung zur Verfügung.

Die Bauteile der gehörrichtigen Lautstärkeregelung sind nicht im Bausatz enthalten. Sie lassen sich aber noch auf der Leiterplatte unterbringen. Auf eine Abschaltmöglichkeit kann man verzichten, da ein Grund-Lautstärke-Einsteller vorhanden ist, mit dem man die gehörrichtige Lautstärkeregelung in den gewünschten Bereich verschieben oder ganz umgehen kann.

Mechanischer und elektrischer Aufbau

Bild 4 und die Zeichnung *Bild 7* zeigen den Aufbau des Mustergerätes. Bei dieser Anordnung wird eine günstige, unkritische Leitungsführung erreicht; außerdem erhält man größtmögliche Abstände zwischen den Eingangsleitungen und den Vorstufen einerseits sowie dem Netzteil andererseits. Als Gehäuse dient eine serienmäßige, nußbaumfurnierte Plattenbox.

Alle Baugruppen sind auf einer mit Leisten verstärkten Hartfaserplatte montiert. Lediglich unter der Leiterplatte des Vorverstärkers und des Klangreglers befindet sich eine Abschirmung aus Aluminiumblech. Die Eingangsleitungen sind über den Programmwahlschalter bis zum Vorverstärker abgeschirmt. Die weitere Verdrahtung ist nicht kritisch, jedoch sollten keine Erdschleifen entstehen. Zwecks besserer Entkopplung sind die Leitungen der Spannungsversorgung für die Endstufen und den Vorverstärker getrennt bis zum Netzteil geführt.

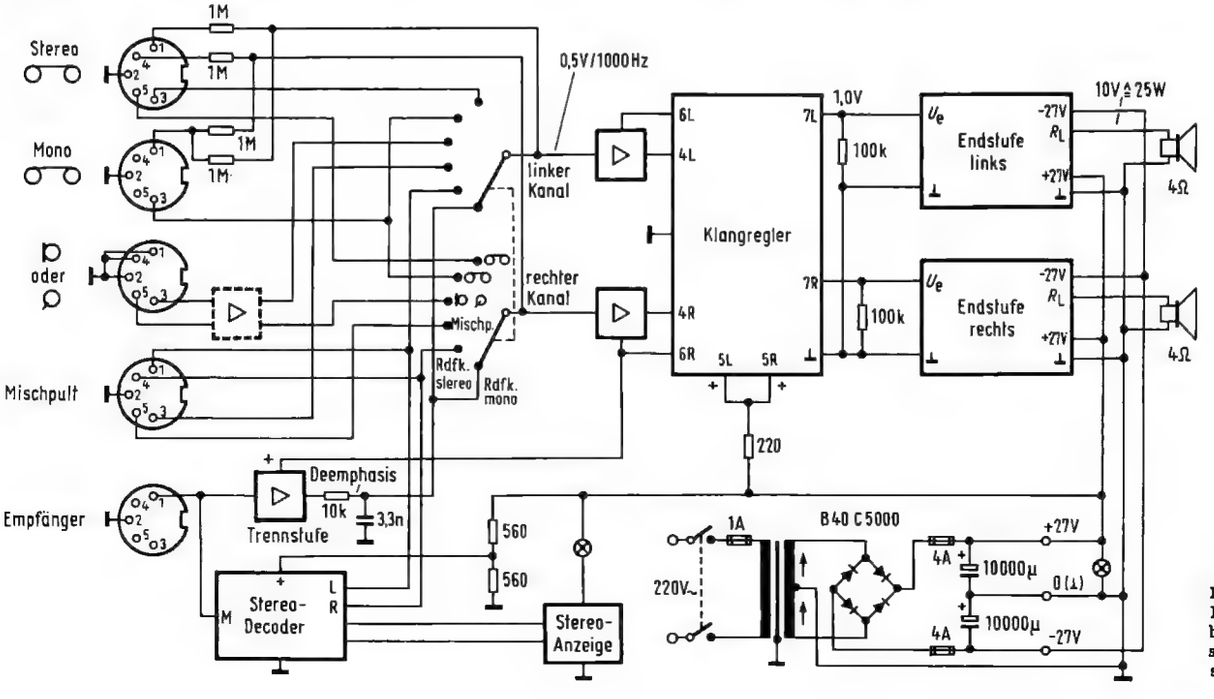


Bild 5. Blockschaltbild des gesamten Verstärkers

Weil im Gehäuse nur eine lichte Einbauhöhe von 85 mm vorhanden ist, mußte das Netzteil anders montiert werden, als vom Hersteller vorgesehen. Am besten sieht man in der Montageplatte einen Ausschnitt in Größe des Spulenkörpers vor. Der Transformator wird dann liegend von seinen vier Bolzen in der Montageplatte gehalten. Die ursprünglichen Befestigungswinkel lassen sich zur Montage der Netzteil-Leiterplatte benutzen, wobei allerdings isolierende Abstandshülsen zu verwenden sind.

Das Gehäuse erhält in der Rückwand einen Ausschnitt, durch den man die mit allen Ein- und Ausgangsbuchsen bestückte Anschlußplatte erreicht. Auch in die Deckplatte ist eine Öffnung zu schneiden, die mit einem käuflichen Lüftungsgrill abzudecken ist. Am günstigsten ist die Lage direkt über den Treibertransistoren, da hier schon durch den Ruhestrom Wärme anfällt. Schließlich werden drei bis vier Reihen Lüftungslöcher im Boden angebracht, die sich mit der gleichen Anzahl Öffnungen in der Montageplatte decken sollen. Auf diese Weise wird eine genügende Wärmeabfuhr erreicht.

Die Klangreglerplatine ist auf Abstandshülsen montiert, so daß die Achsen aller Potentiometer in Mittelhöhe der Frontplatte zu liegen kommen. Der Eingangswahlschalter ist auf einem Winkel befestigt und mit seiner Achse auf gleiche Höhe ausgerichtet. Der rechts sichtbare Netzschalter und die Kontrollampe sind fest in die Frontplatte montiert. Auf den Einbau von Drucktasten wurde beim Mustergerät bewußt verzichtet, da es schwierig ist in einer fertig furnierten Fläche randscharfe, saubere Bohrungen anzubringen. Im vorliegenden Fall werden die Bohrränder durch die Drehknöpfe abgedeckt. Der unter den Bedienungsknöpfen liegende silberfarbene Metallstreifen ist mit Abreibebuchstaben beschriftet, die mit farblosem Lack konserviert sind. Das Griffloch – ursprünglich war die Frontplatte eine Klappe mit Magnetverschluß – ist mit einer Signallampe bestückt die als Stereo-Anzeige dient.

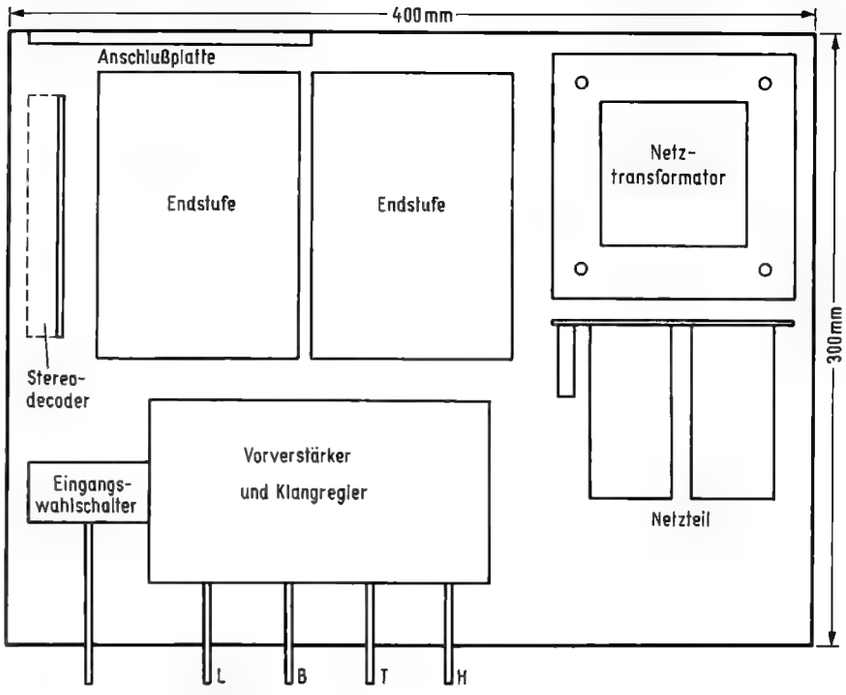


Bild 7. Anordnung der Bausteine auf der Grundplatte

Inbetriebnahme

Bei der Inbetriebnahme bedarf die Schaltung der Endstufen ohne Ausgangskondensator einiger Beachtung. Bei einem Defekt kann nämlich ein erheblicher Gleichstrom fließen, der die Lautsprecher-Schwingspulen gefährdet. Deshalb sollte man unbedingt vor dem Anschließen der Lautsprecher eine Kontrollmessung durchführen, den Ruhestrom einstellen und auf minimalen Ausgangsgleichstrom abgleichen. Während des Experimentierens oder der Fehlersuche kann man außerdem eine flinke Schmelzsicherung von 1...2 A in die Ausgangsleitung einfügen.

Das Messen und Einstellen des Ruhestromes ist etwas problematisch. Auftrennen der Spannungszuführung ergibt eine Schwingneigung. Deshalb wird am besten der relativ kleine Spannungsabfall an R 28 und R 29 gemessen und mit R 14 auf 50 mV (≙ 100 mA) eingestellt. Zum Abgleich auf minimalen Ausgangsgleichstrom dient der Einstellwiderstand R 9. Ein wechselseitiger Abgleich mit R 14 und R 9 ist zweckmäßig.

Zur Messung des Mustergerätes stand ein Nf-Meßplatz zur Verfügung. Das Nf-Signal wurde über den Tonbandeingang eingespeist; die Ausgänge der Endstufen wurden mit Hochlastwiderständen von 4 Ω abgeschlossen. Es ließ sich ein völlig geradliniger Frequenzgang von 30 Hz bis über 20000 Hz einstellen. Die Höhen- und Tiefenanhebung und der Bereich des Balance-Einstellers entsprachen den Herstellerangaben. Der Eingangsspannungsbedarf betrug 500 mV für 25 W Ausgangsleistung, wobei der Klirrfaktor weniger als 0,1 % erreichte, d. h. er war praktisch nicht meßbar und lag in der Größenordnung der vom Generator erzeugten Verzerrungen. Die Symmetrie der beiden Verstärkerzüge und der Gleichlauf aller Einsteller waren von vornherein zufriedenstellend.

Im Mustergerät verwendete Spezialteile

2 Bausätze Hi-Fi-Verstärker 60 V	
1 Bausatz Klang- und Lautstärkereglerplatine	Dipl. Ing. F. Grigelat
1 Bausatz Netzteil NT 42	
1 Satz Buchsen	
1 Bausatz Stereodecoder S 3005	Bühler
1 Schallplattensafe CP 1	Dual
1 Stufenschalter 2 × 6	
1 Satz Drehknöpfe	

Besonderheiten

Ein vorhandener, leistungsfähiger Rundfunkempfänger (Mono) sollte zunächst als Programmquelle weiterbenutzt und ein Stereo-Decoder nachgeschaltet werden. Da die Erzeugung einer Gleichspannung von 14 V in dem Röhren-Empfänger Schwierigkeiten bereitete, wurde der Decoder im Verstärkergehäuse untergebracht. Das Multiplexsignal wird im Empfänger direkt am Empfangsgleichrichter vor der Deemphasis abgegriffen und über einen Entkopplungswiderstand und ein kapazitätsarmes Kabel dem Decoder zugeführt. Auf diese Weise war kein großer Eingriff in den Empfänger notwendig, und er blieb außerdem für die Musikberieselung voll funktionsfähig.

Der Stereo-Decoder ist ebenfalls als Bausatz von der Fa. Bühler erhältlich. Ihm liegt eine ausführliche Bau- und Abgleichanleitung bei. Der Abgleich konnte ohne besondere Meßgeräte mit dem Signal eines stark einfallenden Stereosenders durchgeführt werden. Parallel zur Stereo-Anzeigelampe schaltet man einen Spannungsmesser und verringert dann die Anzeigeempfindlichkeit so weit, daß sich deutliche Maxima feststellen lassen. Mit einem Stereokopf-

hörer konnte schließlich durch feinfühliges Nachstimmen ein deutliches Maximum an Stereo-Effekt (d. h. Kanaltrennung) erreicht werden. Am besten eignet sich Kammermusik zum Abgleich oder eine ähnliche kleine Besetzung mit breiter Stereobasis. Zur Kontrolle diente der vom Bayerischen Rundfunk ausgestrahlte Stereotest.

Erheblich schwieriger gestaltete sich der Neuabgleich des Rundfunkempfängers für Stereo-Empfang. Hier sei auf einen weiteren Aufsatz in der FUNKSCHAU [2] hingewiesen, dem wertvolle Fingerzeige auf das Umrüsten entnommen werden konnten. Bei einiger Geduld und mit viel Fingerspitzengefühl gelang aber der Abgleich ohne Wobbelsender und Stereocoder.

Literatur

[1] *Hauenstein, Alfred:* Kurzschlußsicherer eisenloser Hi-Fi-NF-Verstärker; FUNKSCHAU 1971, Heft 1/2.

[2] *Heiland, Robert:* Erweiterung älterer UKW-Empfänger auf Rundfunk-Stereofonie; FUNKSCHAU 1965, Heft 7/8.

Christian Rockrohr

Elektronischer Lottozahlengenerator

Wer kennt nicht die Spannung, mit welcher Lottospieler die allwöchentliche Ziehung der Lottozahlen am Fernsehgerät verfolgen? Oder wer weiß nicht um die ewigen Grübeleien der Nicht-Systemspieler, welche Kombinationen wohl am meisten Erfolg haben könnten? Die Elektronik bietet hier eine nette Möglichkeit, einerseits Zahlenkombinationen in Hülle und Fülle zu liefern und andererseits den in jedem Menschen vorhandenen Spieltrieb zu befriedigen und jederzeit zuhause eine eigene „Ziehung" der Lottozahlen zu veranstalten. Integrierte Schaltungen und Siebensegment-Anzeigen machen es möglich.

Das „Herz" des Gerätes bildet ein astabiler Multivibrator, dessen Impulse durch Tastendruck auf den Eingang eines Zählers gegeben werden. Dieser Zähler ist so geschaltet, daß er von 0 bis 49 zählt. *Bild 1* zeigt den Schaltplan des Lottozahlengenerators. Der astabile Multivibrator wird aus zwei der vier NAND-Gatter des SN-7400 gebildet. Die Dimensionierung von R 1 und C 1 kann je nach Wunsch erfolgen. Bei C 1 = 10 nF und R 1 = 220 Ω wird eine Frequenz von 150 kHz erzeugt. Durch das ausgezeichnete Schwingverhalten des Multivibrators könnte C 1 soweit vergrößert werden, daß das Durchzählen der einzelnen Ziffern gut beobachtet werden kann. Damit nicht gemogelt wird, muß natürlich eine höhere Frequenz gewählt werden.

Der Multivibrator schwingt nach dem Einschalten des Gerätes dauernd. Durch Tastendruck werden die Rechteckimpulse an den Eingang eines Dezimalzählers gelegt, dessen D-Ausgang wiederum an den Eingang eines zweiten Dezimalzählers führt. Dieser zweite Zähler zeigt die Zehnerstelle an, er wird daher durch externe Beschaltung mit den restlichen zwei NAND-Gattern bei Erreichen des Zählerstandes 5 auf 0 zurückgesetzt. Somit zählt die ganze Anordnung von 0 bis 49. Auf eine Unterdrückung des Zählerstandes 00 wurde im Interesse eines geringen Bauteileaufwandes verzichtet. Sollte einmal diese Kombination erscheinen, muß die Taste noch einmal gedrückt werden.

Solange die Taste gedrückt wird, zählt der Zähler laufend von 0 bis 49 durch. Nach dem Loslassen der Taste bleibt irgend ein Zählerinhalt stehen. Dieser wird über die zwei integrierten Dekoder-Treiber SN 7447 an die Siebensegment-Anzeigen FDB-5V15 geleitet und dort zur Anzeige gebracht. Diese neuen Siebensegment-Anzeigen sind Minitron-kompatibel und unterscheiden sich nur durch wesentlich größere Helligkeit. *Bild 2* zeigt das fertige Gerät und eine bestückte Platine. Die Platine des Generators zeigt *Bild 3*.

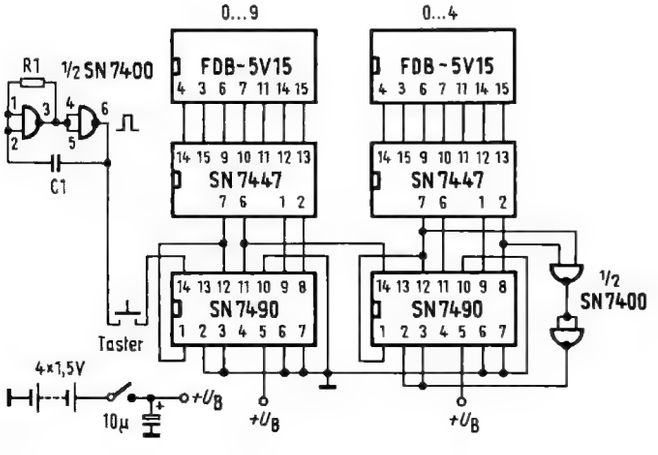
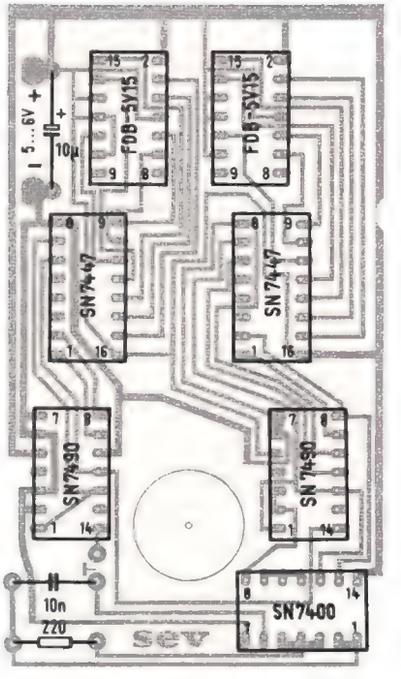


Bild 1. Schaltplan des Lottozahlengenerators



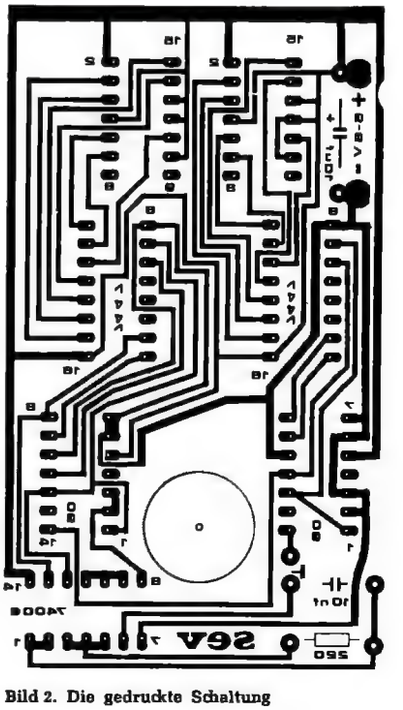


Bild 2. Die gedruckte Schaltung

Bild 3. Das fertige Gerät und eine bestückte Platine

Das Gerät wird aus vier 1,5-V-Mignonzellen gespeist. Dadurch ist es überall gleich zur Hand und jederzeit einsatzbereit. Natürlich kann auch eine Buchse zur Außenstromversorgung eingebaut werden. Das komplette Gerät wird als Bausatz von der Firma Schwille Electronics, München, vertrieben. (S 704)

Dipl.-Phys. Johannes Kleemann

Logische Verknüpfungen mit NAND-Gattern

2. Teil

Im ersten Teil dieses Beitrages erläuterten wir die Prüfschaltung und beschrieben den Signalgeber für die oszillografische Darstellung.

Darstellung der Grundfunktionen aus NAND-Gattern

Das NAND-Gatter

Der einfachste Fall, eine Grundfunktion aus NAND-Gattern darzustellen ist natürlich das NAND-Gatter selbst. Hierfür wird nur ein Gatter benötigt *(Bild 6)*.

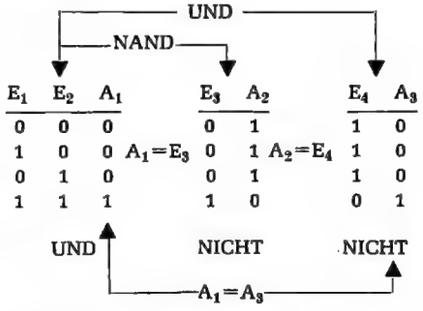
Bei all diesen Experimentierschaltungen wird ganz bewußt die Signalgeber-Schaltung nach Bild 2 verwendet, damit nicht die NAND-Gatter des Gebers nach Bild 3 in einen Zusammenhang mit der Gatterumwandlung gebracht werden.

Der Signalgeber nach Bild 3 könnte aber hierfür genauso eingesetzt werden.

Das UND-Gatter

Wie schon in einem früheren Abschnitt gezeigt wurde, entsteht ein NAND-Gatter, indem man an das UND-Gatter noch eine Umkehrstufe bzw. Nicht-Funktion (Negation) anschließt. Umgekehrt kann man ein NAND-Gatter durch Hinzufügen einer Umkehrstufe wieder in ein UND-Gatter umwandeln, da eine zweifache Negation, wie man leicht nachweisen kann, wieder die ursprüngliche Verknüpfung entstehen läßt *(Tabelle 3* und *Bild 7)*.

Tabelle 3. Zur Erläuterung der Umwandlung eines NAND-Gatters in ein UND-Gatter mit Umkehrstufe



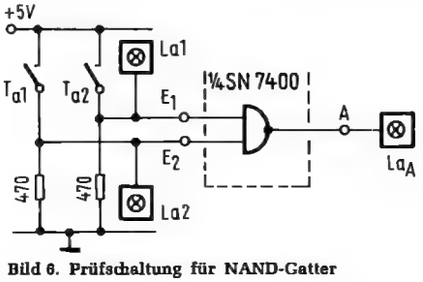


Bild 6. Prüfschaltung für NAND-Gatter

Bild 7. Die doppelte Negation einer Verknüpfung ergibt wieder die ursprüngliche Verknüpfung

Die hieraus abgeleitete Experimentier-Schaltung ist in *Bild 8* bzw. in *Bild 9* wiedergegeben.

Das ODER-Gatter

Wenn man die Funktionstabellen von einem NAND-Gatter mit dem eines ODER-Gatters vergleicht, erkennt man sofort, daß das NAND-Gatter durch Vorschalten von je einer Negation vor die Eingänge E_1 und E_2 in ein ODER-Gatter übergeführt werden kann.

Tabelle 4. Umwandlung eines NAND-Gatters in ein ODER-Gatter durch eine Negation

E_1	E_2	$\bar{E}_1$	$\bar{E}_2$	A
0	0	1	1	1
1	0	0	1	1
0	1	1	0	1
1	1	0	0	0

ODER
NAND

In diesen Tabellen bedeutet $\bar{E}$ die Negation von E.

Nach dieser Erkenntnis kann man eine Schaltung mit drei NAND-Gattern aufbauen, die genau die Eigenschaften

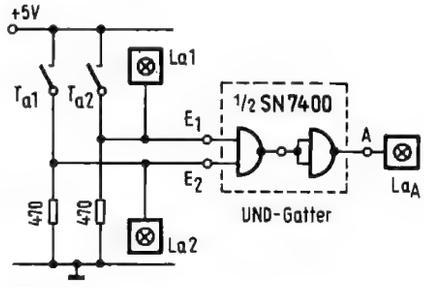


Bild 8. UND-Gatter, aufgebaut aus zwei NAND-Gattern

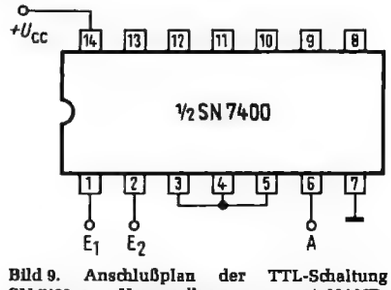


Bild 9. Anschlußplan der TTL-Schaltung SN 7400 zur Umwandlung von zwei NAND-Gattern zu einem UND-Gatter

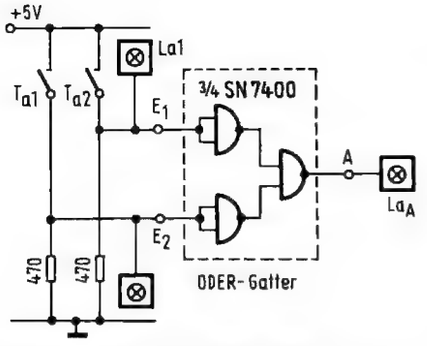


Bild 10. Aus drei NAND-Gattern kann ein ODER-Gatter aufgebaut werden

eines ODER-Gatters hat *(Bild 10)*. Dabei werden zwei NAND-Gatter als reine Negationen eingesetzt und vor die Eingänge des dritten NAND-Gatters geschaltet.

Bild 11 zeigt, wie die integrierte Schaltung SN 7400 zu verdrahten ist, damit hieraus ein ODER-Gatter entsteht.

Das NOR-Gatter

Um aus dem ODER-Gatter ein NOR-Gatter zu erhalten, wird lediglich, wie früher schon gezeigt, an das ODER noch ein als Negation geschaltetes NAND-Gatter angeschlossen. Hieraus ergibt sich die Schaltung nach *Bild 12*.

Das *Bild 13* zeigt, wie mit dem Baustein SN 7400, der aus vier NAND-Gattern besteht, ein NOR-Gatter aufgebaut werden kann. Für diese Schaltung werden alle vier Gatter des SN 7400 benötigt.

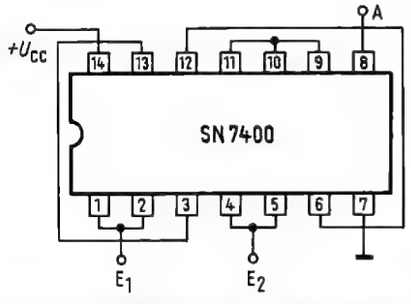


Bild 13. Anschlußplan der integrierten Schaltung SN 7400 zur Umwandlung von vier NAND-Gattern zu einem NOR-Gatter

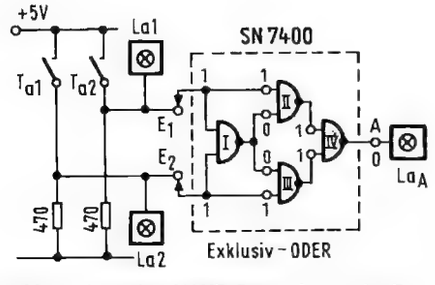


Bild 14. Aus vier NAND-Gatter kann ein Exklusiv-ODER-Gatter aufgebaut werden

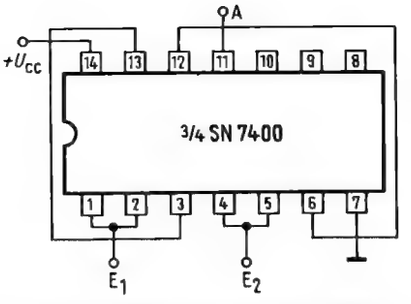


Bild 11. Anschlußplan des Bausteins SN 7400 zur Umwandlung von drei NAND-Gattern zu einem ODER-Gatter

Exklusiv-ODER (Antiäquivalenz)

Bei einem Exklusiv-ODER handelt es sich um eine dem ODER-Gatter ähnliche Verknüpfung. Der Unterschied zu einem normalen ODER-Gatter besteht darin, daß beim Exklusiv-ODER am Ausgang ein 0-Signal entsteht, wenn an den Eingängen E_1 und E_2 je ein 1-Signal anliegt.

Die Funktionstabelle eines Exklusiv-ODER mit 2 Eingängen E_1 und E_2 hat somit die Form der *Tabelle 5*.

Tabelle 5. Funktionstabelle eines Exclusiv-ODER mit zwei Eingängen

E_1	E_2	A
0	0	0
1	0	1
0	1	1
1	1	0

Diese Art der Verknüpfung läßt sich mit der in *Bild 14* gezeigten Schaltung realisieren.

Den Nachweis, daß diese Schaltung gemäß der angegebenen Funktionstabelle arbeitet, kann man rein gedanklich und Punkt für Punkt führen.

Gehen wir davon aus, daß an den Eingängen E_1 und E_2 gleichzeitig je ein 1-Signal anliegt, dann kann man die Auswirkung dieser Signale auf die folgenden Verknüpfungen schrittweise verfolgen.

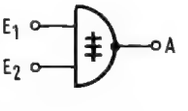


Bild 15. Schaltsymbol für ein Exklusiv-ODER (Anti-Äquivalenz-Schaltung) mit zwei Eingängen

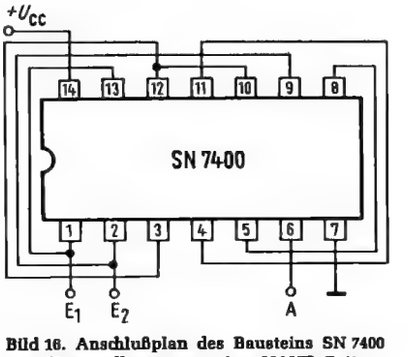


Bild 16. Anschlußplan des Bausteins SN 7400 zur Umwandlung von vier NAND-Gattern zu einem Exklusiv-ODER

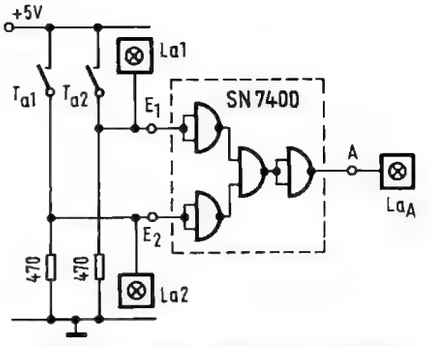


Bild 12. Aus vier NAND-Gatter kann ein NOR-Gatter aufgebaut werden

a) Am Gatter I liegen je ein 1-Signal an, was an dessen Ausgang ein 0-Signal zur Folge hat.

b) An den Gatter II und III liegen somit je ein 0- und ein 1-Signal an, somit entstehen an deren Ausgängen je ein 1-Signal.

c) Zwei 1-Signale am Eingang des Gatters IV hat ein 0-Signal an dessen Ausgang A zur Folge.

Damit ist auf gedanklichem Wege gezeigt, daß zwei 1-Signale an den Eingängen E_1 und E_2 des Exklusiv-ODER an dem Ausgang A ein 0-Signal entstehen lassen.

Die Funktionstabelle für das Exklusiv-ODER erhält man nun dadurch, daß man dieselbe Überlegung für die übrigen drei Kombinationsmöglichkeiten der 0- bzw. 1-Signale an den Eingängen E_1 und E_2 durchführt. Auf experimentellem Wege kann man diese Gedankenschritte mit einem Signallampenanzeiger verfolgen. *Bild 15* zeigt das Symbol für diese logische Verknüpfung. In *Bild 16* ist dargestellt, wie man unter Verwendung der vier NAND-Gatter des Bausteins SN 7400 Exklusiv-ODER aufbauen kann.

Man kann nun diese Schaltung in den Signalgeber nach Bild 5 einsetzen, dann erhält man unmittelbar das Oszillogramm, welches der Funktionstabelle des Exklusiv-ODERs entspricht *(Bild 17)*.

Durch Vergleich des Oszillogramms mit dieser Tabelle kann leicht festgestellt werden, daß sie miteinander identisch sind. So erkennt man, daß an A nur dann ein 1-Signal entsteht, wenn an den Eingängen E_1 und E_2 unterschiedliche Signale anliegen.

(Fortsetzung folgt)

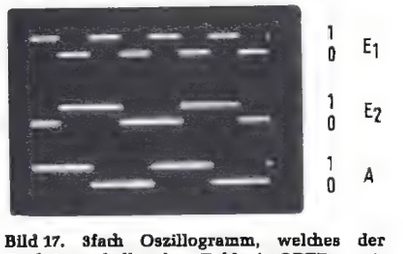


Bild 17. 3fach Oszillogramm, welches der Funktionstabelle des Exklusiv-ODERs entspricht

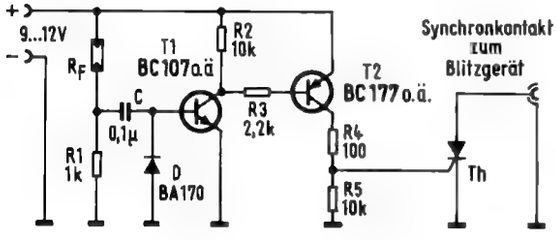
Manfred Horst

Fotoelektrischer Blitzauslöser

Bei Aufnahmen mit nur einem Blitzgerät an der Kamera entstehen oft „flache" Bilder, die zudem noch starke Schlagschatten aufweisen. Um die Mängel bei der direkten Beleuchtung von einem Punkt aus zu vermeiden, blitzt man gern indirekt. Dazu richtet man das Blitzgerät gegen die Decke oder eine weiße Wand. Das diffus reflektierte Licht leuchtet die aufzunehmenden Gegenstände recht gleichmäßig aus, so daß ausgeglichenere Diapositive bzw. weichere Negative entstehen. Zu der besseren Bildwirkung kommt noch die leichtere Verarbeitung im Labor hinzu. Leider muß man beim indirekten Blitzen um mehrere Blendenstufen aufblenden oder einen erheblich empfindlicheren Film verwenden, denn die diffuse Reflexion bringt recht hohe Lichtverluste mit sich. Im ersten Fall bedeutet das eine geringere Schärfentiefe (bei billigeren oder älteren Objektiven möglicherweise auch noch eine schlechtere Abbildungsqualität bei großer Blendenöffnung), in zweiten Fall ergibt sich eine größere Filmkörnigkeit bei geringerem Auflösungsvermögen. In kleineren Zimmern mit gutem Reflexionsvermögen reicht ein handelsübliches Amateurblitzgerät meist zur indirekten Ausleuchtung aus, in großen Räumen ergeben sich auch bei Geräten mit größerer Leitzahl erhebliche Schwierigkeiten. Professionelle Blitzgeräte mit hoher Lichtleistung sind nicht gerade billig.

Mehrere kleine oder mittlere Blitzgeräte, die zugleich ausgelöst werden, erhöhen nicht nur die Gesamtlichtstärke, sondern schaffen bei zweckmäßiger Aufstellung im Raum auch eine gleichmäßigere Lichtverteilung. Wenn sich der Fotograf frei im Raum bewegen will, sind Verbindungskabel zwischen den einzelnen Blitzgeräten im Raum sehr unzweckmäßig. Das an der Kamera befestigte Blitzgerät sollte daher die übrigen fotoelektrisch auslösen. Bei kurzen Belichtungszeiten und besonders bei Schlitzverschlüssen in hochwertigen Kameras ist eine verzögerungsfreie oder zumindest verzögerungsarme Auslösung wichtig, so daß Einrichtungen, die mit Relais arbeiten, ausscheiden sollten. Die hier beschriebene Schaltung arbeitet mit einem Kleinthyristor und zwei komplementären Transistoren. Die aktiven Bauteile sind galvanisch gekoppelt *(Bild)*.

Der Fotowiderstand R_F bildet mit dem Festwiderstand R 1 einen helligkeitsabhängigen Spannungsteiler. Der Widerstandswert des Fotowiderstands sinkt mit zunehmender Helligkeit, zugleich sinkt der Spannungsabfall an R_F, während die Spannung am Festwiderstand um den gleichen Betrag ansteigt. Um auch bei größerer Raumhelligkeit arbeiten zu können, benötigt man für R 1 einen relativ kleinen Widerstandswert. Der Kondensator C bildet mit der Diode D und der Basis-Emitter-Diode des Transistors T 1 ein Differenzierglied, das nur impulsförmige Spannungen wirksam werden läßt, die bei rascher Helligkeitszunahme (Elektronenblitz) auftreten. Langsame Helligkeitsschwankungen und rasche Helligkeitsabnahme bleiben ohne Auswirkung.



Schaltung des fotoelektrischen Blitzauslösers

Der npn-Transistor T 1 ist normalerweise gesperrt, da seine Schleusenspannung unterschritten ist. Damit liegt fast die volle Betriebsspannung zwischen dem Kollektor und dem Emitter von T 1. Die Basis des pnp-Transistors T 2 ist über den Schutzwiderstand R 3 galvanisch mit dem Kollektor von T 1 verbunden, so daß auch bei T 2 die Schleusenspannung unterschritten bleibt. Der Kollektor von T 2 und damit auch das Gate des Thyristors Th befinden sich daher auf einem Potential, das zum Zünden des Thyristors nicht ausreicht.

Ein positiver Impuls an der Basis von T 1 kehrt die Verhältnisse kurzzeitig um. Beim Überschreiten der Schleusenspannung wird T 1 leitend, das Kollektorpotential sinkt fast auf 0 V ab, so daß auch die Schleusenspannung des pnp-Transistors T 2 überschritten wird und T 2 ebenfalls leitet. Das Potential am Kollektor von T 2 steigt dabei zu positiven Werten. Der Widerstand R 4 ist gegen R 5 vernachlässigbar klein, so daß am Gate des Thyristors bis zum Zeitpunkt der Zündung das Potential fast in gleicher Weise ansteigt. Nach der Zündung ist R 5 vom nunmehr sehr kleinen Gate-Katoden-Widerstand des Thyristors überbrückt und daher fast ohne Wirkung. R 4 dient dann zur Strombegrenzung, damit der Kollektorstrom von T 2 nicht unzulässig hohe Werte annimmt.

Beim Zünden des am fotoelektrischen Auslöser angeschlossenen Blitzgeräts entlädt sich der Zündkondensator, so daß der Thyristor wieder in den Sperrzustand übergeht, bis eine neue Zündung erfolgt. Das Mustergerät arbeitet noch in Abständen von 10 bis 15 m vom auslösenden Blitzgerät (Leitzahl 25 bei 17 DIN) einwandfrei. Auch das Einschalten von Lampen löst den angeschlossenen Blitz aus. Stark flackernde Leuchtstoffröhren können Fehlschaltungen verursachen. In diesem Fall kann man sich in beschränktem Umfang dadurch helfen, daß man die Empfindlichkeit des fotoelektrischen Auslösers durch einen zusätzlichen Einstellwiderstand zwischen R 1 und Masse reduziert. Dadurch verringert sich allerdings auch die Reichweite.

Am besten versieht man jedes Zusatzblitzgerät mit einem fotoelektrischen Auslöser, so daß Mitarbeiter, die die Blitzgeräte halten, aufstellen oder transportieren sollen, frei beweglich sind. Sollen die Zusatzblitzgeräte einen festen Standort im Raum haben, so empfehlen sich Netzblitzgeräte, die man leicht und preisgünstig selbst bauen kann. In diesem Fall „integriert" man den fotoelektrischen Auslöser in das Netzblitzgerät und gewinnt auch die Versorgungsspannung aus dem Netz. Mit mehreren derartigen Geräten kann man ein komplettes Blitzstudio (z. B. auch für Portraitaufnahmen) einrichten, ohne dabei die recht erhebliche Wärme von Nitraphot- oder Halogenlampen in Kauf nehmen zu müssen. Zudem sind die Netzblitzgeräte nach dem Einschalten automatisch in kurzen zeitlichen Abständen blitzbereit und vor allem fast wartungsfrei.

Beim Mustergerät wurde der Fotowiderstand M 223 der Firma Falkenthal und Presser, Nürtingen, benutzt. Dieser Fotowiderstand ist hermetisch gekapselt und speziell für Meß- und Schaltzwecke in der Fotografie gedacht. Das Empfindlichkeitsmaximum liegt bei 550 nm, also mitten im sichtbaren Lichtbereich, jedoch ist fast jeder andere Fotowiderstand geeignet. Die Diode ist eine Allzweck-Sili-

zium-Ausführung, z. B. der Typ BA 170. Beide Transistoren sind 100-mA-Ausführungen. Für den Transistor T 1 kann man die Typen BC 107, BC 108, BC 109 oder ähnlich benutzen, entsprechend für den Transistor T 2 die Typen BC 177, BC 178, BC 179 o. ä. Ein Thyristor für 400 V/1 A ist bei Standardblitzgeräten mehr als ausreichend, z. B. ein Sonderangebot der Fa. Nadler oder der Siemens Typ BStBO 126. Man sollte aber sicherheitshalber die maximale Spannung am Zündkondensator mit einem hochohmigen (!) Meßinstrument nachprüfen. Spezielle Steckverbindungen und Adapter für den Blitzanschluß sind im Fotohandel erhältlich (Vertrieb: Fa. Kaiser, Buchen).

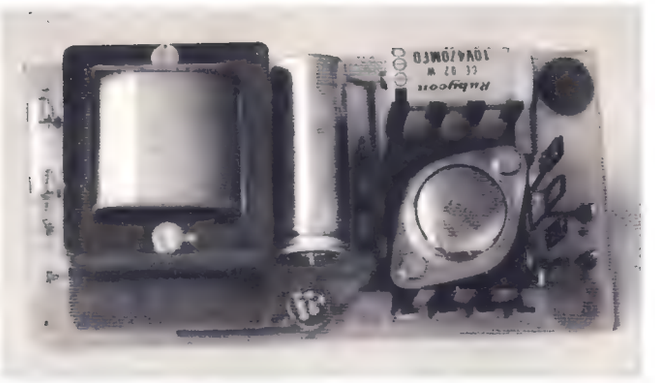


Bild 3. Ansicht der fertig aufgebauten Schaltung (Aufnahme: Rockrohr)

Erich Löfflath

5-V-Experimentiernetzteil für integrierte Schaltungen

Das beschriebene Gerät zeichnet sich besonders durch die geringe Anzahl an Bauelementen und den absolut sicheren Nachbau aus. – Das dominierende Element der Schaltung *(Bild 1)* stellt der integrierte 5-V-Spannungsregler SG 309 (SGS 17148 X) dar. Da als Ansteuerspannung mindestens 7 V erforderlich sind, wurde ein Heiztransformator 7,5 V / 800 mA verwendet, der infolge seiner geringen Größe (M 42) einen Aufbau der Gesamtschaltung auf einer Platine (125 mm × 60 mm) mit größter Packungsdichte erlaubt *(Bild 2)*. Der unvermeidlichen Exemplarstreuung entsprechend beträgt die kleinste mögliche Ausgangsspannung 4,9 V, die größte 5,1 V. Da die Praxis zeigt, daß in Schaltungen vielfach 20 IS versorgt werden müssen und die Stromaufnahme etwa 25 mA pro IS beträgt, erweist sich die Dimensionierung der Schaltung als vollkommen ausreichend; denn die Grenzdaten des SG 309 werden mit 5 V/800 mA angegeben.

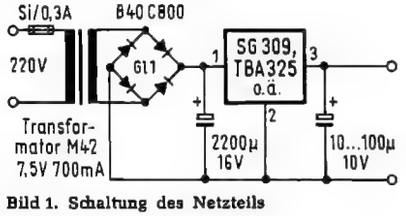


Bild 1. Schaltung des Netzteils

Obwohl der integrierte Spannungsregler sich auch bei voller Belastung kaum erwärmt, empfiehlt es sich doch einen Fingerkühlkörper mit TO-3-Lochung zu verwenden. Als Gleichrichter dient die Miniatur Graetz-Brücke B 40 C 800. Die Werte der beiden Elektrolytkondensatoren sind unkritisch; beim Ladekondensator sollte man möglichst den angegebenen Wert nehmen, um eine genügende Siebung zu erhalten. Die Schaltung ist absolut kurzschlußsicher. *Bild 3* zeigt die fertig bestückte Platine. (S 705)

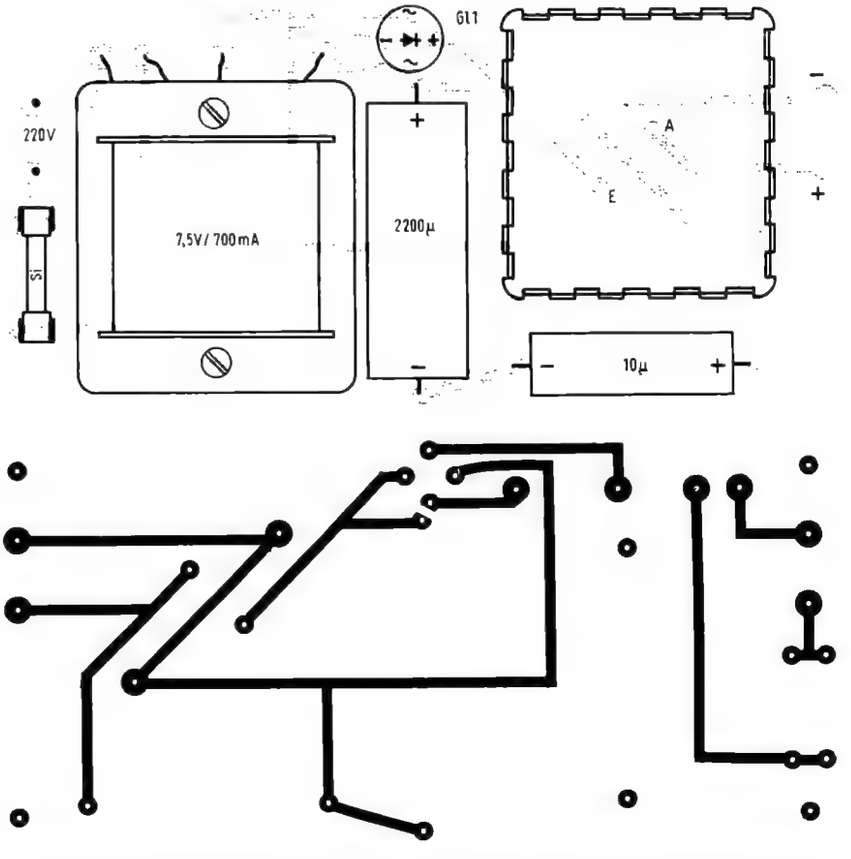


Bild 2. Platine für das Netzteil, von unten gesehen. Sie ist zusammen mit einem Bausatz bei Schwille electronics erhältlich

Bitte an unsere Mitarbeiter

Unsere Anschrift für die Einsendung von Manuskripten oder von Anfragen ist Redaktion FUNKSCHAU, **8 München 37, Postfach 370120.**

Bei Eilboten und Einschreiben lautet sie dagegen **8 München 2, Karlstr. 37.**

Dipl.-Ing. Jaroslav T. Hyan

Nf-Millivoltmeter mit Feldeffekttransistor

Elektronische Spannungsmeßgeräte gehören zu den wichtigsten Ausrüstungsgegenständen, die auf keinem Meßplatz fehlen sollten. Zu den meistgebrauchten gehört ein Nf-Millivoltmeter. Die in diesem Beitrag veröffentlichte Schaltung beschreibt Prinzip, Konstruktion, Aufbau und Wirkungsweise eines relativ einfachen transistorbestückten und universell verwendbaren Millivoltmeters, das man auch als Meßverstärker betreiben kann.

Prinzipiell unterscheidet man zwei Arten von Nf-Millivoltmetern. Die einen besitzen einen hochohmigen Eingang, an den ein mehrstufiger, frequenzkompensierter Widerstandsteiler angeschlossen ist, auf den ein stabiler Verstärker folgt und dessen Anzeige über Diodengleichrichtung und Instrument geschieht. Der Eingangsteiler dient zur Verkleinerung der Spannungen, die einen höheren Pegel als die Eingangsgrenzempfindlichkeit aufweisen. Der Verstärker hebt das kleine Eingangssignal an, und nach Gleichrichtung in einem Diodenquartett speist man das Anzeigeinstrument proportional zum Eingangssignal. Der Nachteil dieses Aufbaus ist, daß der Eingangsteiler sehr gut in der Frequenz kompensiert sein muß und diese Kompensation nicht immer von Hobby-Elektronikern durchgeführt werden kann.

Als zweite Möglichkeit für den Aufbau von Nf-Millivoltmetern bieten sich Schaltungen mit zwei Spannungsteilern an. Der eine ist am Eingang angeordnet und hat gewöhnlich nur zwei Stufen, die relativ leicht zu kompensieren sind. Der zweite Teiler befindet sich hinter dem Vorverstärker, der den Eingangspegel um 10 oder 20 dB bei niedriger Ausgangsimpedanz anhebt. Dieser zweite Teiler braucht nun nicht mehr frequenzkompensiert zu werden. Beide Teiler sind voneinander unabhängig und mit ihren Schaltern lassen sich beliebige Kombinationen erreichen. Auf den zweiten Teiler folgt der Endverstärker mit Gleichrichterausgang und Anzeigeinstrument.

Der Verfasser ist tätig bei Hutni Projekt, Praha/CSSR.

Prinzip der Schaltung

Die vollständige Schaltung des transistorbestückten Nf-Millivoltmeters zeigt *Bild 1*. Diese Schaltung entspricht dem letztgenannten Prinzip. Das zu messende Signal gelangt über Eingangsbuchse, Eingangsteiler mit Schalter S 1 zum Vorverstärker, der als Impedanzwandler geschaltet ist (T 1). Der zweite dreistufige Teiler und der Schalter S 2 liegen in der Zuleitung zum Source (S) des Transistors T 1. Auf ihn folgt der dreistufige, gleichstromgekoppelte End-Stromverstärker mit den Transistoren T 2 bis T 4. Der Diodengleichrichter besteht aus dem Quartett D 1 bis D 4 mit Anzeigeinstrument in der Brückendiagonale. Eine geeichte Skala (Effektivwert) ermöglicht die Bestimmung des Pegels der gemessenen Niederfrequenzsignale.

Der dritte Schalter S 3 dient zur Kontrolle der Betriebsspannung (Flachbatterie 4,5 V) und (in gleicher Lage nach Umschaltung) zum Betrieb der Endstufen T 2 bis T 4 als Meßverstärker mit definierter Verstärkung und niedriger Ausgangsimpedanz (0,45 V/300 Ω).

Einzelheiten der Gesamtschaltung

Der Vorverstärker besteht nur aus einer Stufe – einem Feldeffekttransistor –, der als Sourcefolger arbeitet. Das Meßsignal gelangt auf das Gate dieses Transistors direkt oder über den Widerstandsteiler $R_0 + R_1$, wobei mit R_1 eine Abschwächung von 1 : 1000 (≙ 60 dB) erfolgt. Zur galvanischen Trennung ist noch der Kondensator C 1 vorgesehen. Vom Source dieses Transistors wird das Signal dem zweiten, nicht mehr kompensierten Teiler (bestehend aus den Widerständen R 5, R 4 und R 3) zugeführt. In diesem Teiler mit dem Tastenschalter S 2 sind die Teilerverhältnisse 1 : 1000 (40 dB), 1 : 10 (20 dB) oder 1 : 1 (0 dB) möglich. Die Verstärkung des Vorverstärkers ist allerdings nur etwa 0,8 bis 0,95 (sie hängt von der Toleranz des benutzten Transistors ab).

Hinter dem Schalter S 2 gelangt das Signal auf den Trennwiderstand R 6 und den Elektrolytkondensator C 3. Letzterem ist ein Keramikkondensator C 4 parallelgeschaltet, der ein Absinken des

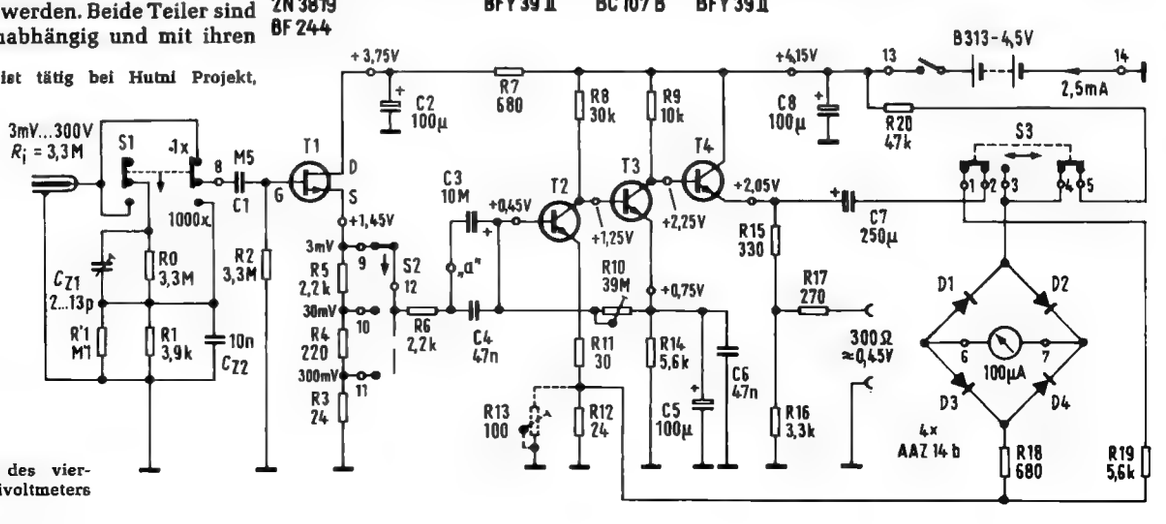


Bild 1. Schaltung des vierstufigen Nf-Millivoltmeters

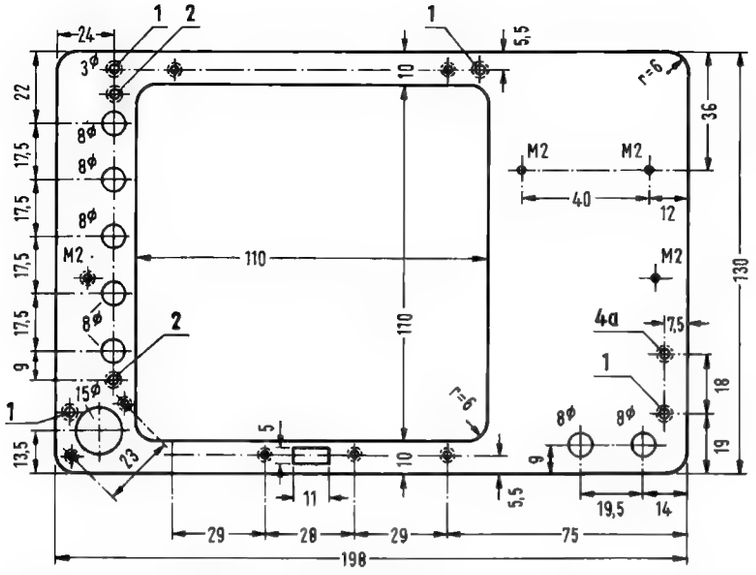


Bild 2. Form und Abmessungen der Frontplatte

Signalpegels bei höheren Frequenzen verhindern soll.

Der Endverstärker ist mit drei Siliziumtransistoren bestückt. Er ist gleichstromgekoppelt, wodurch der Frequenzbereich des Meßgerätes sehr weit nach unten reicht.

Der letzte Transistor T 4 des Endverstärkers arbeitet als Emitterfolger. Über den Trenn- und Kopplungskondensator C 7 sowie den zweistufigen Schalter S 3 gelangt das Nf-Signal zum Brückengleichrichter.

Da das Anzeigeinstrument mit Gleichrichter im passiven Teil der Gegenkopplungsschleife liegt (die Gegenkopplung erfolgt vom Emitter des Transistors T 4 zum Emitter von T 2), ist der Verlauf der Anzeigeskala recht gut linearisiert. Gleichzeitig stabilisiert diese negative Gegenkopplung die Verstärkung des Nf-Verstärkers. Darüber hinaus vergrößert sie seine Eingangsimpedanz und verkleinert die Ausgangsimpedanz sowie die frequenzabhängigen und linearen Verzerrungen. Der Frequenzgang des Verstärkers ist bereits von 10 Hz an fast völlig linear. Die Abweichungen betragen im Bereich von 10 Hz bis 20 kHz ±0,3 dB, von 10 Hz bis 70 kHz +0,4 dB – 0,3 dB, von 10 Hz bis 300 kHz + 0,5 dB – 3 dB, jeweils bezogen auf den Meßbereich 3 mV.

Die Eingangsimpedanz des Endverstärkers beträgt einige 10 kΩ (sie hängt von dem Stromverstärkungsfaktor der benutzten Transistoren ab), und das bedeutet eine minimale Belastung des Vorverstärkers, so daß das Meßergebnis nicht verfälscht wird. Die Eingangsimpedanz liegt nämlich für Wechselspannung parallel zu einem oder mehreren Gliedern der Teiler R 3 bis R 5. Die Empfindlichkeit des Gerätes hängt nur vom Grad der negativen Gegenkopplung im Endverstärker ab und beträgt einige zehntel mV.

Man kann den notwendigen Gegenkopplungsgrad durch Verschieben des Widerstandstrimmers R 13 einstellen und damit auch die Eingangsempfindlichkeit festlegen. Die Hauptbereiche des Meßgerätes sind 3 mV, 30 mV und 300 mV. Aus der Möglichkeit der Kombination von Eingangsteiler und Hauptteiler (Änderung um 60 dB) ergeben sich als weitere Bereiche 3 V, 30 V und 300 V. Der Meßumfang beträgt somit 0,3 mV bis 300 V.

Stabilisierung der Endstufe

Der Endverstärker ist auch gegen Temperatureinflüsse stabilisiert. Vergrößert sich beispielsweise der Kollektorstrom des Transistors T 2, dann wird durch die Wirkung des Spannungsabfalls am Widerstand R 8 der Basisstrom des Transistors T 3 geringer. Als Folge davon verkleinert sich auch der Spannungsabfall am Emitterwiderstand R 14, an dem die Basisspannung des Transistors T 2 abgegriffen wird. Mit der Verringerung der Basisvorspannung des Transistors T 2 sinkt aber auch die Kollektorspannung von T 2 auf den annähernd ursprünglichen Wert. Der Stabilisationsgrad ergibt sich aus dem Verhältnis R 10/R 14.

Mit dem Trimmwiderstand R 10 stellt man den Arbeitspunkt aller drei Transistoren des Endverstärkers ein. Wichtig für die Stabilisierwirkung sind auch die Emitterwiderstände R 11 + R 12 sowie R 15 + R 16.

In einer Stellung des Schalters S 3 ist das Instrument mit dem Pluspol der Spannungsquelle verbunden. In diesem Fall ist in die passive Gegenkopplungsschleife ein frequenzunabhängiger Widerstand R 19 eingeschaltet, der die Schleife schließt. Die guten Eigenschaften des Endverstärkers ermöglichen den Betrieb der Schaltung auch als Meßverstärker. Das Ausgangssignal wird dann hinter dem Trennwiderstand R 17 abgenommen und kann nun beispielsweise einem Oszillografen zugeführt werden. Die Ausgangsimpedanz beträgt 300 Ω.

Beobachten der Signale

Das Ausgangssignal kann man prinzipiell aus den Ausgangsbuchsen in beliebiger Lage des Schalters S 3 dem Oszillografen zuführen. In der einen Stellung zeigt jedoch das eingebaute Instrument die noch in der Batterie vorhandene Spannung an. In der anderen Lage kann man auch die Form des Ausgangssignals beobachten, jedoch mit einer bestimmten Verzerrung, die durch das Diodenquartett verursacht wird. Diese Meßmöglichkeit ist von besonderer Bedeutung beim Feststellen der Frequenzcharakteristik verschiedener aktiver oder passiver Vierpole.

Eingangskompensation

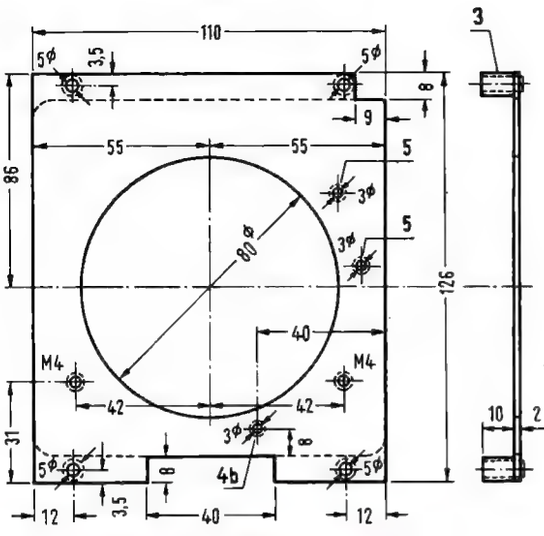
Für die Wahl der Kompensationskondensatoren C_{z1} und C_{z2} geht man davon aus, daß das Produkt $R0 \times C_z = (R1 \parallel R'1) \times C_{z2}$. Daraus folgt, daß bei der Kapazität $C_{z2} = 10$ nF die Kapazität des Kondensatortrimmers 10 pF sein sollte. Man muß hierfür einen Trimmer benutzen, um die unerwünschten Kapazitäten von Schaltkontakten und Kabeln ebenfalls kompensieren zu können. Die richtige Einstellung des Kondensators C_{z1} kontrolliert man bei einer Frequenz von 20 kHz (Schalter S 1 in Stellung 1 : 1000) und 1 kHz des Eingangssignales. Wenn C_{z1} richtig eingestellt ist, muß der Zeigerausschlag bei diesen beiden Frequenzen immer die gleiche Lage aufweisen.

Ist der Ausschlag bei 20 kHz kleiner, ist die Kapazität C_{z2} zu groß oder C_{z1} zu klein. Ist der Ausschlag jedoch bei derselben Frequenz größer (als bei 1 kHz), ist die Kapazität C_{z2} zu klein oder C_{z1} zu groß.

Bei der Kompensation ist auch die Kabelkapazität und die Kapazität der Eingangsbuchse zu beachten. Insgesamt dürften diese beiden Kapazitäten den Wert von 30 pF nicht überschreiten, wenn das Meßgerät die erwünschte Bandbreite aufweisen soll.

Mechanischer Aufbau

Das Chassis des Mustergerätes besteht aus Aluminiumblech *(Bild 2)* auf dem alle Baugruppen und mechanischen Bauteile entweder direkt oder über Distanzstangen befestigt sind. Die Frontplatte ist 2 mm dick und mißt 19,8 cm × 13,0 cm. *Bild 3* zeigt eine weitere, unter der Frontplatte angeordnete Platte, die das Anzeigeinstrument trägt. (Ausschnitt in der Frontplatte und Bohrungen in der



◀ **Bild 3. Form der unteren Frontplatte, an der das Anzeigeinstrument befestigt wird, so daß seine Gehäuseoberfläche unter der Plexiglas-Schutzscheibe liegt**

Bild 4. Blick auf die mechanische Konstruktion mit befestigter Frontplatte, Tastenschalter S 1, S 2, S 3 und anderen Bauteilen. Die Plexiglas-Schutzscheibe ist von der Frontplatte abgeschraubt

Halteplatte – Bild 2 und 3 – gelten für Original-Anzeigeinstrument DHR 8 – 100 µA, Metra-Blansko. Bei Verwendung anderer Erzeugnisse ist es nötig, sie entsprechend zu verändern.)

Wie aus *Bild 4* zu ersehen ist, liegt auf der Frontplatte eine Plexiglasschutzscheibe, die von der unteren Seite mit

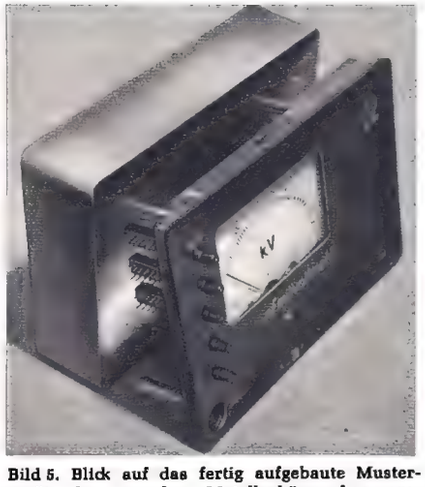


Bild 5. Blick auf das fertig aufgebaute Mustergerät, das aus dem Metallgehäuse herausgezogen wurde

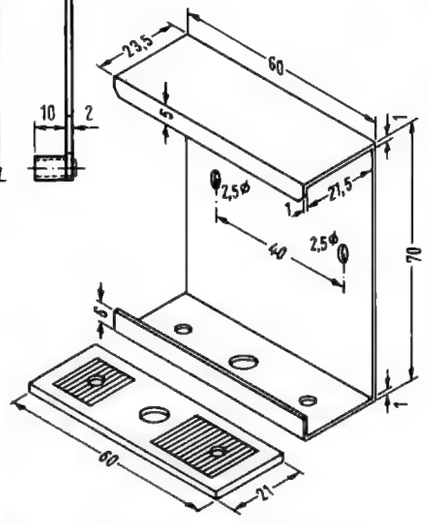


Bild 6. Blick auf den Batteriehalter, der aus Aluminiumblech hergestellt wurde

einem undurchsichtigen Lack bestrichen wurde. Nur ein Teil der Fläche bleibt unbedeckt, so daß ein Fenster für die Anzeigeskala zum Ablesen entsteht. Die Oberfläche des Meßgerätes ist also glatt, nur die Tastknöpfe der Schalter S 1 bis S 3 ragen darüber hinaus *(Bild 4* und *5)*.

Als Batteriehalter dient Aluminiumblech mit der Dicke von 1 mm, das nach den Maßen von *Bild 6* geformt wird. Zu diesem Halter gehört noch eine Kontaktplatine, die mit Kupferfolie plattiert wurde. *Bild 7* zeigt die Unterbringung des Batteriehalters unterhalb der Frontplatte.

Die Distanzstangen zum Befestigen der Halteplatte an der Frontplatte sind in *Bild 8* dargestellt.

Der elektronische Teil des Gerätes (Vorverstärker und Endverstärker sowie der zweite Teiler) sind auf einer Platine aufgebaut. *Bild 9* zeigt ihre Form sowie die kupferkaschierte Seite und den Bestückungsplan. In *Bild 10* ist der Aufbau des Mustergerätes auf einer Platine recht gut zu erkennen.

Der Schalter S 3 – in Schiebeausführung – ist unter dem Anzeigeinstrument zur Frontplatte mit zwei Schrauben M 2,6 befestigt, was aus *Bild 11* zu ersehen ist. *Bild 12* zeigt schließlich das fertige Mustergerät.

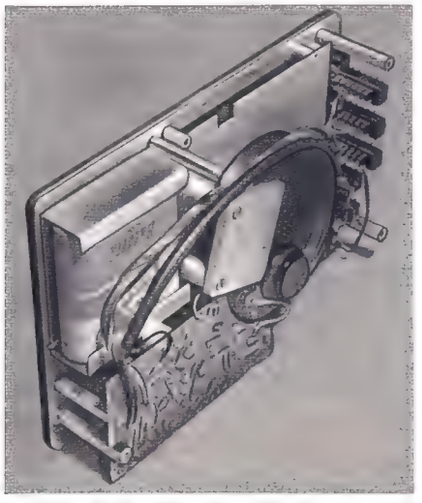


Bild 7. Blick von hinten auf das Mustergerät. Sehr gut ist die Verteilung von Hauptteilen zu erkennen: links der Batteriehalter, unten die Epoxidplatine mit fast allen Bauelementen, rechts oben Tastenschalter S 1 und S 2, daneben das Anzeigeinstrument

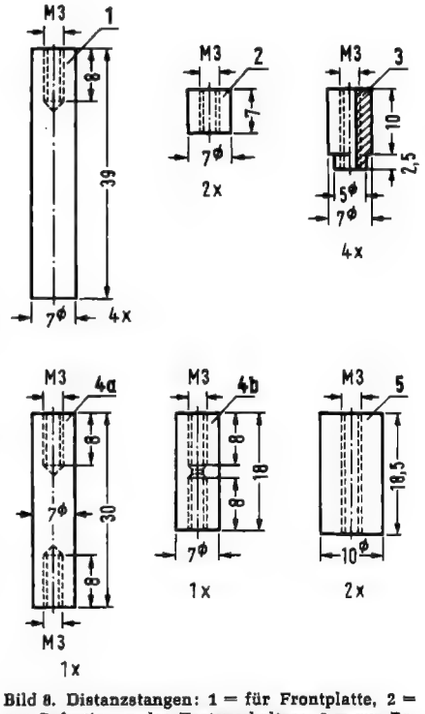


Bild 8. Distanzstangen: 1 = für Frontplatte, 2 = zur Befestigung des Tastenschalters, 3 = zur Befestigung der unteren Frontplatte, 4 a und 4 b = zur Befestigung der Epoxidplatine, 5 = zur Befestigung des Metallgehäuses (Material: Aluminium)

Abgleich und Inbetriebnahme

Die Bauelementetoleranzen sollten nicht über 10 % liegen. Die Widerstände R 0, R 1, R 3, R 4 und R 5 dürfen eine maximale Toleranz von 1 % aufweisen. Ist alles richtig verdrahtet, dann arbeitet das Gerät bereits beim ersten Einschalten, jedoch ist der Trimmwiderstand

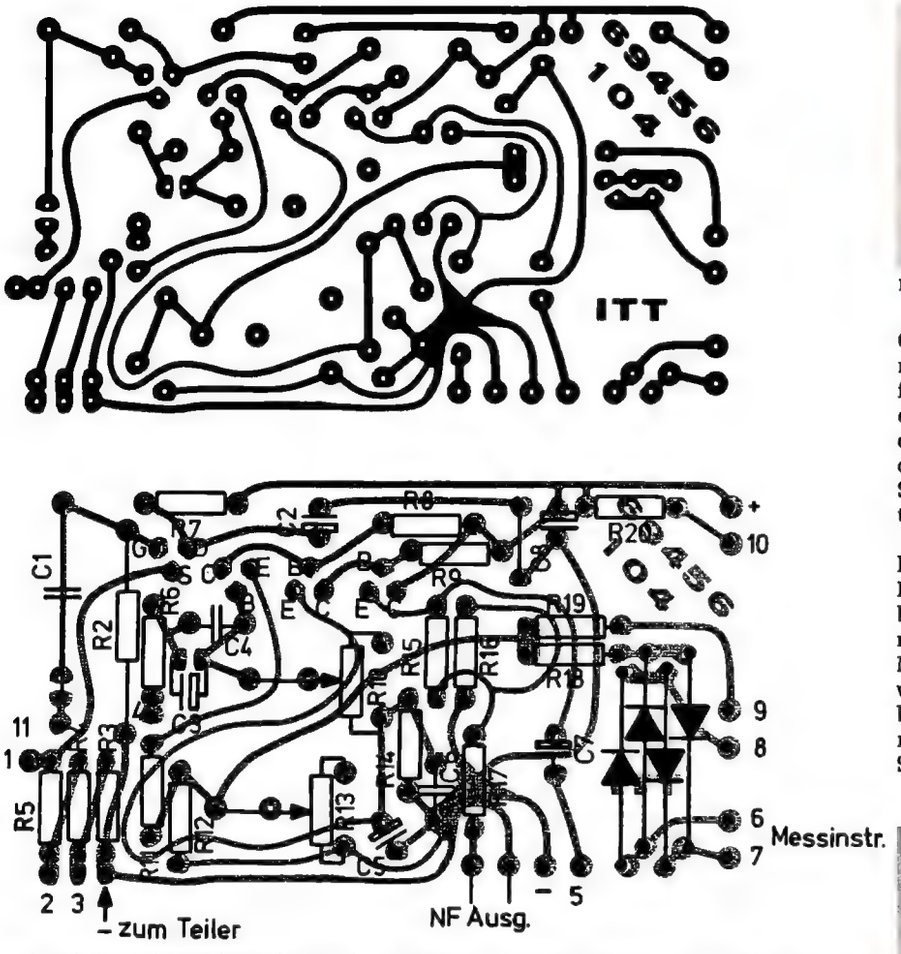


Bild 9. Platine und Bestückungsplan. Sie kann zusammen mit einem Bausatz von ITT Schaub-Lorenz, Abt. ITT-Hobbykits, bezogen werden

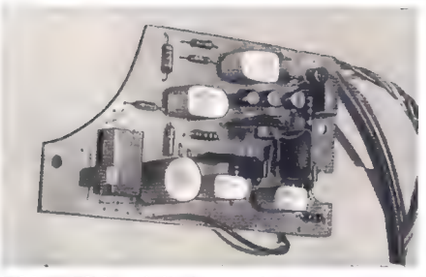


Bild 10. Blick auf die Musterplatine

R 10 so einzustellen, daß beim Einspeisen des Endverstärkers mit einem Sinussignal mit einem Pegel von etwa 6 mV eine symmetrische Begrenzung des Ausgangssignales erfolgt. Man beobachtet diese Verformung zweckmäßigerweise auf einem Oszillografen. Nach diesem Abgleich legt man ein Sinussignal mit der Frequenz von 1 kHz an die Eingangsbuchse des Millivoltmeters, wobei der Pegel hierbei gerade 3 mV betragen muß. Der Zeiger nimmt nun eine beliebige Lage ein. Für den Vollausschlag ist es erforderlich den Trimmwiderstand R 13 so einzustellen, daß der Zeiger gerade auf der Skalenendmarke liegt. Durch Verschieben des Widerstandes R 13 ändert sich nämlich der negative Gegenkopplungsgrad und damit auch die Verstärkung des Gerätes. Nach diesem Abgleich ist der Gegenkopplungsgrad etwa 18 dB, was für Meßzwecke im Niederfrequenzbereich mit relativ geringer Bandbreite völlig ausreichend ist. Der Gegenkopplungsgrad hängt unter anderem auch von den Stromverstärkungsfaktoren der benutzten Transistoren ab, daher sollten T 2 und T 3 ein *B* von mindestens 100 haben. Bei dem Abgleich ist darauf zu achten, daß der Tastenschalter S 1 nicht betätigt wurde und der Schalter S 2 in der Stellung 3 mV steht.

Haben die verwendeten Widerstände keine unnormalen Toleranzen, so ist di Endmarkeneichung für alle Spannungsbereiche gültig. Die Einzeleichung führt man am besten mit einem weiteren Millivoltmeter durch, und zwar ebenfalls wieder im Spannungsbereich 3 mV. Hierbei senkt man den Pegel des Tongeneratorsignales schrittweise ab (z. B. in Schritten von jeweils 0,1 mV), um den genauen Verlauf der Skala zu erhalten. In der linken Skalenhälfte ist dieser Verlauf leider nicht mehr linear, daher zeichnet man zweckmäßigerweise die Markierungspunkte der Skala neu.

Bild 12. Nf-Millivoltmeter auf dem Meßplatz mit einem Differenz-Ton-Generator

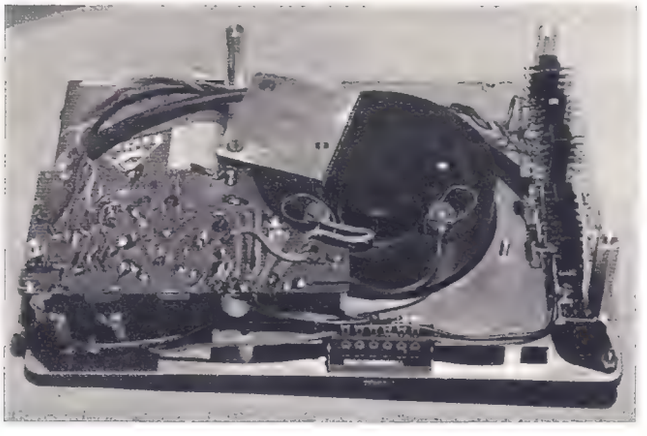
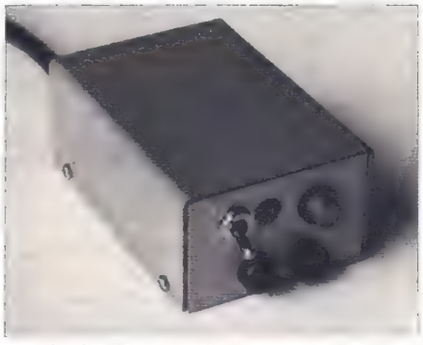


Bild 11. Blick auf das fertige Meßgerät von unten

Es sei noch bemerkt, daß nach jedem Einschalten des Gerätes der Zeiger einige Bewegungen macht, die durch das Aufladen der relativ großen Kopplungskapazitäten verursacht werden. Diese Ausschläge sind auch beim Betätigen des Schalters S 2 (durch Auf- oder Entladen des Kondensators C 4) zu beobachten, aber bereits nach kurzer Zeit beruhigt sich der Zeiger, und das Meßgerät ist betriebsbereit. (I 113)

Anregungen zum Bau eines einfachen Klein-Ladegerätes

Zur Ladung von kleinen Nickel-Cadmium-Akkumulatoren mit Kapazitäten zwischen 20 mAh und 500 mAh dient das nachfolgend beschriebene Gerät. Der Aufwand ist äußerst gering. Wichtig für Nickel-Cadmium-Akkumulatoren ist der vorgeschriebene Ladestrom. Diesen kann man aus einer aufwendigen Regelschaltung erhalten oder ganz einfach durch eine Reihenschaltung mit einer kleinen Glühlampe derjenigen Stromstärke, mit der geladen werden soll. Das Netzteil besteht aus Netztransformator und Einweg- oder Brückengleichrichter. Die Ausgangsspannung sollte etwa 1,5 mal größer als die maximale Ladespannung sein. Natürlich muß die in Reihe geschaltete Glühlampe die maximale Ausgangsspannung des Netzteils vertragen können für den Fall eines Kurzschlusses oder für den Fall, daß nur eine 1,2-V-Zelle geladen wird. Bei der Ladung stellt sich nun ein „automatischer" Regelvorgang ein. Die Glühlampe verbraucht die Differenzspannung zwischen Akkumulator und maximaler Ladegerätespannung und begrenzt den Ladestrom. Liefert z. B. das Ladegerät eine Leerlaufspannung von 20 V, so können damit alle beliebigen Zellenkombinationen von 1,2 bis 12 V geladen werden, sofern man ein Lämpchen einsetzt, das die Differenzspannung verträgt. Hat der verwendete Akkumulator eine Kapazität von 500 mAh, so muß er mit 50 mA etwa 10 Stunden geladen werden. Hierfür benötigt man also eine Glühlampe mit einer Stromaufnahme von 50 mA. Das *Bild* zeigt ein Muster des Ladegerätes für eine feste Stromstärke. Möchte man verschiedene Akkumulatoren mit unterschiedlicher Kapazität laden, so kann man entweder die Ladezeit variieren oder einen Umschalter mit Glühlampen verschiedener Stromstärken vorsehen. Aufgrund der Einfachheit der beschriebenen Schaltung wurde auf einen Schaltplan verzichtet.



Ansicht des Mustergerätes (Aufnahme: Rockrohr)

Dipl.-Phys. Johannes Kleemann

Logische Verknüpfung mit NAND-Gattern

3. Teil

Im letzten Heft begannen wir mit der Beschreibung der Darstellung der Grundfunktionen aus NAND-Gattern und erläuterten zunächst das NAND-Gatter selbst sowie UND-, ODER-, NOR-Gatter und EXCLUSIV-ODER.

Die Äquivalenzschaltung

Wie man schon aus dem Namen Äquivalenzverknüpfung entnehmen kann, muß es sich hierbei um ein Gatter handeln, bei dem man am Ausgang A ein 1-Signal erhält, wenn sich an den beiden Eingängen E_1 und E_2 gleichzeitig ein 0- bzw. 1-Signal befinden. Die Funktionstabelle eines derartigen Äquivalenz-Gatters hat demnach die Form der *Tabelle 6.*

Vergleicht man diese Funktionstabelle mit derjenigen des Exklusiv-ODERs, so kann man sofort erkennen, daß die am Ausgang A des Äquivalenz-Gatters entstehenden Signale zu denen am Ausgang des Exklusiv-ODERs invertiert sind. Daraus folgt, daß man sich ein Äquivalenz-Gatter mit Hilfe eines Exklusiv-ODERs durch Hinzufügen einer Negation aufbauen kann *(Bild 18).* In *Bild 19* wird das Schaltsymbol für ein Äquivalenz-Gatter gezeigt.

Wie man aus dem Bild 18 entnehmen kann, braucht man für dieses Äquivalenz-Gatter insgesamt 5 NAND-Gatter, so daß man nicht mehr mit nur einem Baustein vom Typ SN 7400 auskommt, sondern noch einen zweiten hinzufügen muß *(Bild 20).*

Tabelle 6. Funktionstabelle eines Äquivalenzgatters

E_1	E_2	A
0	0	1
1	0	0
0	1	0
1	1	1

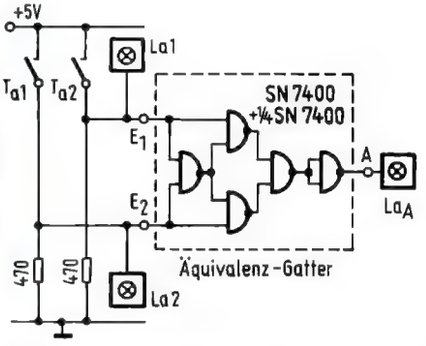


Bild 18. Aus fünf NAND-Gattern kann ein Äquivalenz-Gatter aufgebaut werden

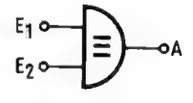


Bild 19. Schaltsymbol für das Äquivalenz-Gatter

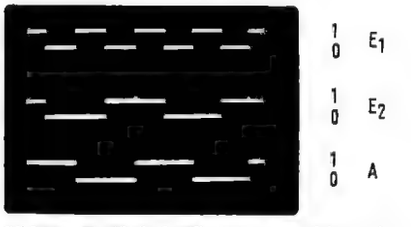


Bild 21. Dreifach-Oszillogramm welches der Funktionstabelle der Äquivalenz-Schaltung entspricht

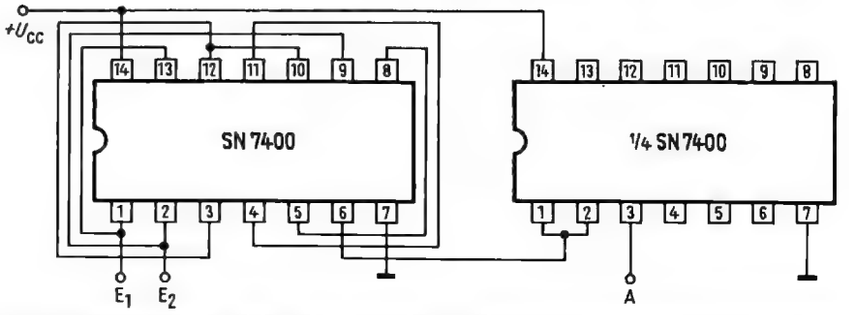


Bild 20. Für den Aufbau eines Äquivalenz-Gatters aus NAND-Gattern werden 1¼ Bausteine vom Typ SN 7400 benötigt

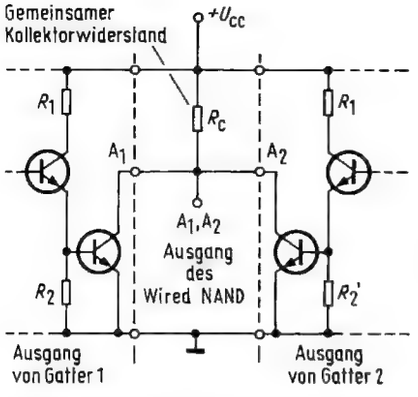


Bild 22. Die Ausgänge von integrierten Schaltungen, bei denen der Kollektor des Ausgangstransistors keine Verbindung zum Potential + U_{cc} hat (offener Ausgang) können die Ausgänge A_1 und A_2 über einen gemeinsamen Kollektor-Widerstand R_C an das Potential + U_{cc} gelegt werden

Bild 21 zeigt das Dreifachoszillogramm, welches der Funktionstabelle des Äquivalenz-Gatters entspricht. Auch hierin erkennt man, daß am Ausgang A nur dann ein 1-Signal entsteht, wenn am E_1 und E_2 gleichzeitig ein 0- bzw. 1-Signal anliegt. Diese Eigenschaft macht das Äquivalenz-Gatter zu einem wichtigen Baustein in der digitalen Elektronik. So kann man unter Verwendung von mehreren Äquivalenz-Gattern auf alle E_1-Eingänge dieser Gatter bestimmte Zahlen im Binär-Code vorgeben. Sobald alle an die Ausgänge eines im Binär-Code arbeitenden Zähler angeschlossenen E_2-Eingänge dieselben Werte angenommen haben, wie die E_1-Eingänge, entstehen am Ausgang aller Äquivalenz-Gatter 1-Signale, die entsprechende Befehle auslösen können.

Das Wired-NAND-Gatter

Bei TTL-Schaltungen mit offenem Kollektor am Ausgang können die Gatter so zusammengeschaltet werden, daß diese einen gemeinsamen Kollektorwiderstand R_C haben *(Bild 22)*.

Wenn es sich bei den auf diese Weise zusammengeschalteten Gatter um NAND-Gatter handelt, spricht man von einem „Wired-NAND". Die Eigenschaften eines derartigen Wired-NAND lassen sich unmittelbar aus der in Bild 22 gezeigten Schaltung ablesen. Am Ausgang der beiden über einen Kollektorwiderstand R_C zusammengeschalteten NAND-Gatter kann nur dann ein 1-Signal entstehen, wenn beide Gatter gleichzeitig an ihren Ausgängen A_1 und A_2 ein 1-Signal anstehen haben. Liegt an einem Ausgang der beiden Gatter infolge seiner Eingangssignale ein 0-Signal an, so bedeutet dies, daß der betreffende Ausgangstransistor stromführend ist und somit den gesperrten Transistor des anderen

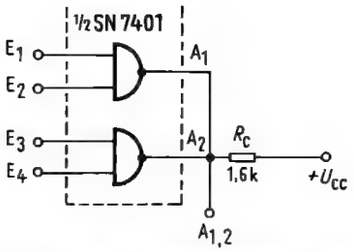


Bild 23. Symboldarstellung eines Wired-NAND aufgebaut mit dem Baustein 1/2 SN 7401

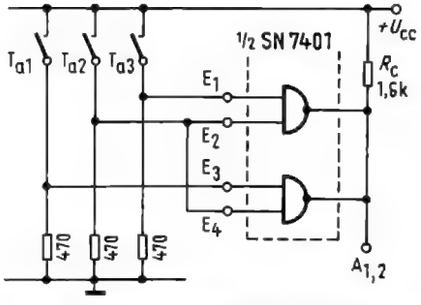


Bild 25. Beim Wired-NAND kann die Ausgangsfunktion leicht über die Eingänge E_1 bis E_4 verändert werden

Gatters voll überbrückt. Ein 1-Signal kann sich in diesem Zustand nicht ausbilden. Beim Zusammenschalten von zwei NAND-Gatter mit offenem Kollektor des Bausteins SN 7401 ergibt sich ein Wired-NAND mit vier Eingängen. *Bild 23* zeigt den Schaltungsaufbau dieses Wired-NAND unter Verwendung der entsprechenden Symbolik.

Aufgrund der hier dargelegten Eigenschaft des Wired-NAND, kann die Funktionstabelle wieder rein theoretisch abgeleitet werden *(Tabelle 7)*. Beim Durchsehen aller Kombinationsmöglichkeiten der Eingangssignale an den beiden NAND-Gattern muß man sich nur überlegen, wann beide Gatter gleichzeitig am Ausgang A_1 bzw. A_2 ein 1-Signal anliegen haben. Nur dann erhält man am gemeinsamen Ausgang $A_{1,2}$ ein 1-Signal.

Tabelle 7. Funktionstabelle des Wired-NAND-Gatters

Gatter 1		Gatter 2		Ausgang
E_1	E_2	E_3	E_4	$A_{1,2}$
0	0	0	0	1
1	0	0	0	1
0	1	0	0	1
1	1	0	0	0
0	0	1	0	1
1	0	1	0	1
0	1	1	0	1
1	1	1	0	0
0	0	0	1	1
1	0	0	1	1
0	1	0	1	1
1	1	0	1	0
0	0	1	1	0
1	0	1	1	0
0	1	1	1	0
1	1	1	1	0

In *Bild 24* wird das Fünffach-Oszillogramm gezeigt, das der Funktionstabelle eines Wired-NAND mit vier Eingängen entspricht.

Die Funktionstabelle und damit das Signalbild am Ausgang $A_{1,2}$ kann noch verändert werden, indem man beispielsweise die Eingänge E_2 und E_4 miteinander verbindet *(Bild 25)*. Weitere Kombinationsmöglichkeiten kann man sich selbst zur Übung ausdenken.

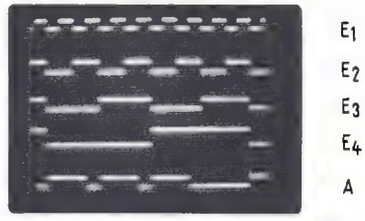


Bild 24. Fünffach-Oszillogramm welche der Funktionstabelle eines Wired-NANDs mit vier Eingängen entspricht

Bild 26. Vierfach-Oszillogramm, welches der Funktionstabelle eines Wired-NAND entspricht, an dem die Eingänge E_2 und E_4 miteinander verbunden sind

Die aus der Schaltung nach Bild 25 abgeleitete Funktionstabelle hat die Form nach *Tabelle 8*.

Tabelle 8. Funktionstabelle für die Schaltung nach Bild 25

Gatter 1		Gatter 2		Ausgang
E_1	E_2	E_3	E_4	$A_{1,2}$
0	0	0	0	1
1	0	0	0	1
0	1	0	1	1
1	1	0	1	0
0	0	1	0	1
1	0	1	0	1
0	1	1	1	0
1	1	1	1	0
0	0	0	0	1
1	0	0	0	1
–	–	–	–	–

Das zu dieser Funktionstabelle gehörende Vierfach-Oszillogramm ist in *Bild 26* wiedergegeben.

In ganz analoger Weise ließe sich hier auch noch das Wired-NOR behandeln. Aber dies kann vielleicht der interessierte Leser zur Übung selbst tun.

(Fortsetzung folgt)

Egon Koch

Oszillatoren mit Kapazitätsdiodenabstimmung

Die Abstimmung mit Kapazitätsdioden bei Rundfunkgeräten im UKW-Bereich hat sich bereits weitgehend durchgesetzt. Sie ermöglicht vor allem die Speicherung der Abstimmung von gut zu empfangenden UKW-Rundfunksendern, so daß diese bei Tastendruck [1] sofort hörbar sind. Ebenso eignen sich C-Dioden für die KW-Bandspreizung und die VFO-Abstimmung.

Man strebt neuerdings an, bei Taschen- und Kofferempfängern die Abstimmung für den Kurz- und Mittelwellenbereich mit Kapazitätsdioden vorzunehmen, weil dann der viel Platz beanspruchende Zweifach-Drehkondensator entfällt. Hier müssen aber besonders hohe Anforderungen an die Frequenzkonstanz des Oszillators gestellt werden, weil bei diesen Bereichen im Gegensatz zu UKW die Frequenzdrift nicht durch eine automatische Scharfabstimmung eliminiert wird. Noch kritischer ist die Sache, wenn auch SSB-Stationen empfangen werden sollen, da sich hier jede geringe Frequenzdrift in der Sprachverständlichkeit unangenehm bemerkbar macht und somit eine Nachstimmung erfordert.

Oszillatoren, ob mit Drehkondensator- oder ob mit Kapazitätsdiodenabstimmung, erfordern eine Temperaturkompensation des Schwingkreises, um die erforderliche Frequenzstabilität zu erreichen. Bei der Kapazitätsdiodenabstimmung kommt erschwerend hinzu, daß eine sehr hohe Konstanz der Abstimmspannung gefordert wird, da selbst geringe Schwankungen, die durch Temperatureinflüsse bei der zur Spannungsstabilisierung verwendeten Z-Diode entstehen, eine untragbar große Frequenzdrift verursachen. Für diesen Anwendungsfall erfüllen die normalen Z-Dioden meist nicht mehr ihren Zweck. So zeigte ein Beispiel unter gleichen Voraussetzungen, daß bei Verwendung der normalen Z-Diode ZPD 22 durch Einflüsse der Umgebungstemperatur die Spannungsschwankung 396 mV betrug, während sie unter gleichen Bedingungen bei der temperaturkompensierten Diode ZTK 22 nur rund ein Zehntel davon, nämlich 44 mV, ausmachte. Den Temperaturkoeffizient normaler und temperaturkompensierter Z-Dioden zeigt deutlich *Bild 1*. Man sollte daher bei Oszillatoren mit Kapazitätsdiodenabstimmung zur Stabilisierung der Abstimmspannung temperaturkompensierte Z-Dioden nehmen. Je nach Größe der geforderten maximalen Abstimmspannung gibt es die in der *Tabelle 1* zusammengestellten Intermetall-Ausführungen.

Tabelle 1. Reihe der temperaturkompensierten Z-Dioden

Kennwerte bei T_U = 25 °C	
	Arbeitsspannung bei I_Z = 5 mA
Typ	U_Z V
ZTK 6,8	6,5 . . . 7,2
ZTK 9	9 . . . 10
ZTK 11	10 . . . 12
ZTK 18	16 . . . 20
ZTK 22	20 . . . 24
ZTK 27	24 . . . 30
ZTK 33	30 . . . 36

Hohe Ansprüche muß man auch an das Abstimmpotentiometer stellen. Der durch die Widerstandsbahn fließende Strom und die Umgebungstemperatur dürfen keinen nennenswerten Einfluß auf die Konstanz des Widerstandswertes ausüben. Neben einem guten Schleiferkontakt ist auch eine Abschirmung nötig, um störende Brummodulation bei der empfangenden Station zu vermeiden. Aus dem umfangreichen Verkaufsprogramm an Dioden-Abstimmwiderständen der Firma Wilhelm Ruf sei auf den neuen Ruwido-Drehwiderstand Nr. 701 *(Bild 2)* mit Planetenfeintrieb ausführlicher eingegangen, weil er sich besonders für die Bandspreizung bei Rundfunk-KW-Empfängern sowie für die VFO-Abstimmung von Kurzwellen- und

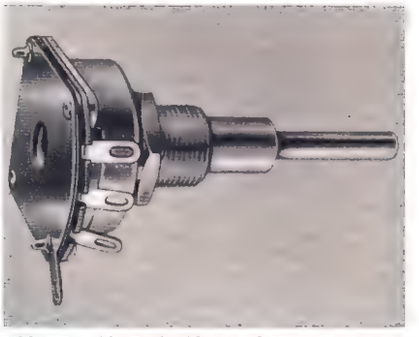


Bild 2. Ruwido-Drehwiderstand Nr. 701 mit Feintrieb

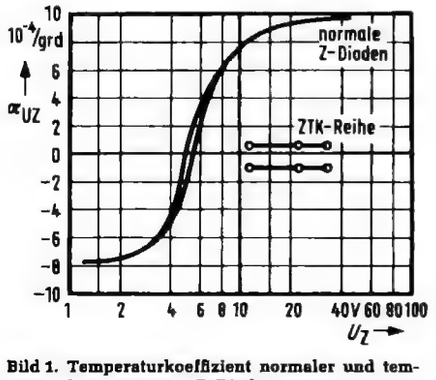


Bild 1. Temperaturkoeffizient normaler und temperaturkompensierter D-Dioden

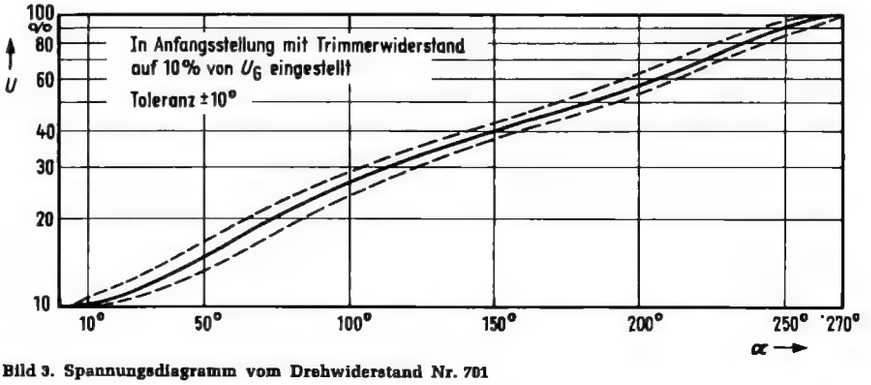


Bild 3. Spannungsdiagramm vom Drehwiderstand Nr. 701

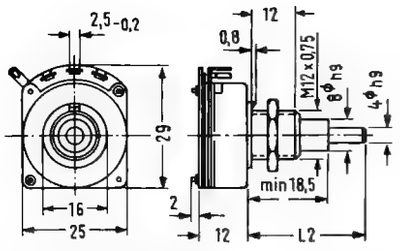


Bild 4. Maßzeichnung

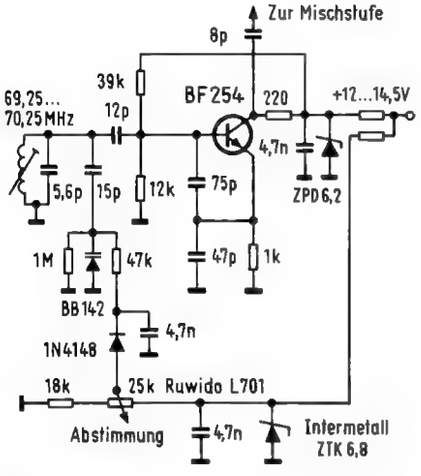


Bild 5. Schaltung eines VFOs mit Kapazitätsdiodenabstimmung

UKW-Amateurempfängern eignet. Der Drehbereich der Vollwelle (4 mm Φ) beläuft sich auf 1015° und der der Hohlwelle (8 mm Φ) beträgt etwa 270°, was einer Untersetzung von 4:1 entspricht. Auf die Hohlachse kann ein Zeiger oder eine frequenzgeeichte Skalenscheibe mit 6 mm Lochdurchmesser aufgesetzt werden. Der Drehwiderstand ermöglicht genaues und feinfühliges Einstellen des Widerstandswertes bei der Abstimmung, wo es auf eine besonders gute Reproduzierbarkeit nach einer frequenzgeeichten Skala ankommt. *Bild 3* zeigt den Drehbereich α in Abhängigkeit von der angelegten Abstimmspannung (U %) und *Bild 4* die Abmessungen vom Diodenabstimmwiderstand Nr. 701. Er wird mit Widerstandswerten von 10 kΩ bis 250 kΩ geliefert und ist für eine Nennbelastung von 0,15 W ausgelegt.

Als Anwendungsbeispiel in einem kapazitätsdiodenabgestimmten Oszillator mit temperaturstabilisierter Z-Diode (ZTK 6,8) für die Abstimmungspannung und dem Feintriebpotentiometer zeigt *Bild 5* die Schaltung des VFOs im 2-m-Miniempfänger SME von Semcoset.

Hier kommt es auf eine besonders hohe Konstanz der Abstimmspannung an, weil im Bereich von 144...146 MHz nicht nur FM- sondern auch AM-Stationen empfangen werden. Da das Gerät vor allem portabel und für Peilzwecke verwendet wird, kommen viel Platz beanspruchende separate Feintriebe nicht in Frage, weshalb das Abstimmpotentiometer mit eingebautem Feintrieb dafür sehr geeignet ist.

Im vorliegenden Fall schwingt der Oszillator im Frequenzbereich von 69,25...70,25 MHz, wobei die erste Oberwelle 138,5...140,5 MHz zur Überlagerung herangezogen wird, so daß sich bei einem Eingangssignal von 144...146 MHz eine Zwischenfrequenz von 5,5 MHz ergibt. Die Schaltung des VFO läßt sich auch für andere Frequenzbereiche z. B. 5...5,5 MHz für die Bandabstimmung bei Amateur-KW-Empfängern, Sendern und Transceivern verwenden. Dabei muß man aber eine Kapazitätsdiode mit größerem Kapazitätsvariationsbereich und durch die damit erforderliche höhere Abstimmspannung eine andere temperaturkompensierte Z-Diode nehmen.

Literatur

[1] Egon Koch: Erweiterung der Programmtasten bei UKW-Empfänger. FUNKSCHAU 1972, Heft 16, S. 578.

Neues Verfahren zur Herstellung von Fotomasken für integrierte Schaltungen

Für die Herstellung integrierter Schaltungen werden auf fotografischem Wege gewonnene Masken benötigt, an deren Auflösungsvermögen und Reproduzierbarkeit immer höhere Anforderungen zu stellen sind. Im Philips Forschungslaboratorium in Einhoven wurde deshalb für Versuchszwecke eine fotografische Platte neuen Typs nach dem sogenannten PD-Prozeß (PD = physical development) ausgearbeitet. Mit diesem Verfahren lassen sich IS-Masken mit erheblich höherer Präzision als mit den besten zur Zeit käuflich erhältlichen fotografischen Platten herstellen.

Die außerordentlich hohen Genauigkeitsanforderungen an die Abmessungen von integrierten Schaltungen werden verständlich, wenn man bedenkt, daß wichtige Teile derartiger Schaltungen nur wenige Mikrometer groß und daß die Konstrukteure bestrebt sind, kritische Abmessungen möglichst kleiner als 0,5 µm zu machen. Selbstverständlich müssen die Fotomasken, mit denen derartige feinstrukturierte Muster aufgetragen werden, hinsichtlich Auflösung und Kontrast hohe Anforderungen erfüllen.

Üblicherweise werden die Masken mit im Handel erhältlichen hochauflösenden Fotoplatten hergestellt, auf denen Einzelheiten von minimal etwa 1 µm abgebildet werden können. Die Gelatineschicht dieser Platten ist etwa 6 µm dick und enthält als lichtempfindliches Material kleine Silberhalogenidkörner. Die Lichtstreuung durch diese Körner und die verhältnismäßig große Dicke der Schicht – ein Mehrfaches der Tiefenschärfe der für die Abbildung verwendeten Objektive – begrenzen Auflösung und Randschärfe. Außerdem ist es oft schwierig, auch die an die Reproduzierbarkeit gestellten hohen Anforderungen zu erfüllen.

L. K. H. van Beek und seine Mitarbeiter im Philips Forschungslaboratorium haben eine neue PD-Platte entwickelt, die höhere Auflösung sowie bessere Randschärfe ermöglicht und außerdem die Reproduzierbarkeit erheblich verbessert. Der PD-Prozeß ist für diesen Zweck prinzipiell gut geeignet, weil beim physikalischen Entwicklungsprozeß lichtempfindliche Verbindungen hoher Absorption verwendet werden, die molekular (also völlig kornfrei) in einer nur 1,6 µm dicken Schicht dispergiert sind.

Das von der Beleuchtung induzierte latente Bild wird beim physikalischen Entwicklungsprozeß in zwei Behandlungsphasen in ein Metall-Bild (z. B. aus Silber) umgewandelt. Im ersten Entwicklungsbad werden an den belichteten Stellen Metallkeime in der Schicht geformt. Während der zweiten Phase (Behandlung mit einer selektiv wirkenden Lösung einer Silberverbindung) wirken diese Metallkeime als Katalysatoren. Dabei entsteht ein sehr scharfes Bild aus metallischem Silber.

Die fotografische Empfindlichkeit der neuen Platte für Licht mit einer Wellenlänge von 405 µm (blau-violett) reicht für die Verwendung in einer Repetierkamera aus, wie sie für die Herstellung von IS-Fotomasken allgemein verwendet wird. Die Kamera muß jedoch mit einem für blaues Licht (Xenon-Blitzlampe) geeignetem Objektiv versehen sein (Lichtstärke 1:0,76 oder 1:1,0). Während der ersten Stunden nach der Belichtung tritt kein Abfall des latenten Bildes auf, so daß eine wiederholte Belichtung (wie sie bei komplizierten Schaltungen erforderlich ist) ohne weiteres möglich ist. Bei Versuchen mit kontrastreichen Testvorlagen gelang es, auf den PD-Platten Bilder mit einer perfekten Trennung von 0,5 µm breiten Linien festzulegen, wobei außerdem Einzelheiten bis 0,3 µm – die theoretische Auflösungsgrenze des verwendeten Objektivs – noch gut wiedergegeben wurden.

Helmut Bruß

Fernsteuerempfänger mit Keramikfilter

Es wird ein Fernsteuerempfänger beschrieben, der gegenüber den meisten Industrieempfängern zwei Unterschiede aufweist: Zur Selektion wird ein Keramikfilter herangezogen, und zusätzlich zum Zf-Verstärker ist auch die Mischstufe geregelt. Dadurch erhält man eine bessere Nachbarkanal-Selektion, und der Empfänger kann auch bei tonfrequent modulierten Sendesignalen größere Feldstärkeunterschiede ausgleichen. Für den Nachbau erscheint es noch wichtig, daß der Abgleich sehr einfach ist und daß auch bei engstem Aufbau der Muster kein unerwünschtes Schwingen auftrat.

Die Schaltung

Nach *Bild 1* gliedert sich die Schaltung in Mischstufe, Oszillator, Zf-Verstärker, Demodulator und Nf-Verstärker. Der bandfilterähnliche Eingang mit zwei wegen ihrer räumlichen Anordnung schwach induktiv gekoppelten Schwingkreisen soll die Spiegelfrequenz hinreichend dämpfen; er gehört zum Standard üblicher Empfängerschaltungen ohne Vorstufe. Die Signalfrequenz wird der Basis des Mischtransistors T 1 kapazitiv zugeführt. Zwischen seinem Emitter und der Masse liegt die Emitter-Kollektor-Strecke des Regeltransistors T 2, die bei normalen Feldstärken niederohmig ist, so daß dann praktisch nur der Emitterwiderstand des Transistors T 2 für die Mischstufe wirksam ist. Die Regelspannung wird der Basis des Transistors T 2 über einen Spannungsteiler zugeführt. Sinkt die Regelspannung weit genug ab, wird die Emitter-Kollektor-Strecke des Transistors T 2 hochohmig und die Stromgegenkopplung für die Mischstufe setzt verstärkt ein.

Das Oszillatorsignal wird der Mischstufe kapazitiv am Emitter zugeführt. Die Oszillatorschaltung hat sich wegen ihrer Unkompliziertheit und Schwingsicherheit seit vielen Jahren bewährt.

Das Ausfiltern der Zwischenfrequenz von 455 kHz erfolgt durch ein LC-Filter und das Keramikfilter CFM-455 E, das den Hauptteil der Selektion bewirkt. An das Keramikfilter schließt sich der geregelte Zf-Verstärker mit komplementären Transistoren an. Bei diesem galvanisch gekoppelten Verstärker erfolgt die Gegenkopplung vom Ausgang des Verstärkers über den Widerstand R 16 auf den Emitter des Eingangstransistors T 4. Wechselstrommäßig wird die Gegenkopplung durch C 10 aufgehoben. Die Regelung wirkt wegen der galvanischen Kopplung auf die beiden Transistoren T 4 und T 5.

Die Basisspannung des Demodulator-Transistors T 7 ist mit der in Durchlaßrichtung betriebenen Siliziumdiode D 1 so weit angehoben, daß der Kollektorstrom gerade zu fließen beginnt (B-Betrieb). Wird zusätzlich über den Kondensator C 12 eine modulierte Zf-Spannung an die Basis des Transistors T 7 geleitet, ändern sich die Stärke des Kollektorstroms und damit der Spannungsabfall am Kollektorwiderstand R 22 in gleichem Rhythmus. Am Testpunkt A steht dann die von Zf-Spannungsresten gesiebte Nf-Spannung zur Verfügung. Durch entsprechende Glättung mit dem

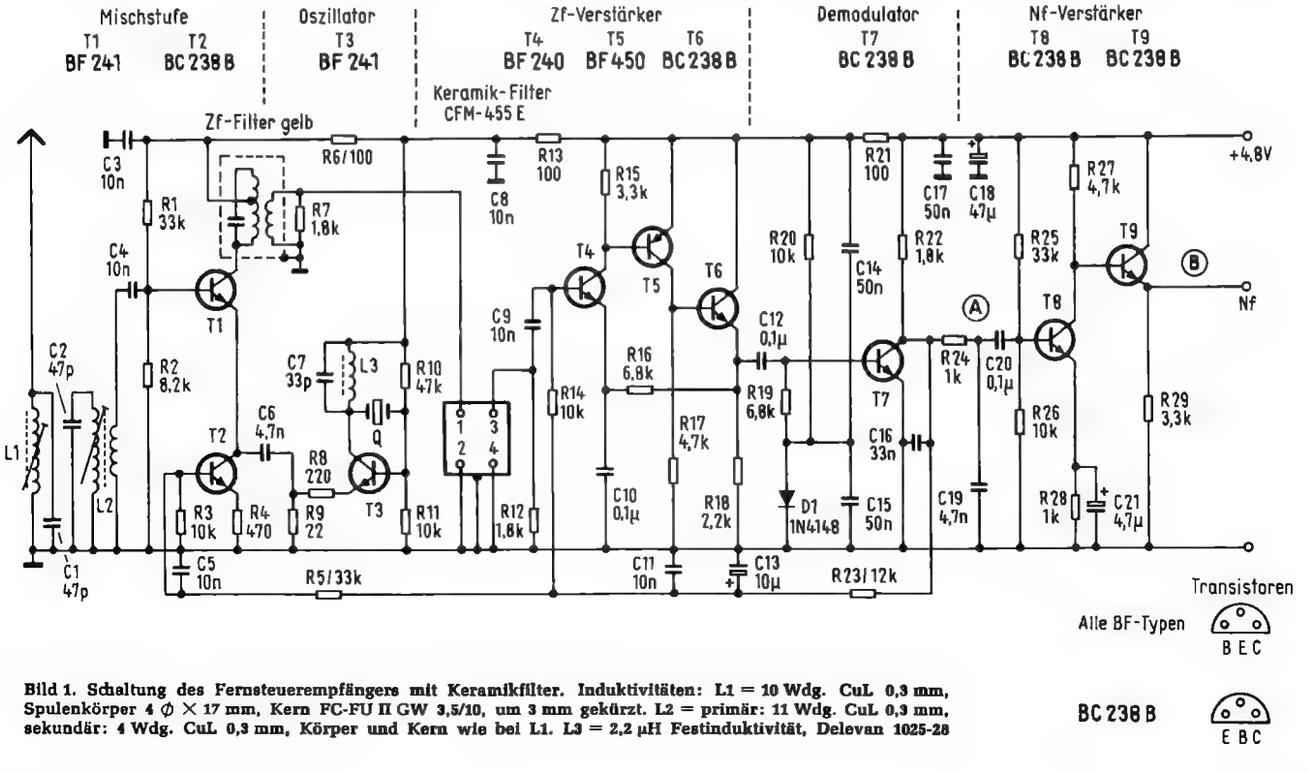


Bild 1. Schaltung des Fernsteuerempfängers mit Keramikfilter. Induktivitäten: L1 = 10 Wdg. CuL 0,3 mm, Spulenkörper 4 ϕ × 17 mm, Kern FC-FU II GW 3,5/10, um 3 mm gekürzt. L2 = primär: 11 Wdg. CuL 0,3 mm, sekundär: 4 Wdg. CuL 0,3 mm, Körper und Kern wie bei L1. L3 = 2,2 µH Festinduktivität, Delevan 1025-28

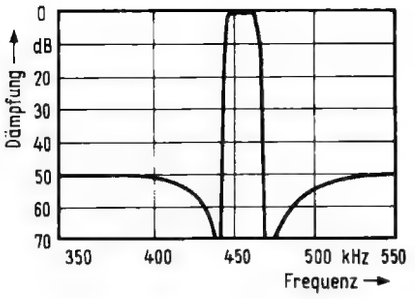


Bild 2. Selektionskurve des Keramikfilters CFM-455 E

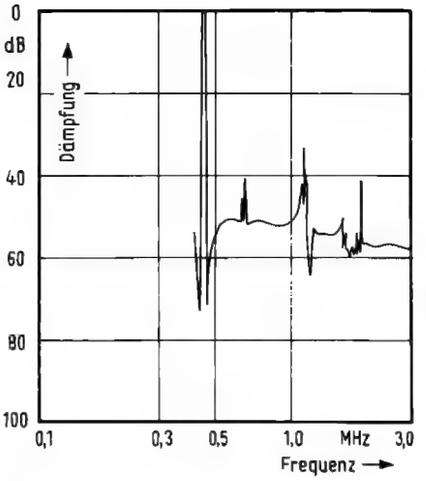


Bild 3. Nebenwellendämpfung des Keramikfilters CFM-455 E

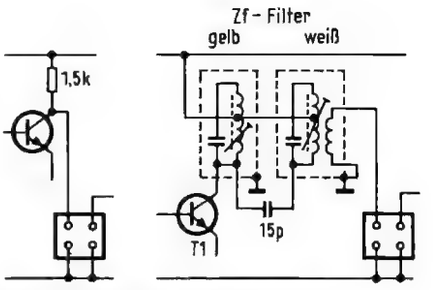


Bild 4. Weitere Selektionsmöglichkeiten

Widerstand R 23 und den Kondensatoren C 13 und C 11 gewinnt man aus der Kollektorspannung des Transistors T 7 auch die Regelspannung. Sie wird dem Zf-Verstärker über den Widerstand R 14 und dem Regeltransistor in der Mischstufe über den Widerstand R 5 zugeführt.

Ein konventioneller Nf-Verstärker mit dem Transistor T 8 und dem Emitterfolger T 9 vervollständigen die Schaltung. Am Testpunkt B steht die Niederfrequenz in Begrenzung zur Verfügung.

Das Keramikfilter

Das piezokeramische Filter CFM-455 E kommt aus einer relativ preisgünstigen Reihe japanischer 455-kHz-Filter für professionelle Anwendungen. Es unterscheidet sich gegenüber den in der Dämpfung noch besseren Filtern der Reihen CFS und CFR nur durch die geringere Anzahl der keramischen Resonatoren. Die kleinen Abmessungen 20 mm × 7,5 mm × 9,5 mm und das geringe Gewicht von 5 g, die hohe Stabilität der Mittenfrequenz und die günstige Selektionskurve lassen das Filter für den Aufbau von hochwertigen Fernsteuerempfängern gut geeignet erscheinen.

Die 3-dB-Bandbreite des Filters beträgt ±5,5 kHz, bei einer Abschwächung von 50 dB ist die Bandbreite maximal ±16 kHz. Die Nebenwellendämpfung wird mit 35 dB angegeben, die Durchlaßdämpfung mit maximal 6 dB. Eingangs- und Ausgangsimpedanz sind 1,5 kΩ. Der zulässige Temperaturbereich reicht von −20° C bis +80° C.

Während die Selektion im Nahbereich – besonders im Hinblick auf die stärkere Abschwächung der Nachbarkanal-Frequenzen – fast ideal ist *(Bild 2)*, gilt das nicht mehr für die in *Bild 3* dargestellte Nebenwellendämpfung, also für die Dämpfung der weiter abliegenden Frequenzen. Um diese Schwäche auszuschalten, empfiehlt sich das Vorsetzen eines LC-Filters. Die Dämpfungswerte der beiden Filter addieren sich, so daß nun auch bei den Nebenwellen eine Dämpfung von mindestens 50 dB gilt. Verwendet man normale LC-Filter vor dem Keramikfilter, so entfällt der Widerstand R 7.

Je nach Art der Selektionsforderungen sind einige Varianten der in Bild 1 gezeigten Anordnung (ein LC-Filter und Keramikfilter) möglich. Im einfachsten Fall könnte das LC-Filter durch einen Widerstand von 1,5 kΩ ersetzt werden *(Bild 4)*. Bei höheren Anforderungen kann man zwei kapazitiv gekoppelte LC-Filter vor das Keramikfilter setzen.

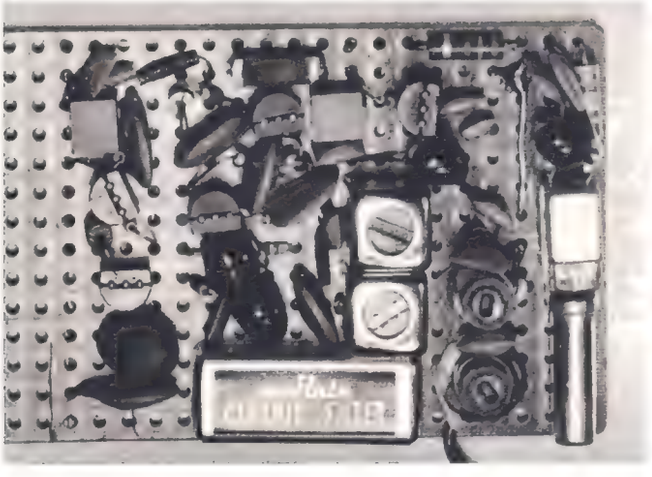
Hinweise zum Aufbau und zur Einstellung

Die *Bilder 5* und *6* veranschaulichen, daß auch die Ausführung mit zwei LC-Filtern noch relativ klein (Grundfläche 49 mm × 36 mm) ausfallen kann. Die Achsen der Spulen L 1 und L 2 haben beim Muster einen Abstand von 8 mm. Für die Festinduktivität L 3 konnte gegenüber früheren Ausführungen eine kleinere in umhüllter Bauform verwendet werden. (Der freie Raum auf der Grundplatte steht für die weitere Auswertung des Signals zur Verfügung.) Beim Muster wiegt der Empfangsteil 28 g. Bei den Materialkosten in Höhe von 80 DM bis 90 DM macht das Keramikfilter knapp die Hälfte des Betrages aus. Den Vertrieb des Keramikfilters CFM-455 E hat die Firma Stettner & Co. *(Tabelle)* übernommen.

Zur Einstellung des Empfängers betrachtet man den Spannungsverlauf am

Tabelle der Spezialbauelemente

Keramikfilter CFM-455 E: Stettner & Co., Lauf bei Nürnberg.
Festinduktivität 2,2 µH Delevan 1025-28: Amphenol-Tuchel Electronics GmbH, Deisenhofen bei München.
Quarzhalter für senkrechte Montage HC-25/U: Siemens.
Alle Kondensatoren (außer den Elektrolytkondensatoren): keramische Ausführungen.



◀ Bild 5. Der Empfangsteil des Musters in der Draufsicht

▲ Bild 6. Seitenansicht

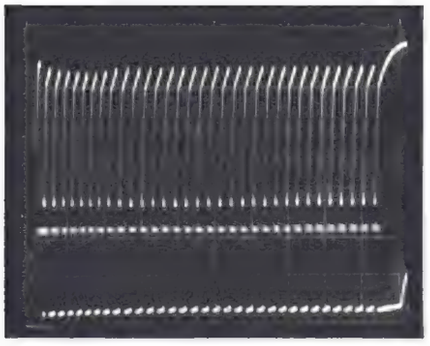


Bild 7. Oszillogramm der Spannungen an den Testpunkten: A (oben) $y = 1$ V/cm, B (unten) $y = 2$ V/cm

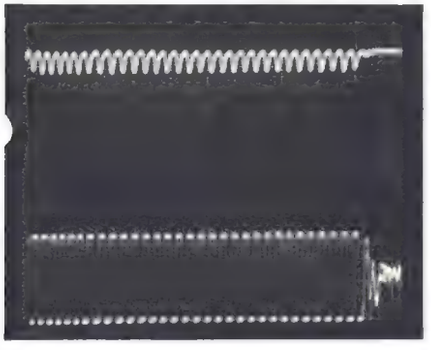


Bild 8. Oszillogramm bei großem Senderabstand

Testpunkt A mit dem Oszillografen. Nacheinander werden Zf-Filter und die Spulen L 2 und L 1 so eingestellt, daß die Spannung am Testpunkt A gegenüber Masse einen möglichst geringen Wert erreicht. Dabei ist der Sender mit verminderter Abstrahlleistung mindestens 10 m vom Empfänger entfernt aufzustellen. Die *Bilder 7* und *8* zeigen die Oszillogramme der Spannungen an den Testpunkten A und B bei unmittelbarer Sendernähe und bei größerem Senderabstand.

Der Empfänger läßt sich natürlich auch als Abhör-Empfänger für Festfrequenzen im 27-MHz-Band verwenden. Die hierbei störende Begrenzung des Nf-Signals kann am einfachsten durch Weglassen des Kondensators C 21 vermieden werden. Der Kopfhörer ist über einen Kondensator von etwa 0,1 µF an den Testpunkt B anzuschließen.

Platine und Bestückungsplan sind im *Bild 9* dargestellt.

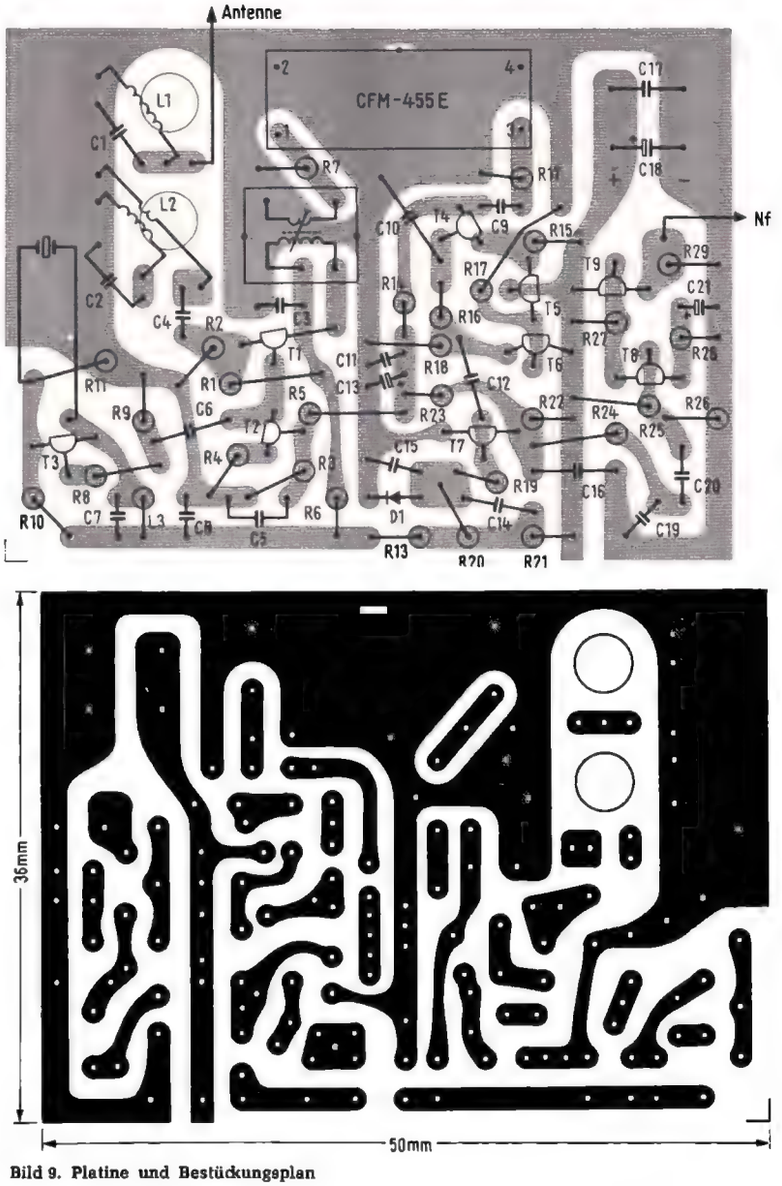


Bild 9. Platine und Bestückungsplan

Basisbreiten-Einsteller

Bei zu dicht nebeneinander stehenden Lautsprecherboxen möchte man die Basisbreite auf elektrischem Wege vergrößern. Umgekehrt erscheinen bei manchen Aufnahmen links und rechts zwei getrennte Darbietungen, während die Mitte scheinbar leer ist. Zweckmäßig ist ein kontinuierlich oder stufenmäßig einstellbarer Basisbreiten-Zusatz, der allen Sonderfällen gerecht wird.

Die nachfolgend beschriebene Schaltung arbeitet nach dem Matrix-Verfahren. Alle vier Transistorstufen (BC 107, BC 108, BC 109 oder ähnlich) sind so ausgelegt, daß am Emitter ein zum Eingang phasengleiches Signal entsteht, während am Kollektor ein phasengedrehtes Signal auftritt *(Bild 1)*. Die Amplituden der beiden Ausgangssignale stimmen überein. Bei der mathematischen Darstellung wird das phasengedrehte (oder invertierte) Signal durch ein Minuszeichen gekennzeichnet.

Über Trennkondensatoren und Entkopplungswiderstände bildet man nach der ersten Stufe mit den Transistoren T 1 und T 2 das Summensignal $S = L + R$ und das Differenzsignal $D = L - R$. Wenn man die Widerstände P, R 13 und R 14 zunächst unberücksichtigt läßt, entstehen nach der zweiten Stufe in gleicher Weise die Informationen

$$S + D = (L + R) + (L - R) = 2L \text{ und}$$
$$S - D = (L + R) - (L - R) = 2R$$

die bis auf die unterschiedlichen Amplituden mit den Eingangssignalen übereinstimmen.

Die Widerstände R 13 und R 14 reduzieren das Summensignal, während mit dem Potentiometer P das Differenzsignal kontinuierlich abgeschwächt wer-

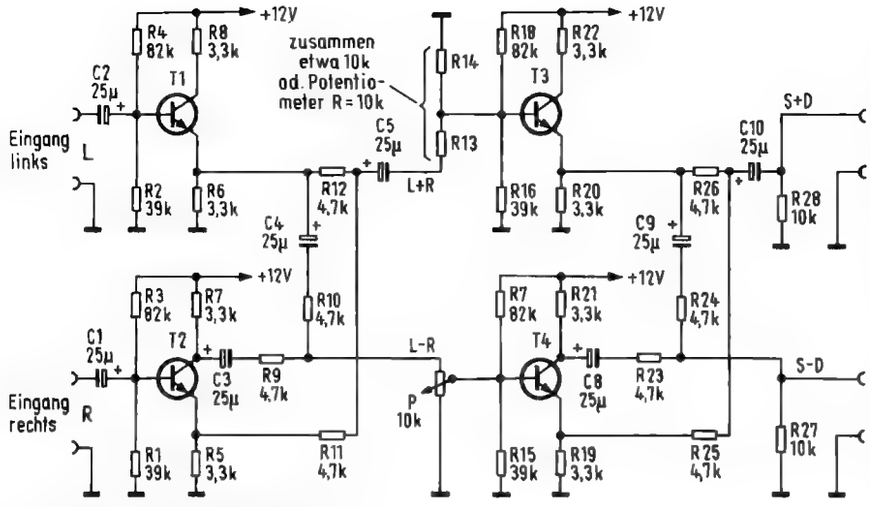


Bild 1. Schaltung des Basisbreiten-Einstellers

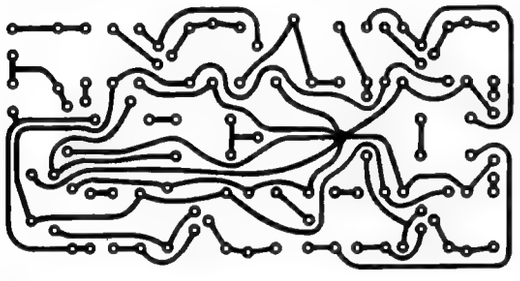
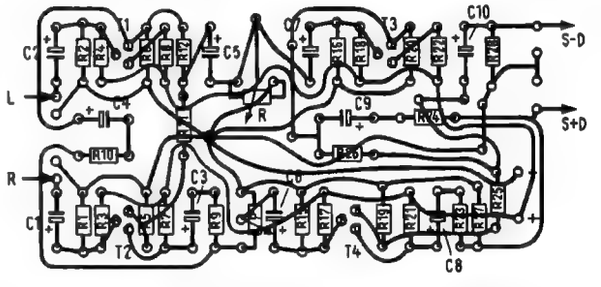


Bild 2. Platine und Bestückungsplan für die Schaltung nach Bild 1. Ein Bausatz ist bei ITT Schaub-Lorenz, Abt. Lehr- und Hobbykits erhältlich



den kann. Je größer die Amplitude des Differenzsignals im Verhältnis zum Summensignal ist, desto breiter erscheint die Basis des reproduzierten Geschehens. Stellt man das Potentiometer auf den unteren Endanschlag, so erhält man das andere Extrem, nämlich eine monofone Wiedergabe. Mit der Wahl der Widerstände R 13 und R 14 legt man die größtmögliche Verbreiterung fest; der Summenwert beider Widerstände sollte etwa 10 kΩ betragen. Meist reicht es, beide Widerstände mit 4,7 kΩ zu wählen. Für Versuche mit dem Basisbreiten-Einsteller ist es zweckmäßig, R 13 und R 14 durch einen Trimmwiderstand oder durch ein Potentiometer R zu ersetzen. Die Verkleinerung des Widerstandes R 14 erhöht leider auch die Dämpfung der Schaltung. Der Stereo-Verstärker muß daher eine ausreichende Verstärkungsreserve besitzen, andernfalls muß man noch eine zusätzliche verstärkende Stufe zwischenschalten.

Bild 2 zeigt die Platine und den Bestückungsplan. (I 114)

Josef Becker

Neue Monoflop-Schaltung mit guten Eigenschaften

Astabile und monostabile Kippstufen werden heute vorzugsweise mit integrierten Gatterschaltungen aufgebaut. Dabei nimmt man in Kauf, daß die elektrischen Eigenschaften nicht immer so gut ausfallen wie bei den klassischen Transistorschaltungen. Dies trifft besonders für die populärsten Logik-Schaltungen, die TTL-Familie, zu. Als Beispiel dazu mögen die beiden Monoflops in *Bild 1* dienen.

Schaltung 1 b weist gegenüber Schaltung 1 a drei Nachteile auf:

1. Die Impulsdauer t_i hängt empfindlich von der Betriebsspannung ab.

2. Die Erholzeit, welche den kleinsten möglichen Impulsabstand angibt, läßt sich nicht wesentlich kleiner machen als t_i selbst.

3. Man benötigt 50 bis 100fach größere Kapazitäten C bei gleicher Impulslänge. Der Widerstand R des zeitbestimmenden RC-Gliedes muß nämlich niederohmig sein, weil an ihm der Rückstrom im Zustand logisch *0* aus dem Eingang von TTL-Schaltgliedern nach Masse fließt. Dieser darf keinen so großen Spannungsabfall hervorrufen, daß dieser Zustand *0* nicht mehr eindeutig ist.

Eine teilweise Verbesserung brachte der Spezialbaustein SN 74121 und seine Nachkommen, die immerhin R-Werte bis 40 kΩ erlauben. Sie sind aber teuer und verbrauchen viel Strom.

Bild 2 zeigt eine neue Monoflop-Schaltung, die an Stelle des ersten Gatters nur einen npn-Transistor enthält. Dieser gibt der Stufe die guten Eigenschaften der klassischen Schaltung 1 a, nämlich die exakte und von der Betriebsspannung U_B nur wenig abhängige Kippschwelle (U_{BE}) und Impulsdauer sowie die Möglichkeit, bei einem R von 100 kΩ und mehr wieder kleine Kapazitäten zu verwenden. Der TTL-Inverter verleiht der Stufe durch seine geringe Ausgangsimpedanz in beiden Zuständen *0* und *1* die besonders geringe Lastabhängigkeit der TTL-Schaltglieder und eine sehr kleine Erholzeit. Verglichen mit Schaltung 1 a (Eintaktausgang) wird, um die Erholzeit auf einen bestimmten Wert herab zu drücken, ein viel kleinerer Betriebsstrom benötigt.

Die Stufe wird galvanisch am Emitter gesteuert; ihr Eingang stellt genau eine TTL-Lasteinheit dar und ist deshalb voll kompatibel mit allen TTL-Bausteinen.

Im Ruhezustand (U_1=0) ist der Transistor leitend; er zieht Strom aus dem TTL-Gatter, so daß an dessen Eingang E_1 ebenfalls *0* eingeprägt wird. Am Ausgang besteht dann der Zustand 1 ($U_A >$ 2,4 V). Durch eine positiv gehende Flanke von U_1 wird der Impuls ausgelöst, wenn der Sperreingang E_2 des Gatters entweder an 1 liegt oder mit E_1 verbunden ist. Der Transistor wird gesperrt. Dadurch wird E_1 stromlos, entsprechend dem Zustand logisch 1, und am Ausgang erscheint 0-Potential.

Diesen negativen Spannungssprung überträgt der Kondensator C auf die Basis und bekräftigt damit die Sperrung des Transistors, der erst wieder leitend wird, wenn am Ende von t_i der Kondensator auf die Schleusenspannung $U_{BE} \approx$ 0,5 V umgeladen ist. Danach erfolgt die schnelle Rückladung (Erholzeit) über die niederohmige Basis-Emitter-Strecke, den

leitenden Ausgangstransistor des steuernden TTL-Gliedes und die kleine Ausgangsimpedanz des eigenen Gatters.

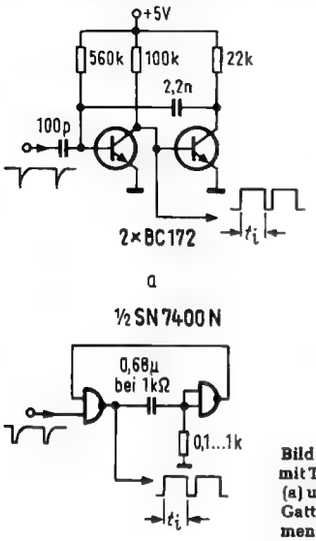


Bild 1. Monoflop mit Transistoren (a) und mit TTL-Gattern (b), dimensioniert für t_i = 1 ms

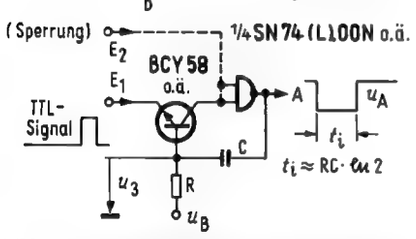


Bild 2. Das neue Monoflop mit einem Transistor anstelle des ersten Gatters

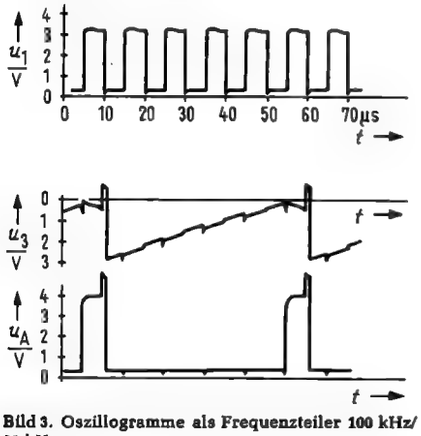


Bild 3. Oszillogramme als Frequenzteiler 100 kHz/20 kHz

Gemessene Werte zu Bild 3

Steuerfrequenz $f(U_1)$	Ausgangsfrequenz $f(U_A)$	Teilung	Schaltung nach	R (kΩ)	C (pF)	R-Fangbereich bei U_B=5,5 V	U_B-Fangbereich bei festem R	TTL-Baustein SN 74...
100 kHz	50 kHz	2:1	1b	2,7	4700	–	4,7...6,5 V	LOON
„	20 kHz	5:1	2	220	330	210...240 kΩ	3,4...7,4 V	„
„	10 kHz	10:1	2	240	680	230...245 kΩ	4,7...6,2 V	„
„	5 kHz	20:1	2	85*)	4700	–	5,1...5,85 V	OON
200 kHz	5 kHz	40:1	2	100*)	4700	–	5,5...5,95 V	„
250 kHz	5 kHz	50:1	2	100*)	4700	–	5,1...5,4 V	„

*) hier muß R anhand des Oszillogramms auf die Mitte des Fangbereichs für das richtige Teilungsverhältnis getrimmt werden.

Weitere Einzelheiten im Verlauf der Spannungen U_1, U_3 (an der Basis) und U_A sind aus den Oszillogrammen *Bild 3* zu entnehmen, die im Betrieb als Frequenzteiler 100 kHz/20 kHz aufgenommen wurden. In der *Tabelle* sind weitere gemessene Daten für diese Betriebsart zusammengestellt. Die Totzeit oder Erholzeit ist kleiner als 2 % der Impulsdauer, denn das Tastverhältnis im periodischen Betrieb kann bis über 98 % betragen.

Das Monoflop kann durch Anlegen von *0* an den zweiten Gattereingang E_2 vorzeitig zurückgesetzt werden. Der Transistor ließe sich leicht mit integrieren, so daß man vier derartige Monoflops in einem Dual-in-Line-Gehäuse unterbringen könnte.

Dipl.-Phys. Johannes Kleemann

Logische Verknüpfung mit NAND-Gattern

4. Teil

Der dritte Teil dieser Reihe endete mit der Beschreibung des Wired-NAND-Gatters, nachdem wir zuvor die Darstellung der Grundfunktionen erläutert hatten.

Bau eines Logik-Trainers

Mit den bisher erworbenen Grundkenntnissen kann man ein nützliches kleines Experimentiergerät zusammenbauen, mit dessen Hilfe man alle Grundfunktionen sofort gegenwärtig hat.

Es ist nämlich gar nicht so einfach, beim Studium einer mit logischen Verknüpfungen aufgebauten Schaltung immer sofort zu wissen, welches Ausgangssignal hat z. B. ein NOR-Gatter, wenn an dessen Eingängen E_1 und E_2 sich ein 0- und ein 1-Signal befindet, oder wie ist bei diesen Eingangssignalen das Ausgangssignal eines Äquivalenz-Gatters?

Der vorliegende Logik-Trainer verwendet mit Ausnahme des Wired-NAND alle hier besprochenen mit NAND-Gattern aufgebauten Grundverknüpfungen, so daß diese hier nicht mehr weiter besprochen werden. Man kann sich somit ganz auf den Zusammenbau dieses Gerätes konzentrieren.

In *Bild 27* wird das Prinzipschaltbild dieses Trainers gezeigt. Der Signalgeber wird hier gemäß Bild 3 mit zwei NAND-Gattern ausgeführt. Für die Darstellung sämtlicher sechs Grundverknüpfungen werden insgesamt 10 NAND-Gatter benötigt, so daß mit den beiden NAND-Gattern für die Signalgeber gerade drei Bausteine vom Typ SN 7400 voll ausgenützt werden können.

Die Umschaltung der sechs verschiedenen Grundverknüpfungen erfolgt über ein 6teiliges Drucktastenaggregat mit je vier Umschaltkontakten. In der Schaltung nach *Bild 28* erkennt man, daß das Exklusiv-ODER und die ODER/NOR Verknüpfung bereits vollständig verdrahtet eingebaut werden. Lediglich bei den Äquivalenz-Gatter und dem UND-Gatter wird eine Negation zum Exklusiv-ODER bzw. NAND-Gatter dazugeschaltet. Beim Aufschalten der Negation an das Exklusiv-ODER wird ein NAND-Gatter verwendet, das doppelt eingesetzt wird. Es muß daher ein kleiner Kunstgriff angewandt werden. Normalerweise würde bei dieser Schaltung an dem Eingang des Gatters, welches an den Ausgang des davorliegenden NAND-Gatters angeschlossen ist, zwangsläufig von diesem davorliegenden Gatter her ein 0-Signal anliegen. Damit könnte dieses Gatter nicht als Negation eingesetzt werden, da an dessen Ausgang unabhängig vom Signalzustand am zweiten Eingang immer ein 1-Signal entstehen würde. Dieses Problem kann aber um-

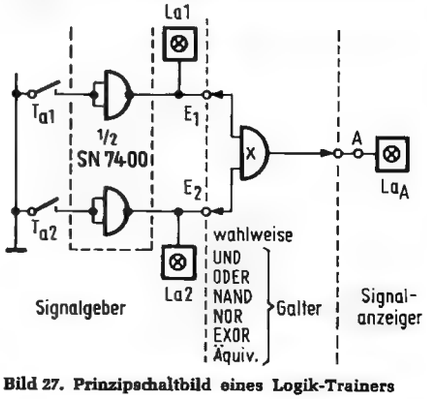


Bild 27. Prinzipschaltbild eines Logik-Trainers

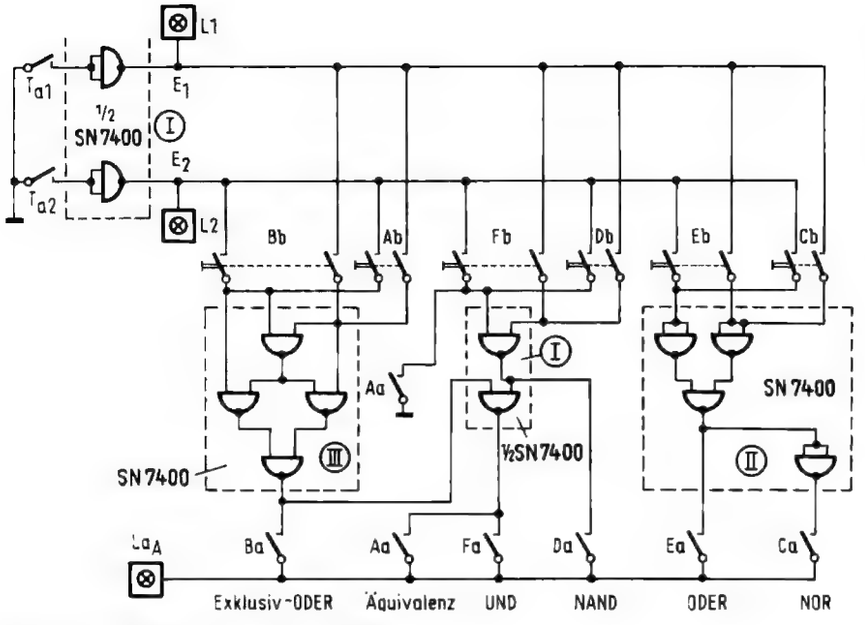


Bild 28. Stromlaufplan für einen Logik-Trainer

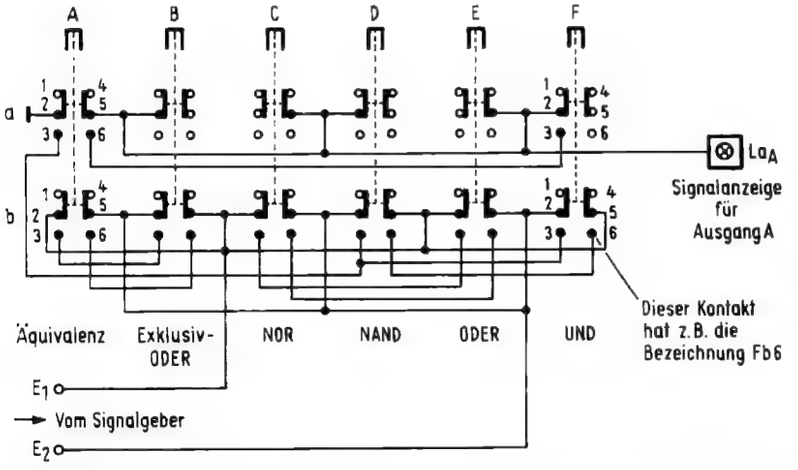


Bild 29. Verdrahtungsplan für das Drucktastenaggregat des hier beschriebenen Logik-Trainers

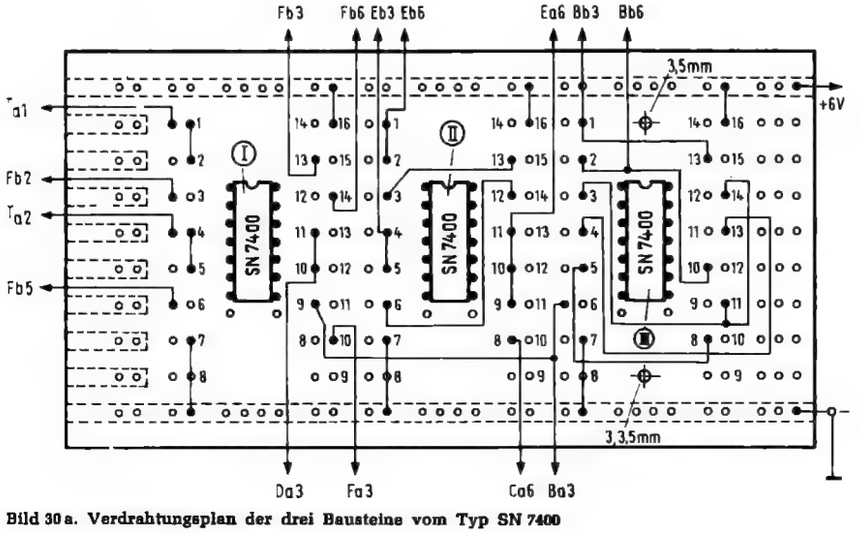


Bild 30a. Verdrahtungsplan der drei Bausteine vom Typ SN 7400

gangen werden, indem man mit dem Einschalten der Äquivalenz-Verknüpfung gleichzeitig das davorliegende NAND-Gatter an den Eingang E_1 ein 0-Signal anlegt. Damit entsteht an dessen Ausgang ein 1-Signal und das daran angeschlossene NAND-Gatter kann jetzt über den Eingang E_2 auch als Negation für die Äquivalenz-Verknüpfung eingesetzt werden. Weitere Besonderheiten sind in der Schaltung dieses Logik-Trainers nicht enthalten.

In *Bild 29* wird gezeigt, wie das Drucktastenaggregat vorverdrahtet werden kann. Gleichzeitig kann man hierin das Bezeichnungssystem der einzelnen Kontakte dieser Schalter erkennen.

In *Bild 30a* ist der Verdrahtungsplan der drei integrierten Schaltungen vom Typ SN 7400 wiedergegeben. Die Pfeile an den Leitungsenden geben an, zu welchen Kontakten des Drucktastenaggregates die einzelnen Leitungen zu führen sind. Aus Bild 30b kann man die Verdrahtung der drei Treiberstufen für die Glühlampenanzeiger entnehmen. Dieses kleine Plättchen wird mit zwei 40 mm langen M4 Schrauben über die Leiterplatte für die drei SN 7400 montiert. Die hierfür erforderlichen Bohrungen sind ebenfalls eingezeichnet. *Bild 31* zeigt den fertigen Logik-Trainer. ■

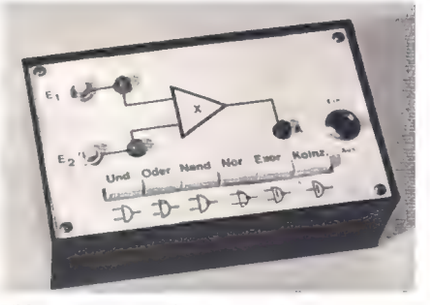


Bild 31. Gesamtansicht des Logik-Trainers, de. als Bausatz bei ITT Schaub-Lorenz, Abt. Hobbykits, erhältlich ist

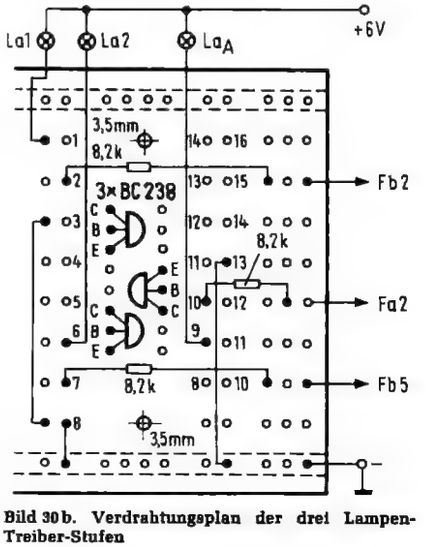


Bild 30b. Verdrahtungsplan der drei Lampen-Treiber-Stufen

Josef Reithofer

433-MHz-Bakensender DL 1 XV

Funkbaken dienen nicht nur zur Richtungsermittlung, sie ermöglichen auch infolge ihres Dauerbetriebs eine gute Beobachtung der Ausbreitungsbedingungen von Funkwellen. Diese Beobachtungen sind z. B. bedeutungsvoll zum Ausarbeiten von Funkausbreitungsprognosen. Wissenschaftliche Institute betreiben solche Bakensender.

Zum gleichen Zweck sind auch die Funkamateure aktiv und liefern der Wissenschaft wertvolle Beobachtungsergebnisse. In diesem Zusammenhange sei z. B. auf die umfangreichen Beobachtungsergebnisse während des ersten Internationalen Geophysikalischen Jahres (IGY) erinnert.

In den Amateurfunkbereichen sind die Phänomene im 10-m- und im 70-cm-Band nicht nur für die Funkamateure, sondern auch für die Wissenschaft von Interesse. Die Beobachtung des 10-m-Bandes ist im Zusammenhange mit der Aktivität auf der Sonne untersuchenswert, denn hier kennt man noch lange nicht alle Zusammenhänge genau. Das 70-cm-Band, also der Amateurfunkbereich 430...440 MHz, ist auch für die Beobachtungen im Zusammenhang mit dem Aufbau der Troposphäre von Interesse.

Der Funkamateur DL 1 XV hat schon vor mehr als 10 Jahren auf dem Predigtstuhl bei Bad Reichenhall in den Bayerischen Alpen einen 70-cm-Bakensender in Betrieb gehalten. Er war ein willkommenes Ausbreitungsbarometer und eine Möglichkeit, zu jeder Zeit z. B. einen Empfänger testen zu können.

Diese erste 70-cm-Bake war mit Röhren bestückt und hatte noch einen mechanisch wirkenden Rufzeichengeber. Kurz gesagt, diese Bake ist in den vielen Jahren etwas „altersschwach und klapperig" geworden. Sie wurde nun in der letzten Zeit durch eine neuzeitlich aufgebaute Bake mit Halbleiterbestückung ersetzt.

Im *Bild 1* ist das Blockschema des Senders wiedergegeben. Ein dreistufiger, quarzkontrollierter Sender erzeugt die Frequenz von 144,383 MHz. Die Leistung dieses Steuersenders beträgt ca. 800 mW. Gespeist wird damit ein Varactor-Verdreifacher, der am Ausgang über ein dreikreisiges Bandfilter etwa 300 mW Hf-Leistung bei der Frequenz von 433,147 MHz abgibt. Diese relativ kleine Leistung wird durch einen dreistufigen Transistorverstärker auf eine Ausgangsleistung von 15 W gebracht. Steuersender und Endverstärker werden mit 12 V Betriebsspannung aus einem elektronisch stabilisierten Netzteil versorgt.

Das Eintasten des Rufzeichens (DL 1 XV) in den Steuersender besorgt ein rein elektronischer Rufzeichengeber, der von einem eigenen elektronisch stabilisierten Netzteil mit 5 V Betriebsspannung gespeist wird. Der Rufzeichengeber ist in einem abgeschirmten Gehäuse untergebracht, um die Funktion

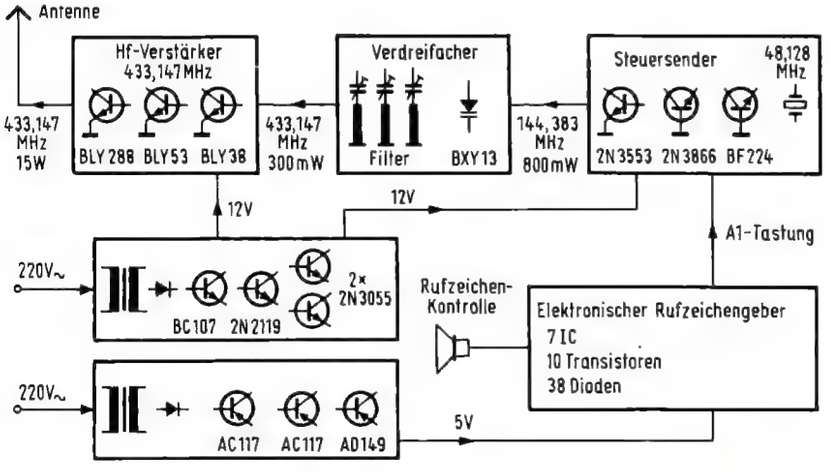
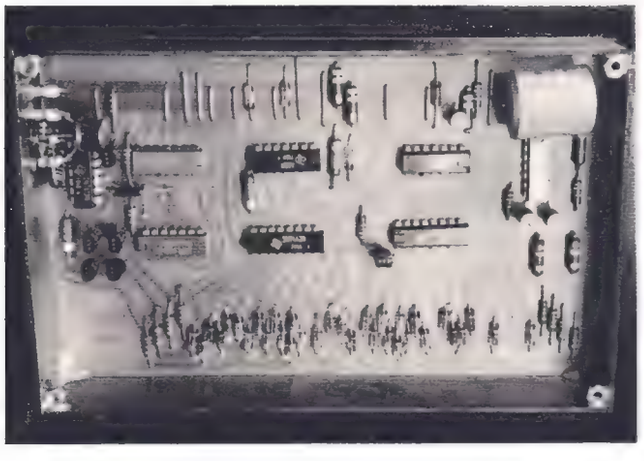
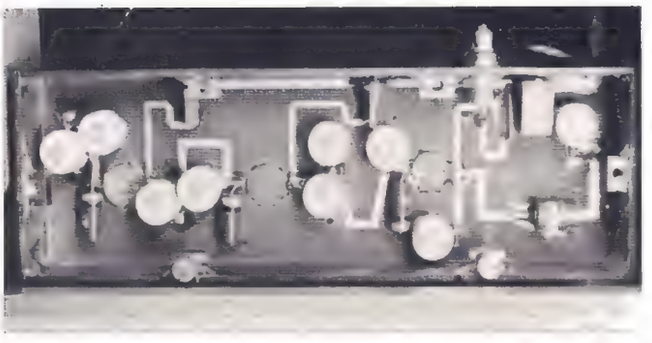


Bild 1. Blockschema zum 433-MHz-Bakensender DL 1 XV mit Bestückungsangaben





▲ Bild 3. Innenansicht des Hf-Verstärkers in Streifenleitungstechnik. Die Induktivitäten zu den Schwingkreisen und zur Verdrosselung der Kollektorspeisungen sind gut erkennbar

◀ Bild 2. Bestückungseite des Rufzeichengebers. Das Gehäuse ist aus Cu-kaschierten Epoxydplatten zusammengelötet

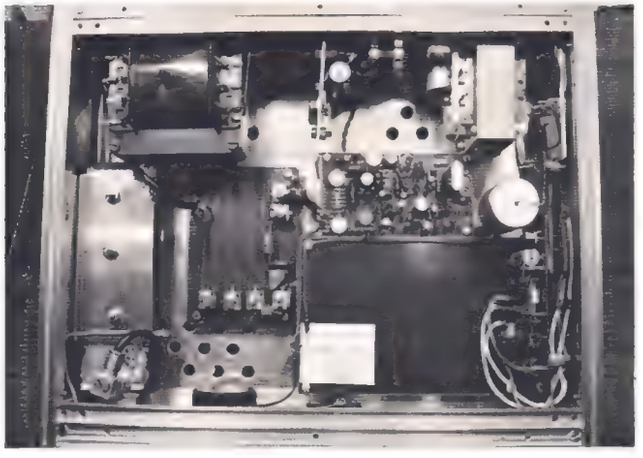


Bild 4. Innenaufbau des Bakensenders. Von links nach rechts: Hf-Leistungsverstärker, Frequenzverdreifacher mit Dreikreisfilter, Rufzeichengeber. Mitte rechts: Steuersender, hinten an Rückwand und rechter Seitenwand: Stabilisierte Netzgeräte

Bild 5. Gesamtansicht des 433-MHz-Bakensenders mit geschlossenem Gehäuse

nicht etwa durch einstrahlende Hochfrequenz zu stören. Im *Bild 2* ist er bei geöffnetem Gehäuse von der Bestückungseite her zu sehen.

Der Leistungsverstärker für 433 MHz ist in moderner Streifenleitungstechnik ausgeführt. Im *Bild 3* sind die Schwingkreisinduktivitäten der drei Verstärkerstufen gut erkennbar. Ein derartiger Verstärkerbaustein ist im RPB-Band des Franzis Verlages Nr. 174 vom Berichterstatter ausführlich beschrieben.

Bild 4 zeigt den Innenaufbau des Bakensenders. An der linken Seitenwand ist der gekapselte Leistungsverstärker montiert. Seine Verlustwärme wird damit auf kurzem Wege über die Seitenwand nach außen abgeleitet. Rechts neben dem Verstärker ist der Frequenzverdreifacher mit dem Dreikreisfilter in gedruckter Schaltung erkennbar. Vorne rechts ist der im Gehäuse aus Epoxydplatten abgeschirmte Rufzeichengeber angeordnet. Dahinter erkennt man den 144-MHz-Steuersender. Die elektronisch stabilisierten Netzteile für den Sender und für den Rufzeichengeber sind an der rechten Seiten- bzw. Rückwand zwecks guter Wärmeabfuhr befestigt. Eine Gesamtansicht des Bakensenders vermittelt *Bild 5*.

Erwähnt sei an dieser Stelle noch die fruchtbare Zusammenarbeit mehrerer Funkamateure, um dieses Gerät in kurzer Zeit und mit möglichst geringem finanziellen Aufwand entstehen zu lassen. So baute den Leistungsverstärker für 433 MHz der Funkamateur DJ 1 EE, der Steuersender stammt von DC 6 YC, der Rufzeichengeber ist eine Entwicklung von DC 6 AM. Die Netzteile und den Zusammenbau übernahm der Berichterstatter DL 6 MH. Für das ganze Projekt zeichnet DL 1 XV.

Empfangsberichte über die Ausbreitung der gesendeten Frequenz von 433,147 MHz erbitten DL 1 XV und DL 6 MH oder sie sind an das UKW-Referat des Deutschen-Amateur-Radio-Clubs (DARC) zu richten. Am gleichen Standort des Bakensenders für das 70-cm-Band ist auch der Bakensender für das 10-m-Band DL ϕ IGI untergebracht und im Betrieb. Er ist eine Einrichtung der Technischen Hochschule in Darmstadt und wird von dieser auch betreut.

Raumklang: Effektklang

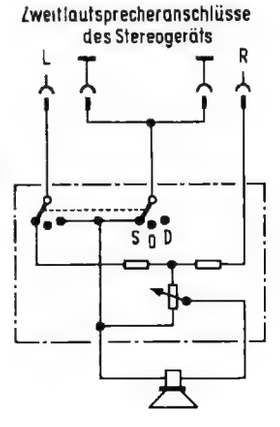
Die Bemühungen der echten und der Quasi-Quadrofonie zielen auf die Nachbildung des Raumklangs, die Vermittlung einer Konzertsaalatmosphäre. Was aber hört man dort, vom direkten Orchesterschall abgesehen, aus dem Raum? Man hört das gesamte Klangspektrum, nur 1. leiser, 2. ungerichtet = diffus, 3. weicher und 4. verzögert = hallig. Alle diese Veränderungen erklären sich aus der Schallreflexion. Punkt 1 mit 3 lassen sich unschwer nachbilden, Punkt 4 nur mit aufwendigen Mitteln.

Nun geht man bei der Quasi-Quadrofonie üblicherweise einen, wie ich meine, falschen Weg, indem man nämlich hinter dem Hörer die Differenz zwischen beiden Kanälen abstrahlt, wodurch nur die seitlichen Signale Raumklang hervorrufen, nicht dagegen die mittleren, zumeist Bässe und Solisten. Was man auf diese Weise bekommt, ist kein geschlossener Raumklang, den man im Konzertsaal auch nicht auffällig wahrnimmt, sondern ein Effektklang, bei dem sich im Rücken des Zuhörers etwas tut. Den natürlicheren Raumklang bringt zweifellos ein Summensignal, das auch bei Mono wirksam bleibt, wofür das Differenzsignal ausfällt.

Ferner genügt ein einziger rückwärtiger Lautsprecher, selbst beim Differenzverfahren, statt eines linken (L-R) und eines rechten (R-L) = −(L-R), da ja beide dasselbe Signal, nur eben gegenphasig, abstrahlen. Man muß nur dafür sorgen, daß der Schall den Hörer nicht direkt = ortbar, sondern reflektiert = diffus erreicht, wodurch gleichzeitig die Wiedergabe weicher wird. Zu diesem Zweck stellt oder legt man den Lautsprecher hinter den Sitz des Hörers auf den Boden und beschallt die Rückwand oder die Decke des Zimmers.

Hierdurch bleibt der Aufwand so gering wie möglich: Wegen der nur geringen Lautstärken genügt eine kleine Hi-Fi-Box sowie ein Bedienungskästchen beim Platz des Zuhörers. Mit dem Schalter *(Bild)* läßt sich außer der 0-Stellung das Summensignal S oder das Differenzsignal D wählen; zwei Festwiderstände (33 Ω/3 W) führen die beiden Kanäle zusammen; mit dem Potentiometer (10 Ω/5 W) stellt man einen nur unaufdringlichen Raumklang ein.

Dipl.-Ing. Manfred Muy



Anschluß des Rückwärts-Lautsprechers

Jürg Kögel

Stabilisiertes Labornetzgerät mit Operationsverstärkern

Dieser Artikel beschreibt einen universell verwendbaren Regelteil sowie ein damit aufgebautes Netzgerät für Spannungen von 0 bis 40 V und Ströme von 0 bis 2 A. Als schaltungstechnische Besonderheit wird in dem Gerät unter anderem ein Operationsverstärker verwendet.

Der universelle Regelteil

Mit Operationsverstärkern, deren Wirkungsweise hier als bekannt vorausgesetzt wird [1], lassen sich viele Schaltungen auf elegante Weise realisieren. Ein Beispiel dazu soll die nachfolgende Beschreibung des Regelteils für ein stabilisiertes Netzgerät sein.

Die Forderungen an den Regelteil sind:

a) universelle Verwendbarbeit,

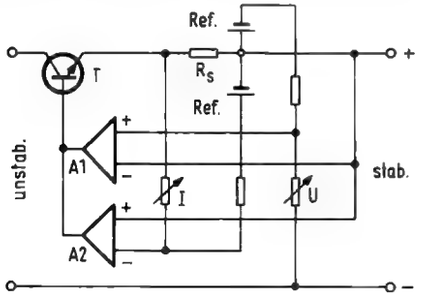
b) Spannungsregelung bis Null,

c) Stromregelung (nicht nur Strombegrenzung) mit scharfem Knick der Spannungs-Strom-Kennlinie.

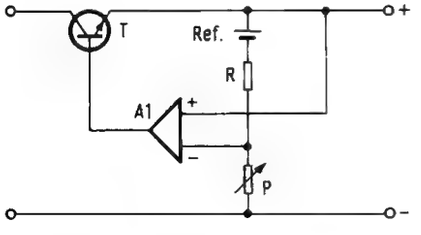
Die Grundidee für die Schaltung stammt aus dem Hewlett-Packard-Netzgerätekatalog [2] sowie aus einem Applikationsbeispiel der Firma Signetics [3]. Der Nullpunkt der Regelschaltung ist nicht mit dem Nullpunkt des Netzgerätes verbunden, sondern mit der stabilisierten Ausgangsspannung *(Bild 1)*. Zum besseren Verständnis der Wirkungsweise sind in den *Bildern 2* und *3* die Spannungs- und die Stromregelschaltung noch einmal getrennt herausgezeichnet. Der Spannungsregelverstärker mißt die Differenz zwischen der Ausgangsspannung und der Spannung an P. Sind diese Spannungen ungleich, so liefert der Verstärker ein Signal, das den Serienregler verstellt, bis am Ausgang wieder die gewünschte Spannung vorhanden ist. Im abgeglichenen Zustand ist der Strom durch R und P konstant, das heißt, daß die Ausgangsspannung direkt proportional zum Widerstandswert von P ist. Die Stromregelung funktioniert gleich, nur wird die Spannung nicht am Ausgang, sondern an einem kleinen Serienwiderstand gemessen.

Der Vorteil dieser Schaltungsart ist offensichtlich: Spannungs- und Strombereich des stabilisierten Netzgerätes können durch die Werte der Einstellpotentiometer festgelegt werden. Die Nennwerte sind 1 kΩ/V für die Spannung und 100 Ω/A für den Strom. So ist es ohne weiteres möglich, mit dem gleichen Regelteil ein Netzgerät für 0...6 V und 0...3 A oder 0...50 V und 0...0,5 A zu bauen. Der Transistor T muß allerdings eine genügende Sperrspannung aufweisen.

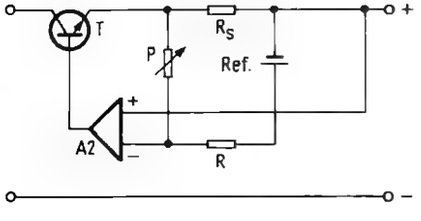
Bild 4 zeigt die Gesamtschaltung des Regelteils. A 1 ist der Spannungsregelverstärker, A 2 der Stromregelverstärker. Damit sich die Verstärker nicht gegenseitig beeinflussen, werden die Ausgangssignale über die Dioden D 1 und D 2 zusammengeführt. Diese Dioden bilden mit R 1 ein ODER-Tor. Der Transistor T 1 wirkt in der Gesamtschaltung des Netzgerätes als Treiber. Die Dioden D 3 und D 4 schützen die Eingänge von A 1 vor unzulässigen Spannungen. Die Diode D 5 verhindert



◀ **Bild 1. Prinzipschaltung des Regelteils**



◀ **Bild 2. Spannungsregelschaltung**



◀ **Bild 3. Stromregelschaltung**

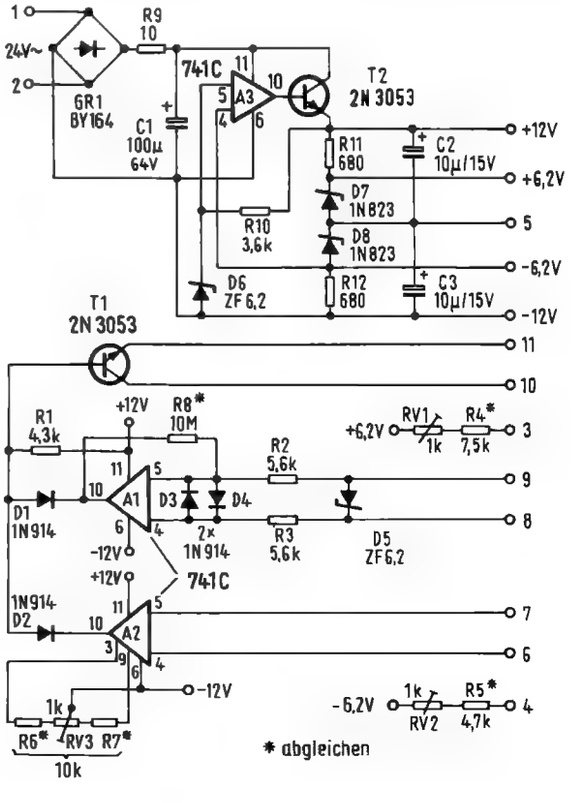


Bild 4. ▶ Gesamtschaltung des Regelteils

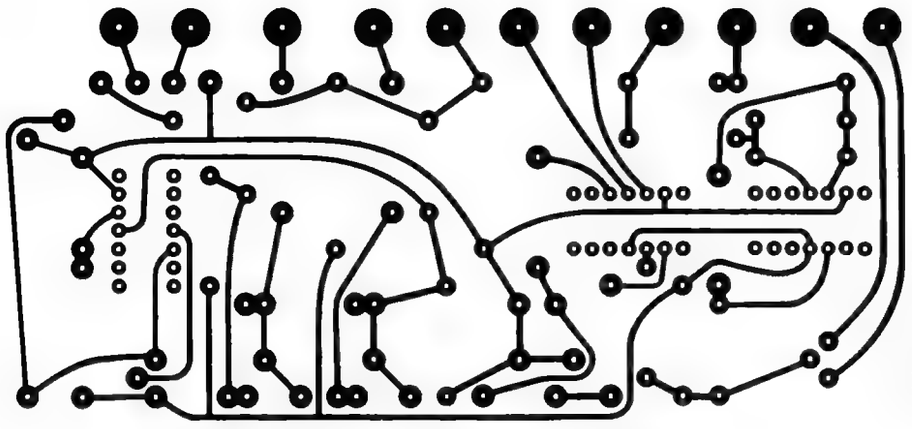


Bild 5. Platine für Regelteil, Leiterseite (ITT-Schaub-Lorenz, Abt. Hobbykits)

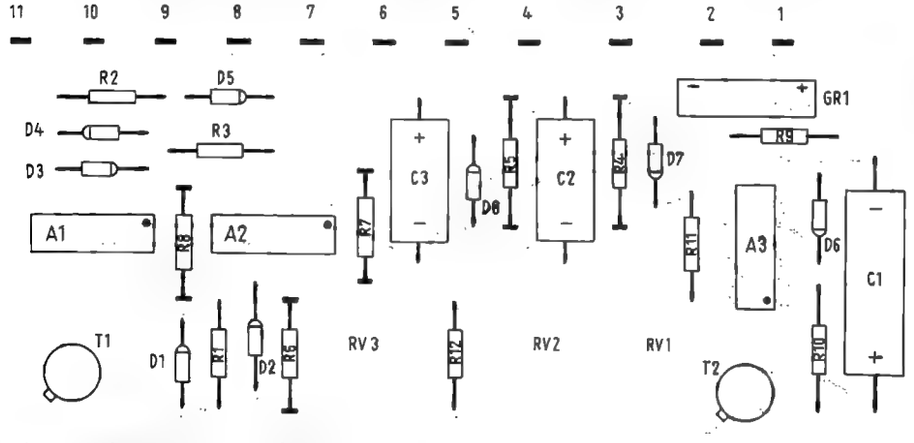


Bild 6. Print für Regelteil, Bestückungsseite

ein „Latch-up"[1]) des Verstärkers. Dieser Fall kann auftreten, wenn das Spannungsregelpotentiometer rasch zurückgedreht wird und keine oder nur eine kleine Last am Ausgang angeschlossen ist. Der Rückkopplungswiderstand R 8 verringert den Innenwiderstand des Netzgerätes. (Er kann sogar negativ gemacht werden.) Im Stromregelverstärker wirkt sich die Offsetspannung stark aus. Sie erzeugt ein Fehlersignal, und der Strom läßt sich je nach Verstärker nicht unter 50...150 mA regeln. Die Offsetspannung wird mit RV 3 kompensiert.

Die Referenzspannungen werden in einem separaten stabilisierten Netzteil erzeugt. Auch dieser arbeitet mit einem Operationsverstärker (A 3). Dieser Verstärker vergleicht die Spannung an der Z-Diode D 6 mit der Spannung an R 12 und regelt über T 2 jede Änderung wieder aus. Zwei Widerstände und zwei Referenzdioden teilen die Ausgangsspannung von 24 V in ± 12 V und ± 6,2 V auf. Die ± 12 V dienen zur Versorgung der Regelverstärker, die ± 6,2 V bilden die Referenz für Spannung (+ 6,2 V) und Strom (– 6,2 V).

Die ganze Schaltung ist auf einer Printplatte *(Bild 5* und *6)* aufgebaut. Als Operationsverstärker wird der Typ 741 C verwendet. Er ist intern kompensiert. Mit externen Kompensationselementen läßt sich auch der billigere Typ 709 C einsetzen. Wenn die Anforderungen an Langzeitstabilität und Temperaturkonstanz nicht groß sind, können die Referenzdioden durch gewöhnliche 6,2-V-Z-Dioden ersetzt werden. Um die gedruckte Schaltung in allen Lagen verwenden zu können, sind für die drei Einstellpotentiometer verschiedene Einbaumöglichkeiten vorgesehen (10-Gang-Trimmpotentiometer, Flachtrimmer liegend oder stehend). Für die Widerstände R 4, R 5, R 6, R 7 und R 8, die beim Abgleich eventuell ausgewechselt werden müssen, sind Lötösen eingepreßt. Der Regelteil benötigt eine Speisespannung von 24 V~ (Strom etwa 25 mA) und muß immer an einer eigenen Transformatorenwicklung betrieben werden.

[1]) Unter Latch-up versteht man folgenden Effekt: Überschreitet das Potential an der Basis des Eingangstransistors das Kollektorpotential, so geht der Ausgang des Verstärkers wegen der jetzt bestehenden Mitkopplung an die positive oder negative Aussteuerungsgrenze und bleibt dort.

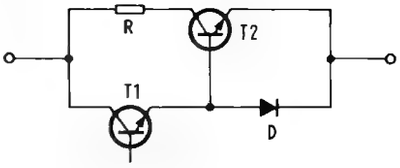


Bild 7. Der Leistungsteil

Das stabilisierte Netzgerät

Mit dem beschriebenen Regelteil wurde ein Netzgerät für 0...40 V und 0...2 A aufgebaut. Dabei stellt die Verlustleistung im Serientransistor das größte Problem. Mehrere Lösungsmöglichkeiten bieten sich an:

a) Parallelschalten mehrerer Leistungstransistoren. Es muß auf gleichmäßige Stromverteilung geachtet werden.

b) Kühlung mit Ventilator. Dabei stört das Geräusch und das Gerät kann verstauben.

c) Verringern der Eingangsspannung mit einem Reguliertransformator oder durch Abgriffe am Netztransformator. Nachteile: Reguliertransformatoren sind teuer und das Einstellen der Spannung mit Stufenschalter und Potentiometer ist unpraktisch.

d) Vorregeln der Eingangsspannung mit einem Schaltregler. Dabei entstehen Störimpulse, die sich durch den nachfolgenden Serienregler meistens nicht mehr ganz beseitigen lassen.

e) Eine weitere, bis jetzt nicht sehr bekannte Möglichkeit zeigt *Bild 7* [4]. Bei richtiger Dimensionierung übernimmt der Widerstand R einen großen Teil der Verlustleistung. *Tabelle 1* zeigt, wie sich die Verlustleistung bei verschiedenen Betriebsfällen auf den Widerstand und die beiden Transistoren verteilt.

Das Netzgerät wurde mit der zuletzt genannten Schaltung aufgebaut *(Bild 8)*. Zur weiteren Verringerung der Verlustleistung wird zusätzlich noch die Sekundärwicklung umgeschaltet. Die Umschal-

Tabelle 1. Verteilung der Verlustleistung auf T 1, T 2 und R

U_A	I_A	P_{T1}	P_{T2}	P_R
20 V	0,5 A	3,5 W	15,5 W	3,5 W
	1 A	5 W	18 W	13 W
	2 A	14 W	10 W	45 W
30 V	0,5 A	2,5 W	10 W	3 W
	1 A	5 W	11 W	13 W
	2 A	16 W	0,5 W	32 W
40 V	0,5 A	2 W	5,5 W	3 W
	1 A	4 W	5,5 W	19,5 W
	2 A	17 W	0,2 W	19,5 W

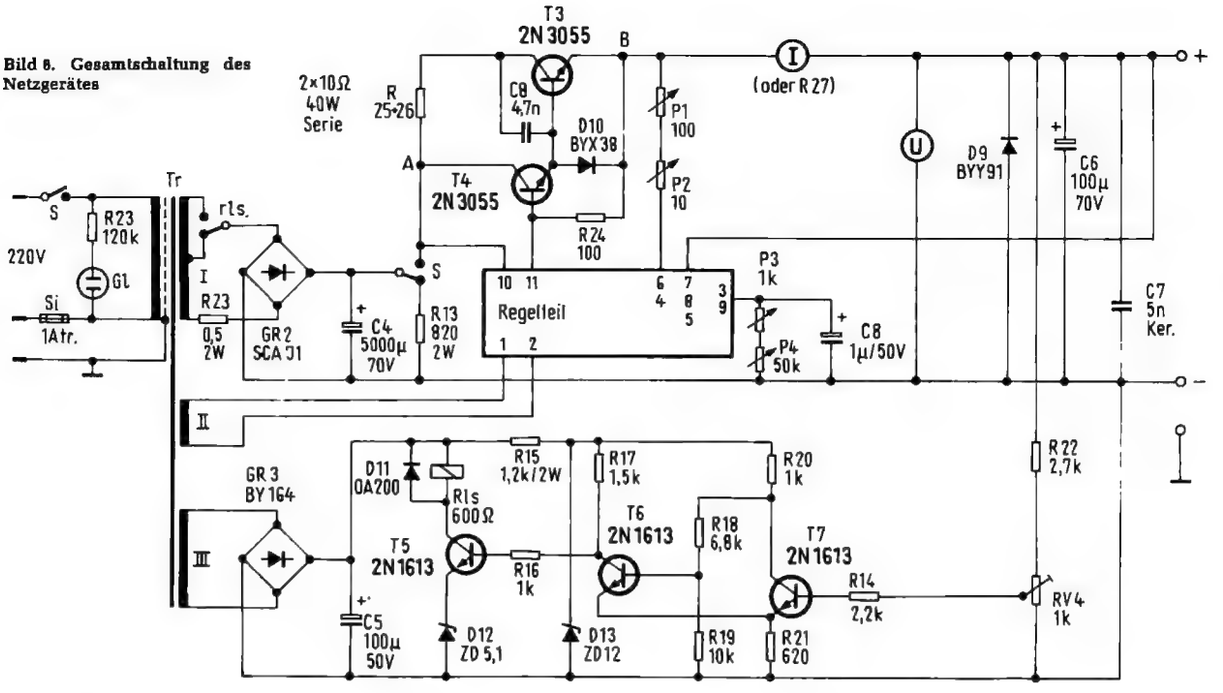


Bild 8. Gesamtschaltung des Netzgerätes

tung erfolgt automatisch mit einem Relais, das von einem Schmitt-Trigger gesteuert wird. Der Schmitt-Trigger hat eine Hysterese von 3...4 V, damit das Relais sicher nicht zu klappern beginnt. Als Serienwiderstand für die Strommessung wird der Innenwiderstand des Amperemeters benützt. Für die Spannungs- und Stromeinstellung sind je zwei Potentiometer (grob und fein) vorgesehen. Der Ladekondensator C 4 wird beim Abschalten des Gerätes mit einem Kontakt des Netzschalters über 820 Ω entladen. Dem Ausgangskondensator C 6 ist zum Verkleinern des Innenwiderstandes bei hohen Frequenzen noch ein Keramikkondensator C 7 parallelgeschaltet. Die Diode D 9 ermöglicht die gefahrlose Serienschaltung mehrerer Netzgeräte.

Der Aufbau ist unkritisch. Das Mustergerät wurde in einem Elma-Simplex-Gehäuse Nr. 1441-61 eingebaut (*Bild 9*). Der Kühlkörper mit einem Wärmewiderstand von etwa 2 °C/W ist im Innern des Gerätes an einer Seitenwand angeschraubt. Auf dem Kühlkörper befinden sich die beiden Leistungstransistoren T 3 und T 4 und die Diode D 10. Diese Halbleiter müssen mit Glimmerscheiben isoliert befestigt werden. Wegen der großen Wärmeentwicklung sind die Widerstände R 25 und R 26 außen an die Rückwand montiert. Ein Abdeckblech dient als Berührungsschutz. Die gedruckte Schaltung mit dem Regelteil befindet sich gut zugänglich über dem Netztransformator. Die Schmitt-Trigger-Platine ist an der Rückwand befestigt. Bei der Verdrahtung muß nur darauf geachtet werden, daß Gleich- und Wechselspannungsleitungen getrennt geführt werden. Punkt 8 des Regelteils ist direkt mit der Plus-Ausgangsklemme zu verbinden.

Abgleich

Neben dem Abgleich sollen hier einige Hinweise gegeben werden, wie die Schaltung für andere Ausgangsspannungen und -ströme dimensioniert werden muß.

Spannung

Für andere Spannungen als 40 V oder, wenn für das Potentiometer der gewünschte Wert (1 kΩ/V) nicht erhältlich ist, muß auch der Widerstand R 4 geändert werden. Zuerst sind für die Potentiometer P 3 und P 4 solche Werte zu suchen, daß bei der gewünschten Maximalspannung ein Strom von 0,5...1,5 mA fließt. Dann errechnet sich der Widerstandswert von R 4 nach:

$$R_4 = \frac{U_{ref} \cdot R_{pot}}{U_{max}} - 500\ \Omega$$

Der Wert 500 Ω entspricht dem halben Wert von RV 1.

Beispiel: Ausgangsspannung 25 V

$$R_{pot\ min} = \frac{25\ V}{1{,}5\ mV} = 16{,}6\ k\Omega$$

$$R_{pot\ max} = \frac{25\ V}{0{,}5\ mA} = 25\ k\Omega$$

gewählter Wert für P 4: 22 kΩ

gewählter Wert für P 3: 1 kΩ

$$R_4 = \frac{6{,}2\ V \cdot 23\ k\Omega}{25\ V} - 500\ \Omega = 5{,}2\ k\Omega$$

gewählter Wert für R_4: 5,1 kΩ

Bei ganz aufgedrehten Potentiometern P 3 und P 4 kann dann die Maximalspannung mit RV 1 eingestellt werden.

Bild 9. Ansicht des Netzgerätes

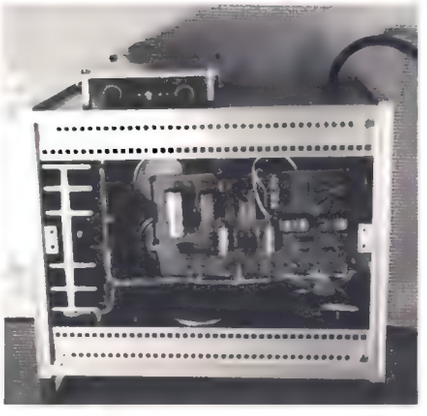


Bild 10. ▶ Das Innere des Netzgerätes

Strom

Ein günstiger Wert für den Serienwiderstand R 27 ist 0,1 Ω/A. (Meistens kann der Innenwiderstand eines eventuell eingebauten Amperemeters dazu benützt werden.) An den Potentiometern P 1 und P 2 muß bei einem Strom von wieder 0,5...1,5 mA die gleiche Spannung liegen wie am Serienwiderstand. Wenn der Widerstandswert der Potentiometer festliegt, kann R 5 bestimmt werden nach:

$$R_5 = \frac{U_{ref} \cdot R_{pot}}{R_s \cdot I_{max}} - 500\ \Omega$$

Beispiel: Maximalstrom 0,5 A

Instrumenten-Innenwiderstand: 0,2 Ω

$$U_{Ri} = 0{,}5\ A \cdot 0{,}2\ \Omega = 0{,}1\ V$$

$$R_{pot\ min} = \frac{0{,}1\ V}{1{,}5\ mA} = 66\ \Omega$$

$$R_{pot\ max} = \frac{0{,}1\ V}{0{,}5\ mA} = 200\ \Omega$$

gewählter Wert für P 1: 100 Ω

gewählter Wert für P 2: 10 Ω

$$R_5 = \frac{6{,}2 \cdot 110\ \Omega}{0{,}2\ \Omega \cdot 0{,}5\ A} - 500\ \Omega = 6300\ \Omega$$

gewählter Wert für R 5: 6,2 kΩ

Für den Abgleich ist bei voll aufgedrehten Potentiometern P 1 und P 2 ein Amperemeter an den Ausgangsklemmen anzuschließen. (Bei eingebautem Amperemeter können die Ausgangsklemmen kurzgeschlossen werden.) Die Spannung wird auf einige Volt geregelt. Dann wird mit RV 2 der gewünschte Maximalstrom eingestellt.

Minimalstrom

Wegen der Offsetspannungsdrift soll der Minimalstrom nicht auf Null, sondern auf etwa 10 mA eingestellt werden. Dazu sind die Stromregelpotentiometer ganz nach links zu drehen und ein Milliamperemeter an den Ausgang zu legen. Dann ist der Strom mit RV 3 auf 10 mA einzustellen. Für RV 3 empfiehlt sich ein 10-kΩ-Zehngang-Trimmpotentiometer. Noch einfacher wird das Einstellen mit einem 1-kΩ-Zehngang-Trimmpotentiometer und zwei ausgesuchten Vorwiderständen R 6 und R 7. (Der Gesamtwiderstand muß wieder etwa 10 kΩ sein.)

Ausgangskondensator C 6

Falls das Netzgerät schwingt, ist der Ausgangskondensator C 6 zu vergrößern. Wenn dies nicht erwünscht ist (Entladestromstoß bei Kurzschluß!), muß C 8 vergrößert und evtl. ein weiterer Kondensator über die Kollektor-Basis-Strecke von T 4 geschaltet werden.

Innenwiderstand

Ohne Widerstand R 8 hat das Netzgerät einen Innenwiderstand von etwa 2,5 mΩ. Mit R 8 kann der Innenwiderstand verringert oder gleich Null gemacht werden. Im Mustergerät liegt der Wert für R 8 bei ungefähr 8...12 MΩ. Die Kompensation stimmt allerdings nicht über den ganzen Spannungsbereich. Vorsicht: Wenn R 8 zu klein gewählt wird, schwingt das Netzgerät. Für den genauen Abgleich benötigt man ein Digital- oder Differentialvoltmeter mit einer Auflösung von 1 mV.

Tabelle 2. Daten des Netzgerätes

Spannung:	0...40 V
Strom:	10 mA...2 A
Stabilität	
bei ±10% der Netzspannung:	< 1 mV
bei 0...2 A Last:	< 1 mV
Innenwiderstand	
Gleichspannung:	< 1 mΩ
1 kHz:	4 mΩ
10 kHz:	7 mΩ
100 kHz:	0,2 Ω
1 MHz:	0,5 Ω
Brumm und Rauschen I = 2 A, Bandbreite 1 Hz bis 30 kHz:	
Konstantspannung u_{ss}	< 200 µV
Konstantstrom i_{ss}	< 1 mA

Tabelle 3. Im Mustergerät verwendete Spezialteile

Gehäuse	Simplex 1441-61 (230 × 130 × 180 mm) (Elma Wetzikon)
Transformator Tr	siehe *Tabelle 4*
Gleichrichter GR 1,3	BY 164 (Philips)
Gleichrichter GR 2	Semtech SCAJ 1, 100 V/5 A (Bourns) oder B 80 C 3200-2200
Referenzdioden D 7, 8	1 N 823 (Motorola)
Diode D 9	BYY 91 (Intermetall)
Diode D 10	BYX 38 (Philips)
Transistor T 1, T 2	2 N 3053 mit Kühlring (RCA)
Operationsverstärker A 1, A 2, A 3	RC 741 C (Raytheon) oder beliebige 741 C
Relais	24 V/600 Ω mit Starkstromkontakten REL 20-KWP-10-DC-AgCd 0 (Erni)
V-Meter	0–50 V Mod. VT 2
A-Meter	0–2 A Mod. VT 2 (japanisch, Neukom AG, Zürich)
Trimmpotentiometer RV 1, 2, 3, 4	1 kΩ, Mod. 3005 (Bourns)

Tabelle 4. Daten des Netztransformators

Kern: SM 65 b	(Schnittbandkern)
Wicklungsisolationen:	je 1 × Polikarbonatfolie 0,2 mm
Lagenisolationen:	je 1 × Polikarbonatfolie 0,05 mm
Primär:	550 Wdg., CuL 0,5 ϕ
Schirm:	Cu-Folie 0,05 mm
Sekundär I:	55 Wdg., CuL 1,1 ϕ 55 Wdg., CuL 1,1 ϕ
Sekundär II:	73 Wdg., CuL 0,2 ϕ
Sekundär III:	52 Wdg., CuL 0,2 ϕ

Schaltpunkt des Schmitt-Triggers

Ein Voltmeter ist an die Punkte A und B anzuschließen. Das Netzgerät wird mit einem einstellbaren Leistungswiderstand belastet. Dann fährt man mit der Spannung langsam von oben nach unten und stellt den Schaltpunkt mit RV 4 so ein, daß die Spannung an den Punkten A und B nach dem Schalten des Relais 5 V ist. (Bei maximalem Strom und minimaler Eingangsspannung.)

Widerstand R 25+26

Für den Widerstand R 25+26 gibt [4] folgende Dimensionierung an:

$$R_{25+26} \approx \frac{U_{max}}{I_{max}}$$

U_{max} ist die maximale Spannung zwischen den Punkten A und B.

Ausbau- und Verbesserungsvorschläge

a) Wenn einige Punkte des Regelteils nach außen geführt werden, sind weitere Betriebsarten (externe Programmierung mit Widerständen oder Spannungen, Auto – Parallel, Auto – Serie usw.) möglich [2].

b) Der Schmitt-Trigger kann vereinfacht werden. (Im Mustergerät wurde eine gerade vorhandene Schaltung eingebaut.)

c) Es ist möglich, auf Schmitt-Trigger und Relais zu verzichten und die Umschaltung rein elektronisch vorzunehmen.

Aus *Tabelle 2* sind die Daten des Netzgerätes ersichtlich. In der in diesem Artikel beschriebenen Art wurden zwei Geräte gebaut. Weitere elf Geräte mit geändertem mechanischem Aufbau werden von einer Gruppe von Lehrlingen nachgebaut (zum Teil ohne Umschaltung der Sekundärwicklung). Davon sind vier Geräte in Betrieb.

Tabelle 3 enthält die im Mustergerät verwendeten Spezialteile.

Literatur

[1] Der Operationsverstärker. FUNKSCHAU, Heft 8/1970.

[2] Regulated DC Power Supplies 1966 Catalog Hewlett Packard.

[3] Signetics Linear Applications, 1969, S. 12.

[4] Regulator Elements Using Transistors. Electronic Engineering, März 1964.

Hans-Peter Sauer

Test- und Prüfgerät für digitale integrierte Schaltungen

Mit diesem Gerät werden die Logikpegel (1 und 0) an den Anschlüssen von digitalen integrierten Schaltungen in 14- oder 16poligen Dual-in-Line-Gehäusen sichtbar gemacht. Hierdurch ist eine Prüfung dieser Schaltungen im ein- und ausgebauten Zustand möglich. Zum Test einer Einzelschaltung wird eine Testplatte benutzt, während man zum Prüfen einer eingebauten Schaltung eine spezielle Prüfzange verwendet.

Mit diesem Gerät können sämtliche IS getestet werden, die mit positiver Logik arbeiten (Log. $0 < 0{,}7$ V; Log. $1 > 2{,}0$ V). Unter diese Rubrik fallen alle Schaltungen der Serien FL 100 und SN 74... N (Siemens, Texas Instruments u. a.).

Schaltungsaufbau

Das Gerät besteht aus folgenden Funktionshauptgruppen:

Logikindikatoren,
Funktionstest 1 und 0,
Bezugsmasse-Umschaltung.

Logikindikatoren

Hauptbestandteile des Prüfgerätes sind 16 gleichartig aufgebaute Logikindikatoren *(Bild 1)*, die die an ihren Eingängen E anstehende Logikpegel zur Anzeige bringen. Diese Indikatoren bestehen aus je einer Transistorstufe (T 1, R 1, P 1, La 1). E ist mit dem IS-Anschluß verbunden, dessen Logikpegel angezeigt werden soll.

Liegt der Eingang E auf 1, leitet der Transistor, und die Anzeige La 1 leuchtet auf. Ist dagegen E auf 0, sperrt der Transistor, und die Anzeige erlischt.

Um nun zu erkennen, ob an E 0-Pegel anliegt oder ob E nicht beschaltet ist (was sich nicht erkennen ließe, da beide Zustände ein Erlöschen der Anzeige hervorrufen würden), wird mit P 1 der Kollektorstrom von T 1 so eingestellt, daß über die Lampe La 1 eine Spannung von 1,8 V zu messen ist. Die Anzeige leuchtet daher im unbeschalteten Zustand schwach auf. Bei 0 an E erlischt sie, bei 1 leuchtet sie maximal auf.

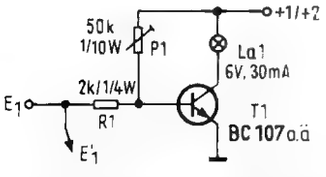


Bild 1. Schaltung der Logikindikatoren. Beim Einstellen des Trimmers P ist hinzuzufügen, daß der Wert stark vom Transistor abhängt. Es ist gegebenenfalls ein Versuchsaufbau der Indikatorstufe nötig, mit dem man den richtigen Wert ermittelt (beim Verfasser etwa 25 kΩ). Setzt man daher einen Trimmer mit dem doppelten ermittelten Wert ein, sichert man sich einen guten Regelbereich

Im unbeschalteten Zustand ist gleichzeitig die Funktionsbereitschaft des betreffenden Indikators zu erkennen.

Funktionstest

Um nun auch die absolute Funktionsbereitschaft (richtige Anzeige von 1 und 0) zu testen, wurde der Funktionstest eingebaut. Wie aus *Bild 2* ersichtlich ist, besteht dieser Schaltungsteil aus je zwei Dioden je Indikator, die über Taster an Plus bzw. an Minus der Betriebsspannung geschaltet werden (entsprechend 1 und 0).

Punkt E' wird mit E des betreffenden Indikators verbunden. Wird nun z. B. der Taster für 1 betätigt, so müssen bei ordnungsgemäßem Gerät alle Indikatoranzeigen aufleuchten; bei 0 müssen sie erlöschen.

Gleichzeitig wird über die Dioden D_{t1} und D_{t2} angezeigt, daß ein Testpegel angeschaltet ist. Diese Dioden verhindern ein Aufleuchten der Lampen Lt während des normalen Prüfbetriebes. Zur Vermeidung von Kurzschlüssen über die Dioden D 1 der Testschaltung sind die Taster elektrisch verriegelt *(Bild 3)*.

Bezugsmasse-Umschaltung

Um jedoch den Logikpegel anzeigen zu können, muß das Gerät in bezug auf die Gerätemasse mit dem Massepotential der zu testenden Schaltung verbunden sein. Dies geschieht über die Bezugsmasse-Umschaltung.

Da die Lage des Masseanschlusses der IS vom Typ abhängt, wird über die Schalter S 1 bis S 4 die Masse des Gerätes *im Gerät* über die Verbindungsleitung an die IS-Masse geschaltet. Dadurch wird eine externe Masseverbindung überflüssig *(Bild 4)*. Beim Betätigen der Testtaster wird diese Verbindung unterbrochen, um zu verhindern, daß ein Pegel 1 an Anschlüsse mit Massepotential geschaltet wird (Kurzschluß) und natürlich dementsprechend umgekehrt (Bild 4).

Die in der Einleitung erwähnten Testplatte und Prüfzange werden folgendermaßen aufgebaut:

Testplatte

In ein Teko-P2-Gehäuse wird eine 16-polige IS-Fassung eingebaut. An beiden Längskanten erhält das Gehäuse je acht Buchsen, die im Gehäuse mit den betreffenden IS-Anschlüssen verbunden werden. Ferner wird ein Taktgeber eingebaut. Über einen Umschalter kann zwischen Momenttakt (Taster mit Prellunterdrückung aus ½ SN 7400 N) und Dauertakt (Astabiler Multivibrator aus ½ SN 7400 N) gewählt werden. Die erforderliche Steckverbindung ist direkt am Gehäuse befestigt.

Bei diesem Teko-Testgehäuse wurde die Batterie (4,5 V) in das Gehäuse einbezogen und die Spannung über zwei Buchsen nach außen geführt, ebenso der Taktausgang des Taktgebers. Für weitere Versuchsaufbauten wurden Fassungen und Buchsen in Teko-P1-Gehäuse ohne Taktgeber eingebaut. Die Verbindungen zwischen den einzelnen Testgruppen stellt man über Steckkabel her.

Prüfzange

Auf zwei Pertinaxplatten werden im Abstand der IS-Anschlußstifte Leiterbahnen eingeätzt. Die beiden Platten verbindet man beweglich miteinander (Abstand ungefähr gleich dem Abstand der IS-Anschlußstiftreihen) und drückt sie mit einer Druckfeder zusammen. Die so entstandene Prüfzange kann leicht auf eine bereits eingebaute IS aufgeklemmt werden. Weitere Details siehe *Bild 5*.

Um die Testplatte und die Prüfzange wechselweise mit dem Testgerät verwenden zu können, muß in das Verbin-

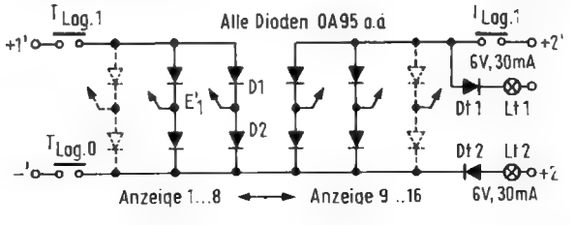


Bild 4. Bezugsmasse-Umschaltung. Um die Schaltung einfach zu halten, werden die IS rechtsbündig in Testplatte und Prüfzange angeordnet. Daher auch Bezeichnung der Anzeigelampen in Bild 7

Bild 2. Funktionstest

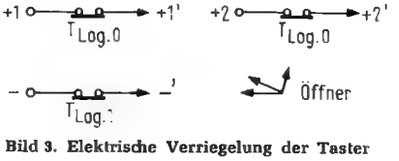
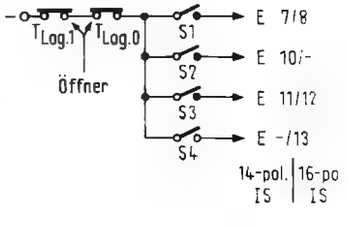


Bild 3. Elektrische Verriegelung der Taster



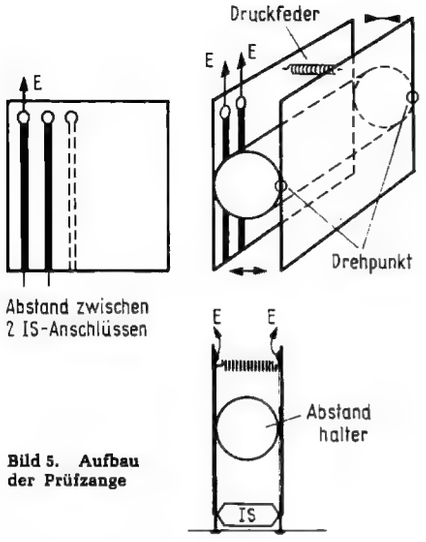


Bild 5. Aufbau der Prüfzange

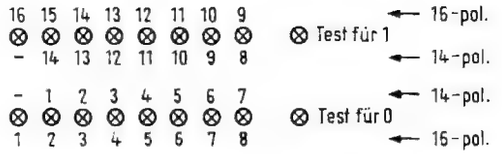


Bild 6. Anordnung der Lampen wie bei einem Dual-in-Line-Gehäuse

bleches als Momenttaster arbeiten) in einem Teko-P3-Gehäuse unterbrachte. Auch die Masseumschalter fanden darin Platz. Aufgebaut wurde auf zwei Veroboardplatten übereinander.

Um den Test noch übersichtlicher zu machen, benutzt der Verfasser je IS-Typ eine Prüfkarte, die über die Anzeigelampen gelegt wird. Diese Karte hat an den Stellen, unter denen sich die Lampen befinden, Löcher eingestanzt und dazwischen die logische Schaltung der IS eingezeichnet.

Das Testgerät wurde im Zusammenhang mit dem IS-Rechner (FUNKSCHAU 1971, Heft 21, bis Heft 3/1972) entwickelt. Bei der ersten Prüfung der IS fand der Verfasser auch gleich einen fehlerhaften Baustein, so daß sich das Gerät schon hier bewährt hat.

dungskabel eine 16polige Steckverbindung eingebaut werden.

Ordnet man die Anzeigelampen der Logikindikatoren entsprechend den Anschlußstiften der Dual-in-Line-Gehäuse an, so lassen sich die einzelnen Logikpegel mit einem Blick übersehen *(Bild 6)*.

Das Gerät wird wegen der hohen Belastung durch die Anzeigelampen (16 × 30 mA) mit zwei 4,5-V-Flachbatterien betrieben, von denen jede acht Anzeigelampen mit den dazugehörenden Indikatorstufen versorgt. Aus diesem Grund ist auch in der Testschaltung (Bild 2) die Tastereinheit $T_{Log\,1}$ mit zwei mal Plus gespeist (+ 1/+ 2).

Der mechanische Aufbau der Schaltung und der Anzeigeeinheit bleibt individuell jedem Nachbauer überlassen; es soll nur so viel gesagt sein, daß der Verfasser sowohl Schaltung, Anzeigeeinheit wie auch die beiden Batterien und das Tastenaggregat (Aggregat mit einer einzelauslösenden Taste als Netzschalter, zwei gegenseitig auslösenden Tasten, die durch Entfernen des Federlator angestoßen und eine gedämpfte Schwingung erzeugt. Die fünf Doppel-T-Oszillatoren haben folgende, mit den Schiebereglern leicht variierbare Resonanzfrequenzen: 50, 100, 166, 200, 400 Hz. Aus der Schaltung *(Bild 2)* ist der Gesamtaufbau ersichtlich. Die von den fünf Oszillatoren erzeugten Signale gelangen über Entkopplungswiderstände zum Vorverstärker mit dem Transistor T 6 und anschließend zu einem Impedanzwandler, um auch längere Kabel anschließen zu können.

Das Bongo muß natürlich noch an einen möglichst kräftigen Endverstärker und entsprechender Lautsprecherkombination angeschlossen werden. Zur Stromversorgung benötigt es 9 V, die von dem eingebauten Netzteil erzeugt werden. Aufgrund der geringen Stromaufnahme läßt sich das Bongo auch aus Batterien betreiben. – Das komplette Gerät wird von der Firma Amtron unter der Bezeichnung UK 260 als Bausatz vertrieben.

Elektronisches Bongo

Für die aktiven Musikfreunde gibt es nun ein elektronisches Bongo. Im Vergleich zu den üblichen elektronischen Schlagzeugen, welche selbständig vorprogrammierte Rhythmen erzeugen, ist dieses elektronische Bongo von Hand zu spielen. Hierzu befinden sich auf dem pultförmigen Gehäuse fünf großflächige Berührungstasten, wie aus *Bild 1* ersichtlich ist. Bei Berührung einer oder mehrerer Tasten wird der zugehörige Oszil-

Bild 1. Ansicht des fertigen elektronischen Bongos

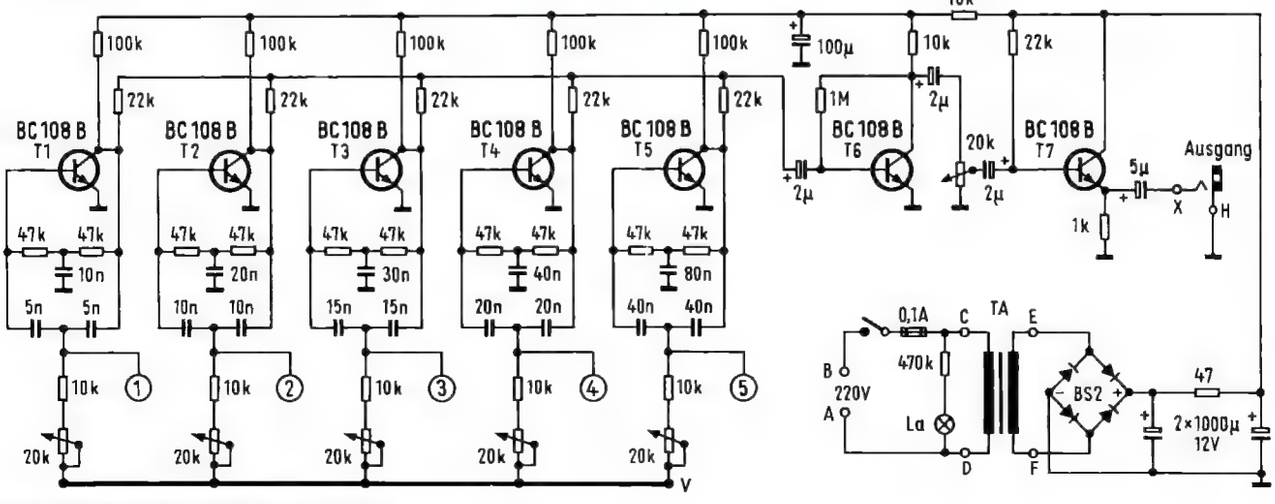


Bild 2. Schaltung des elektronischen Bongos

Ing. Günter Peltz

Vielseitiger Durchgangsprüfer mit „Pfiff"

Dieser Beitrag beschreibt einen widerstandsselektiven Durchgangsprüfer mit akustischer Anzeige, aufgebaut mit dem integrierten Leistungsoszillator TAA 775 G von Intermetall. Die Verwendung dieser IS ermöglicht auch einen Betrieb dieses Gerätes als Rechteckgenerator für den Frequenzbereich von 10 Hz bis 10 kHz.

Durchgangsprüfer sind nächst dem nassen Finger die einfachsten Prüfgeräte in der Elektrotechnik. Im Labor muß jedoch meist ein Ohmmeter deren Aufgaben übernehmen. Wer aber einmal eine Gestellverdrahtung mit dem Ohmmeter „durchgeklingelt" hat, weiß die Vorteile eines Durchgangsprüfers mit akustischer Anzeige zu schätzen.

Der hier beschriebene Durchgangsprüfer gehört zu dieser Kategorie. Die Verwendung der integrierten Schaltung TAA 775 G gestattet dabei Anwendungen, die weit über die Kontrolle von Verbindungen hinausgehen, da über die Tonhöhe des Signals auch eine Aussage über die Größenordnung des Übergangswiderstandes möglich ist. Nur wenige zusätzliche Bauelemente verwandeln den Durchgangsprüfer in einen einfachen Rechteckgenerator für den Bereich von 10 Hz...10 kHz. Die einzelnen Funktionen dieses kleinen Prüfgerätes können über einen fünfstufigen Drehschalter eingestellt werden.

Die Schaltung

Wichtigster Bestandteil der Grundschaltung nach *Bild 1* ist der ursprünglich für die Kfz-Elektronik entwickelte integrierte Leistungsoszillator TAA 775 G. Deshalb hier zunächst eine kurze Beschreibung dieser IS.

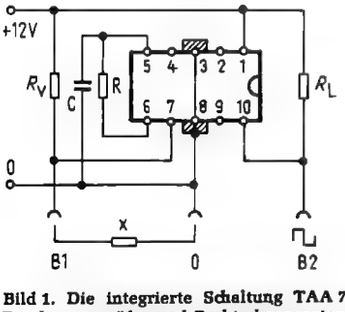


Bild 1. Die integrierte Schaltung TAA 775 G als Durchgangsprüfer und Rechteckgenerator; Grundschaltung

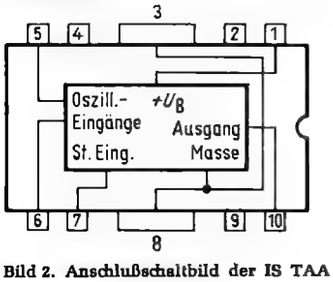


Bild 2. Anschlußschaltbild der IS TAA 775 G

Leistungsoszillator TAA 775 G

Der TAA 775 G ist ein Oszillator, dessen Frequenz durch ein externes RC-Glied bestimmt wird und der am Ausgang Rechteckimpulse liefert. Der Ausgangsanschluß liegt am Kollektor des in Emitterschaltung betriebenen Endtransistors. Eine Freilaufdiode zwischen Kollektor des Endtransistors und dem Anschluß für die Versorgungsspannung erlaubt den Betrieb mit induktiven Lastwiderständen.

Wie aus dem Anschlußschaltbild *(Bild 2)* hervorgeht, hat die IS TAA 775 G zwei Oszillatoreingänge zum Anschluß des frequenzbestimmenden RC-Gliedes und einen Steuereingang. Eine Steuerspannung an diesem Eingang ermöglicht folgende Betriebsarten

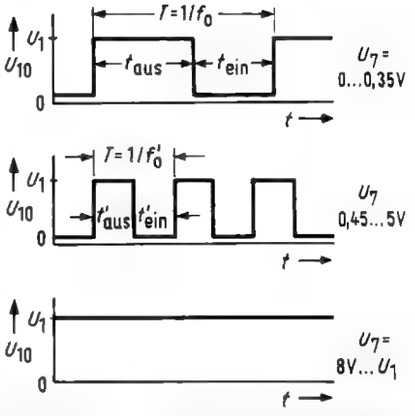


Bild 3. Wirkung des Steuereingangs (stationärer Zustand)

(Bild 3): a) Betrieb bei Nennfrequenz f_0, b) Betrieb bei erhöhter Frequenz f'_0 und c) Blockieren des Oszillators. Bei Anlegen einer Steuerspannung für die Betriebsfälle a) und b) beginnt die Schwin-

Die interessantesten Bauanleitungen aus Praxis und Hobby im vergangenen halben Jahr

Versuche mit Pseudo-Quadrofonie	Heft 1, Seite 25
Kurzschlußgesicherte Hi-Fi-Verstärker	Heft 1, Seite 27
Digit-Lichtorgel	Heft 2, Seite 66
Drehzahlmesser für Kraftfahrzeuge	Heft 3, Seite 93
Elektronische Modellbahnsteuerung	Heft 3, Seite 98
Vielseitiges Transistormeßgerät	Heft 4, Seite 129
Elektronischer Kuckuck mit einstellbarer Rufzahl	Heft 5, Seite 165
Scheibenwischerautomatik	Heft 6, Seite 201
Akkumulator-Ladegerät 12 V/5 A	Heft 8, Seite 271
Elektronischer Lottozahlengenerator	Heft 9, Seite 334
Fotoelektrischer Blitzauslöser	Heft 9, Seite 337
Nf-Millivoltmeter mit FET	Heft 10, Seite 369
Fernsteuerempfänger mit Keramikfilter	Heft 11, Seite 401
Stabilisiertes Labornetzgerät	Heft 12, Seite 447

Bausätze oder Platinen sind für mehrere der vorstehend genannten Bauanleitungen lieferbar, und die Lieferanten wurden in dem entsprechenden Heft angegeben.

gung sofort mit den EIN-Zustand. Da die Steuerspannung nur während des AUS-Zustandes wirksam wird, kann der Oszillator im EIN-Zustand erst nach Ablauf der normalen EIN-Phase blockiert werden. Beim Betrieb dürfen die Grenzwerte in der *Tabelle* 1 nicht überschritten werden:

Tabelle 1. Grenzwerte der integrierten Schaltung TAA 775 G

(Anschlüsse 3 und 8 an Masse, Bezugspotential):

Versorgungsspannung	U_1	15	V
Steuerspannung	U_7	$<U_1$	
Fremdspannung am Ausgang 10	U_{10}	$<U_1$	
Ausgangsstrom	I_{10}	150	mA
Umgebungstemperaturbereich	T_U	−15...+ 85	°C
frequenzbestimmender Widerstand	R 5/6	1...120	kΩ
frequenzbestimmender Kondensator	C 5	beliebig, jedoch sind Leckströme zu beachten	

Eine ausführliche Beschreibung ist in der Literatur [1] zu finden.

In Bild 1 ist der Steuereingang 7 der IS über einen Widerstand R_V vorgespannt, so daß bei offenem Eingang B 1 – 0 der Oszillator nicht schwingt. Werden die Buchsen B 1 – 0 kurzgeschlossen, setzen die Schwingungen ein.

Die Frequenz ist:

$$\frac{f_0}{\text{(in Hz)}} = \frac{800}{\text{R (in k}\Omega\text{)} \cdot \text{C (in }\mu\text{F)}}$$

Wird der Übergangswiderstand x erhöht, so daß sein Spannungsabfall 0,35...0,45 V überschreitet, springt die Oszillatorfrequenz auf einen um den Faktor 2,2 höheren Wert. Bei weiterer Widerstandserhöhung von x bis zu einem Spannungsabfall von etwa 5...8 V setzen die Schwingungen aus (Bild 3). Diese Schwingungen können am Arbeitswiderstand R_L abgenommen und einem elektroakustischen Wandler (Lautsprecher, Hörer) zugeführt werden. Auch kann R_L selbst ganz oder teilweise als elektroakustischer Wandler ausgebildet sein. Es ist nur sicherzustellen, daß der zulässige Ausgangsstrom an Punkt 10 der IS TAA 775 G nicht überschritten wird.

Es liegt nahe, die Schaltung durch Umschaltung des Kondensators C und Ausbildung des Widerstandes R als Stellwiderstand zu einem einfachen unipolaren Rechteckgenerator mit einstellbarer Frequenz zu erweitern. Zwar geht die Ausgangsspannung an Punkt 10 der IS in der Low-Phase nicht ganz auf 0 zurück ($U_{10\,sat} < 1$ V), und das Rechtecksignal ist auch nicht voll symmetrisch. Dies ist aber für sehr viele Anwendungen auch nicht erforderlich, so daß zu Gunsten einer sehr einfachen Schaltung darauf verzichtet wurde, diese Schönheitsfehler zu korrigieren.

Gesamtschaltung

In der Gesamtschaltung *Bild 4* ist die Grundschaltung nach Bild 1 in erster Linie durch die bereits erwähnten Umschalt- und Einstellmöglichkeiten sowie ein einfaches Netzteil ergänzt. Der Betrieb mit drei Flachbatterien zu 4,5 V ist möglich, doch sind diese erfahrungsgemäß meist leer, wenn ein batteriebetriebenes Gerät benötigt wird. Außerdem ist eine Telefonkapsel – oder, alternativ, ein Kleinlautsprecher mit Vorwiderstand – als elektroakustischer Wandler für den Betrieb als Durchgangsprüfer kapazitiv an den Lastwiderstand R 6 angeschlossen.

Die Ausgangsspannung des Rechteckgenerators ist mit den Potentiometern P 2 von 0...10 V einstellbar; sie ist durch Klemmung mittels der Z-Diode ZPD 10 von Netzspannungsschwankungen weitgehend unabhängig, und der Ausgang ist kurzschlußfest.

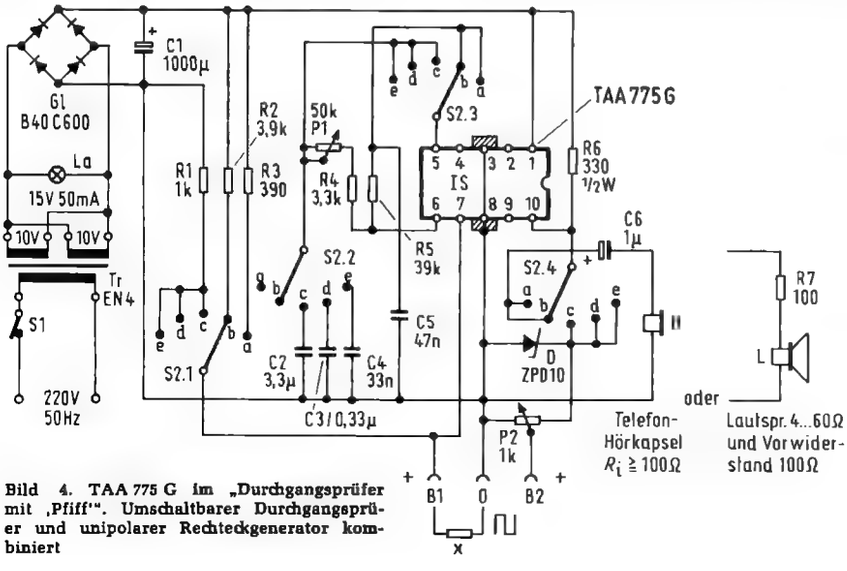


Bild 4. TAA 775 G im „Durchgangsprüfer mit ‚Pfiff'". Umschaltbarer Durchgangsprüfer und unipolarer Rechteckgenerator kombiniert

Betriebsarten

Je nach Stellung des Schalters S 2 sind folgende Betriebsarten möglich:

Durchgangsprüfer

S 2 auf a: Damit ist die Hörkapsel kapazitiv an den Lastwiderstand R 6 angeschlossen, und als frequenzbestimmendes RC-Glied dient R 5/C 5. Der Vorwiderstand R 3 (R_V in Bild 1) hat 390 Ω. Damit hat der von der Hörkapsel abgestrahlte Ton bei einem Widerstand

zwischen 0 und B 1: 0...12 Ω
eine Frequenz von 450 Hz und
zwischen 0 und B 1: 12...250 Ω
eine Frequenz von 1000 Hz.

Wird S 2 auf b geschaltet, erhöhen sich die Widerstandsbereiche etwa um den Faktor 10.

Die angegebenen Widerstandswerte sind nur Richtwerte, aber schließlich handelt es sich hier um einen Durchgangsprüfer und nicht um ein Ohmmeter.

Rechteckgenerator

S 2 an c, d oder e: Bei dieser Betriebsart ist nicht mehr die Kombination R 5/C 5, sondern P 1 + R 4 mit C 2, C 3 oder C 4 frequenzbestimmend. Vom Steuereingang 7 der IS TAA 775 G ist ein Widerstand R 1 von 1 kΩ gegen Null geschaltet. An ihm entsteht ein Spannungsabfall von etwa 1 V, so daß der Oszillator die gegen die Bemessungsgleichung um den Faktor 2,2 höhere Frequenz mit einem EIN/AUS-Verhältnis von 1,1 erzeugt. Die Ausgangsspannung ist mit einer Z-Diode auf etwa 10 V geklemmt und mittels P 2 einstellbar. Die Frequenzbereiche sind:

S 2 an c: < 10 Hz... > 100 Hz
S 2 an d: < 100 Hz... > 1000 Hz
S 2 an e: < 1 kHz... > 10 kHz

Eine Zusammenfassung der technischen Daten dieser Schaltung nennt die Tabelle 2.

Anwendungen

Die Schaltung nach Bild 4 bietet viele Möglichkeiten. Einige besonders interessante Anwendungen seien hier herausgegriffen.

Vielseitiger Durchgangsprüfer

Wie und wo ein Durchgangsprüfer benutzt wird, braucht hier nicht näher erläutert zu werden. Die beschriebene Ausführung bietet aber noch mehr Möglichkeiten, hier einige Beispiele:

Diodenprüfung und Analyse

S 2 auf a und Anschluß der Diode an B 1 (Anode) und 0 (Katode). Bei intakter Diode ertönt bei einer *Germanium-*

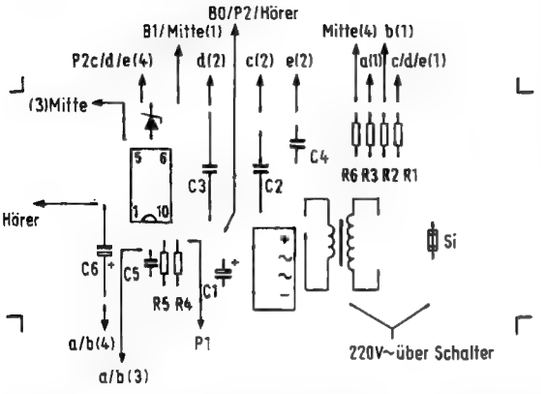
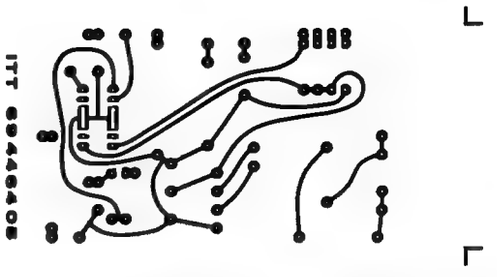


Bild 5. Platine mit Bestückungsplan. Ein Bausatz oder die Platine bei ITT Schaub-Lorenz, Abt. Hobbykits, erhältlich



diode der tiefe (etwa 450 Hz) und bei einer *Siliziumdiode der hohe* (etwa 1000 Hz) Ton, bedingt durch die unterschiedliche Schwellspannung. Bei Umpolung der Diode darf kein Ton ertönen. Ein Diodenschluß zeigt sich dadurch, daß bei beliebiger Polung ein Ton ertönt, Unterbrechung, daß beliebige Polung keinen Ton hervorruft.

Transistoranalyse und -prüfung

Bei einem unbekannten Transistor wird mit dem Durchgangsprüfer (S 2 auf a) der Anschluß gesucht, der mit jedem der beiden anderen Durchgang zeigt. Dieser Anschluß des Transistors ist seine Basis, ist sie jetzt an B 1 geschaltet, ist es ein npn-, liegt sie an 0 ist es ein pnp-Transistor. Ertönt als Durchgangssignal ein hoher Ton, ist es ein Silizium-, bei tiefem ein Germaniumtransistor.

Tabelle 2. Technische Daten der Schaltung nach Bild 5

Stromaufnahme

Leerlauf, also S 2 auf a oder b, B 1/0 offen:	8 mA
Durchgangsprüfung, S 2 auf a, B 1 an 0:	70 mA
Durchgangsprüfung, S 2 auf b, B 1 an 0:	35 mA
Rechteckgenerator, S 2 auf c, d oder e:	30 mA

Strombelastung des Prüflings x an B 1 und 0

S 2 auf a: max. 40 mA x $<$ 12 Ω Ton tief (450 Hz). x $>$ 12 Ω $<$ 250 Ω hoch (1000 Hz)
S 2 auf b: max. 44 mA x $<$ 120 Ω Ton tief (450 Hz). 120 Ω $<$ 2,5 kΩ hoch (1000 Hz)

Rechteckgenerator

Frequenzbereich gesamt: $<$ 10 Hz... $>$ 10 kHz
max. Ausgangsspannung positiv, unipolares Rechteck: U_{as} = 10 V
Low-Pegel $<$ 10 % des mit P 2 eingestellten Scheitelwertes
Symmetrieabweichung: 10 %
Flankensteilheit: positive Flanke $<$ 200 ns, negative Flanke $<$ 50 ns
Dachschräge: keine
Innenwiderstand $<$ 300 Ω, der Ausgang ist kurzschlußfest.

Jetzt werden stattdessen die beiden noch unbekannten Anschlüsse des Transistors an die Buchsen 0 und B 1 des Prüfers angeschlossen, das Durchgangssignal darf nicht ertönen. S 2 wird auf b geschaltet, es darf noch kein Signal ertönen. Nun wird die Basis mit einem Widerstand von 4,7 kΩ bei einem npn-Transistor mit B 1 und bei einem pnp-Transistor mit „0" verbunden. Ertönt das Durchgangssignal, so ist dieser Anschluß (der bei npn an B 1 bzw. bei pnp an 0 geschaltet ist) der Kollektor und damit der dritte der Emitter. Ist kein Durchgang nachweisbar, sind die Anschlüsse zu vertauschen und die Prozedur zu wiederholen. Ist auch dann kein Durchgang nachzuweisen, so ist der Prüfling kein Transistor. Diese Beschreibung des Prüfvorgangs liest sich umständlicher, als sie ist.

Thyristor- und Triacprüfung

Hierbei steht S 2 auf a und der Thyristor (Triac) wird mit seiner Katode an 0 und mit der Anode an B 1 geschaltet. Wird nun das Gate an B 1 gelegt, ertönt der hohe Ton. Ist der Ton tief, hat der Thyristor Gate-Katodenanschluß. Wird die Verbindung Gate zu B 1 wieder aufgetrennt, muß das hohe Durchgangssignal weiter ertönen. Erlischt der Ton, ist der Thyristor defekt.

Kondensatorprüfung

Dazu wird S 2 auf b geschaltet und der vorher entladene Kondensator an 0 und B 1 (bei Elko + an B 1) angeschlossen. Hat der Kondensator Durchgang (Defekt) ertönt das Signal. Ertönt kein Signal, so sind kleinere Kondensatoren in Ordnung oder haben Unterbrechung. Bei größeren Kondensatoren, etwa ab 10 µF, ertönt während der Aufladung ein mehr oder weniger kurzes Piep, bleibt dieses aus, hat der Prüfling keine Kapazität mehr. Achtung! Nur Kondensatoren mit Betriebsspannung von 15 V oder höher prüfen!

Einfacher Rechteckgenerator (S. 2 auf c, d oder e)

Aufgrund des hohen Oberwellengehaltes läßt sich der Generator sehr gut als Signalinjektor für die Fehlersuche nach dem Prinzip der Signalzuführung- und Verfolgung einsetzen. Das Oberwellenspektrum überstreicht den gesamten KW-Bereich.

In Verbindung mit einem Oszillografen läßt sich die Dachschräge von Verstärkern ermitteln, das Verhalten von Differenzier- und Integriergliedern untersuchen usw. Ein einfacher Rechteckgenerator wird praktisch immer wieder benötigt! (I 115)

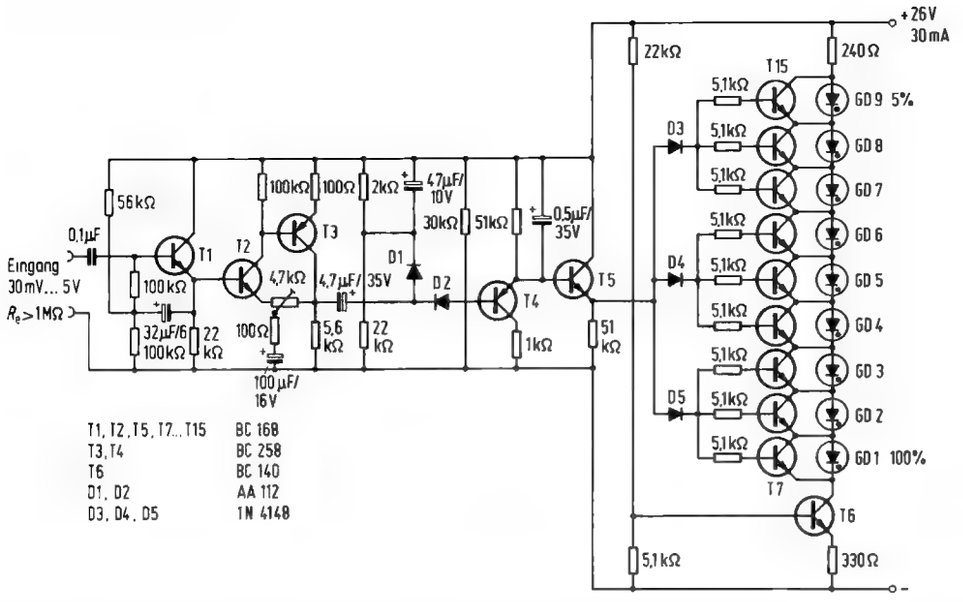
Literatur

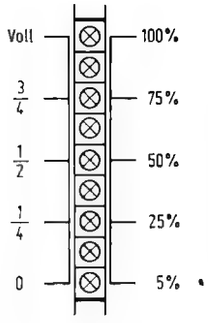
Peltz, G.: TAA 775, ein vielseitiger, integrierter Impulsgenerator, Intermetall, Techn. Information Nr. 6200-95-1 D und elektronik-praxis 1971, Heft 6 u. 9.

Optoelektronische Aussteuerungs-Anzeigeeinheit

Einen sehr praktischen Aussteuerungsmesser mit Gallium-Arseniddioden hat die Firma RIM Electronic entwickelt. Aussteuerungsspitzen werden durch eine Leuchtdiodenanordnung, mit neun Leuchtdioden pro Kanal, auf optischem Wege angezeigt. Diese Leuchtdiodenkette macht „thermometermäßig" eine Aussage über die prozentuale Aussteuerung, wobei bei Aufleuchten der neun in einer Farbe gehaltenen Dioden praktisch eine durch den Pegelregler definierbare Aussteuerung angezeigt wird. Die neunte Leuchtdiode kann auch zur Übersteuerungsanzeige in einer anderen Leuchtfarbe, z. B. grün gewählt und der Pegelregler so eingestellt werden, daß bei Aufleuchten dieser Leuchtdiode Übersteuerung auftritt. Da die Aussteuerungseinheit eine hohe Empfindlichkeit bei hohem Eingangswiderstand besitzt, ist das Aussteuerungsmodul fast beliebig in einen Übertragungsweg anschaltbar.

Die Eingangsstufe des optoelektronischen Aussteuerungsmessers ist als Impedanzwandler mit hochohmigem Eingang geschaltet, so daß dieser rückwirkungsfrei an beliebiger Stelle des Übertragungsweges angeschaltet werden kann. Darauf folgt ein zweistufiger Wechselspannungsverstärker zur Anhebung des Pegels des zu messenden Signals. Die Gleichrichtung des verstärk-





Schaltung der Aussteuerungsanzeige mit Leuchtdioden

ten Signals erfolgt mit Hilfe der Dioden D 1 und D 2, die in Verbindung mit dem Transistor T 4 einen Spitzengleichrichter bilden, so daß selbst kurzzeitige Spitzenimpulse zur Anzeige gelangen. Über die darauffolgende Impedanzwandlerstufe mit dem Transistor T 5 und den Schutzdioden D 3, D 4 und D 5 werden die neun Schalttransistoren T 7 bis T 15 über die Basiswiderstände R angesteuert, die wiederum die einzelnen Leuchtdioden ein- oder ausschalten. Den für die Leucht-Diodenanordnung erforderlichen Strom liefert die Konstantstromquelle mit dem Transistor T 6. Die Betriebsspannung muß direkt an dem Modul mit einem induktionsarmen Kondensator (≈ 0,33...0,68 µF) zur Vermeidung von Schmutzeffekten gegen Masse abgeblockt werden. Die technischen Daten sind in der *Tabelle* zusammengefaßt.

S. W.

Technische Daten

Stromversorgung:	26 V, 30 mA (mono)
Anzeige:	9 Ga-As-Dioden (mono)
Eingang:	30 mV...5 V für 100 % Aussteuerung einstellbar
Eingangswiderstand:	größer 1 MΩ
Anzeigeart:	Spitzenspannungs-Anzeige

Hierzu dienen sechs integrierte Schaltungen. Der in *Bild 2* dargestellte Zählerbaustein SN 7490 besteht aus vier Flipflops, die intern so geschaltet sind, daß ein Zähler bis 5 und ein Zähler bis 2 entsteht.

Um den Zähler nach einer Zählfolge löschen zu können, haben alle vier Flipflops eine gemeinsame Löschleitung.

Da der Ausgang vom Flipflop A intern nicht mit der nachfolgenden Stufe verbunden ist, sind verschiedene Zählfolgen möglich. Um bis 10 zählen zu können, was bei diesem Verwendungszweck ja Bedingung ist, wird der Ausgang A mit dem Eingang BD verbunden. Der Baustein zählt im Dualcode bis 9 und

Erich Löfflath

Quarzzeitbasis für universelle Anwendung

Beim Bau von Digitaluhren sowie Frequenzzählern steht der Praktiker oftmals vor dem Problem eine Quarzzeitbasis, sofern sie nicht auf der Platine der Uhr oder des Zählers mit enthalten ist, bei kleinsten Platzbedarf unterzubringen. Diese Schwierigkeiten ergeben sich auch für denjenigen, der seine Digitaluhr vom Netz- auf Quarzsynchron-Betrieb umrüsten will.

Diesem Problem versuchte der Verfasser zu begegnen. Als Endprodukt der Überlegungen entstand eine Platine mit den Maßen 30 mm × 120 mm, wobei die Bauhöhe bei liegendem Quarz etwa 12 mm ausmacht.

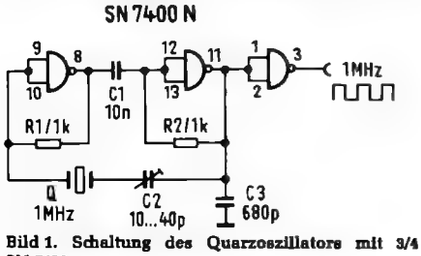


Bild 1. Schaltung des Quarzoszillators mit 3/4 SN 7400

Für den Quarzoszillator *(Bild 1)* wurden drei der NAND-Gattern eines integrierten Bausteines SN 7400 beschaltet. Dazu dienen die einzigen in der Gesamtschaltung der Quarzzeitbasis vorhandenen Bauelemente. Die genaue Frequenz von 1 MHz läßt sich mit dem Trimmkondensator C 2 einstellen. Zum Abgleich verwendet man dann — wenn man es besonders exakt machen will — einen Frequenzzähler oder gleicht auf Schwebungsnull eines Eichnormalsenders ab. Um nun aber auf die gewünschte Frequenz von 1 Hz oder — besser gesagt — auf den 1-Sekunden-Takt zu kommen, muß diese Grundfrequenz von 1 MHz durch 10^6 geteilt werden. Dieses erreicht man, wenn man sechsmal hintereinander durch 10 teilt.

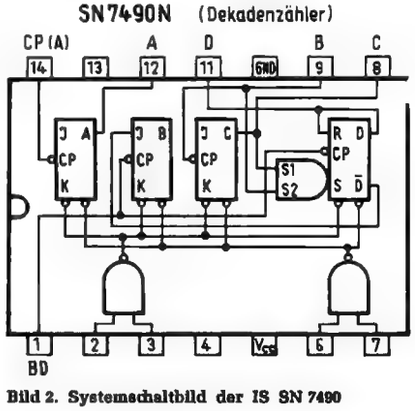


Bild 2. Systemschaltbild der IS SN 7490

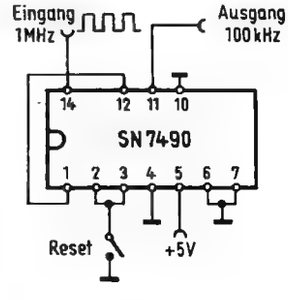


Bild 3. ▶ Beschaltung des SN 7490 zum 10er Zähler

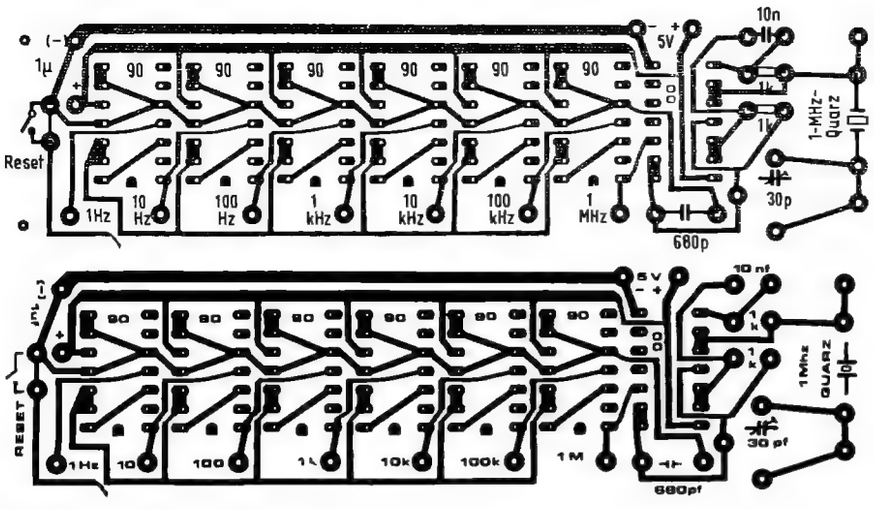


Bild 4. Platinenplan der Quarzzeitbasis

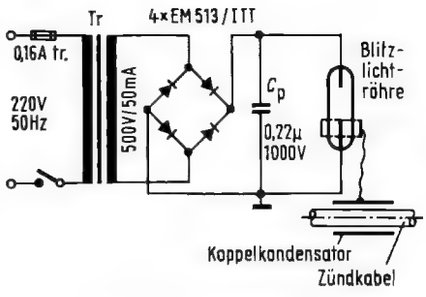


Bild 1. Schaltung des Stroboskops

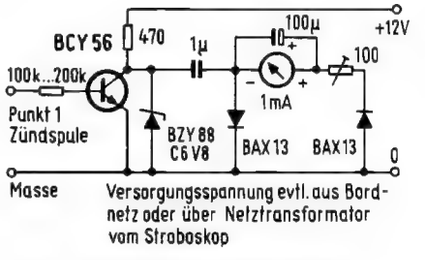


Bild 2. Schaltung des Drehzahlmessers

fällt dann bei dem zehnten Impuls wieder in den Zustand Null zurück.

Aus *Bild 3* ist die Beschaltung des ersten Bausteines SN 7490 ersichtlich. Die folgenden IS sind dann ebenso zu schalten.

Um aber die Verwendungsmöglichkeiten zu erweitern, ist auf der Platine jede erhaltene Teilfrequenz getrennt auf einen Testpin herausgeführt. So ist es möglich mit den Frequenzen 100 kHz, 1 kHz, 100 Hz, 10 Hz und 1 Hz zu arbeiten. Für Frequenzzähler kann man dann die nötigen Taktfrequenzen von 100 ms, 10 ms und 1 ms erreichen.

Um bestimmte Zeitabstände festhalten zu können, d. h. die Erweiterung einer Digitaluhr zur Stoppuhr, wurde auf der gedruckten Schaltung *Bild 4* und *5* die Reset-Leitung extra auf zwei Meßpunkte herausgeführt. Dazu muß man aber die Leiterbahn zwischen den beiden Punkten auftrennen und durch einen Schalter bzw. durch eine Schaltvorrichtung ersetzen, wobei aber auf Prellfreiheit zu achten ist.

Die Quarzzeitbasis benötigt eine Versorgungsspannung von 5...5,5 V. Zur Stellvorrichtung bei Digitaluhren sei noch ein Tip gegeben: Schließt man bei einem 5-kΩ-Drehwiderstand an einem Ende der Widerstandsbahn den 1-Hz-Ausgang und am anderen Ende den 1-kHz-Ausgang der Quarzzeitbasis an, so kann man am Schleifer des Drehwiderstandes den 1-Hz-Eingang der Digitaluhr anschließen. Auf diese Weise erhält man mit einem einzigen Bauteil eine völlig prellfreie Stellvorrichtung für seine Digitaluhr. (S 706)

Literatur

TTL-Kochbuch (Texas Instruments)
Pocket Guide für integrierte Schaltungen der Serie SN 74 (Texas Instruments Deutschland GmbH).

Eberh. Bruckmeyer

Lichtblitzstroboskop zur Zündeinstellung

Um die von mir in Heft 12/1972, Seite 438, verbesserte Transistor-Zündanlage voll auszunutzen, ist es wichtig, daß der Zündzeitpunkt nach den Vorschriften des Herstellers eingestellt ist. Das exakte Einstellen läßt sich nur am laufenden Motor mit Hilfe eines Lichtblitzstroboskops durchführen. Das nachfolgend beschriebene Stroboskop ist einfach zu behandhaben und leicht herzustellen.

Als Lichtquelle benutzt man eine herkömmliche Xenon-Blitzlichtröhre. Diese wird mit Hilfe eines Spannungsstoßes von einigen kV, der kapazitiv vom Zündkabel des 1. Zylinders ausgekoppelt wird, gezündet. Somit ergibt sich bei jeder Zündung von Zylinder 1 ein Blitz. Strahlt man mit diesem Blitz auf eine Markierung an der Keilriemen- bzw. Schwungscheibe bei sich drehendem Motor, so scheint diese Markierung stillzustehen. Somit ist man in der Lage, den Zündzeitpunkt durch Verdrehen des Zündverteilers genau einzustellen.

Als „Koppelkondensator" für den Zündimpuls zur Zündung der Blitzlampe benutzt man ein Stück Blech (etwa 10 cm lang), das um das gesäuberte Kabel, vom Verteiler zum Zylinder 1, gelegt wird. An diesen Blechmantel schließt man die Zündelektrode der Blitzlampe an.

Um die Blitzröhre zu betreiben, benötigt man eine Spannung von 500... 600 V. Die Energie wird aus dem Kondensator C_p gewonnen, der nach jedem Blitz durch die Spannungsquelle wieder aufgeladen wird. Diese Quelle ist so dimensioniert, daß sie ohne weiteres den Kondensator, auch bei einigen tausend Umdrehungen, in der Zeit zwischen zwei Blitzen wieder auflädt.

Man hat außerdem auch noch die Möglichkeit, die Zündwinkelverstellung zu kontrollieren. Dazu benötigt man zusätzlich einen Drehzahlmesser, der in *Bild 2* dargestellt ist und sich leicht nachbauen läßt. Man braucht dafür nur einige Bauteile. Die Eichung des Drehzahlmessers erfolgt mit Hilfe eines Generators. Hierfür ist dieser am Eingang des Drehzahlmessers anzuschließen. Die Ausgangsamplitude muß groß genug sein, um den Transistor durchzuschalten. Man stellt eine Frequenz von z. B. 200 Hz ein. Diese Frequenz entspricht 6000 U/min bei einem Viertakt-Vierzylindermotor. Damit eicht man nun das Meßwerk auf Endausschlag. Somit entsprechen 1 mA 6000 U/min. Weitere Angaben über Drehzahl, Frequenz und Meßwerkausschlag siehe *Tabelle 1*.

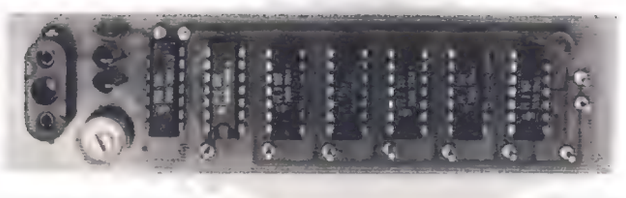


Bild 5. Außenansicht der Musterplatine (Aufn.: Rockrohr)

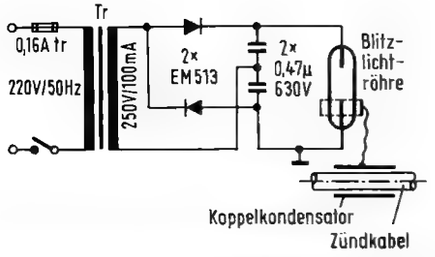


Bild 3. Schaltung des Stroboskops für einen Transformator mit einer Sekundärspannung von 250 V

Falls kein Generator zur Hand ist, kann man auch mit Hilfe der Netzfrequenz den Drehzahlmesser eichen. Hierzu benutzt man einen Transformator, der eine Spannung von etwa 10 V_{eff} abgibt. Diese Spannung wird auf den Eingang des Drehzahlmessers gelegt. Nun eicht man den Drehzahlmesser auf 1500 U/min.

Oft ist es schwierig, einen Transformator mit U_{sek} = 500 V zu beschaffen. Man kann dann die benötigte Gleichspannung von 500...600 V mit Hilfe der Spannungsverdoppelung aus einer 250-V- bis 300-V-Wicklung erhalten. Der Aufbau dieser Schaltung ist in *Bild 3* dargestellt.

Es ist auch möglich, die Versorgungsspannung für die Blitzröhre aus dem 12-V-Bordnetz mit Hilfe eines Gleichspannungswandlers beziehen.

Um die Lichtquelle intensiver zu machen, baut man die Blitzröhre in einen Reflektor ein, der das Licht gebündelt auf die Markierung strahlt. Durch den Reflektor wird das Licht von den Augen und der Haut ferngehalten, da dieses Licht einen hohen Anteil von UV-Strahlen enthält. Es könnte eine längere Bestrahlung der Augen und der Haut zu Schädigungen führen. Darum sollte man auch nicht länger als nötig mit dem Gerät arbeiten.

Tabelle 1. Zur Eichung des Drehzahlmessers (4-Zylinder-Motor)

Frequenz (Hz)	Umdreh./min.	Strom (mA)
33,3	1000	0,167
66,6	2000	0,333
100	3000	0,5
133,3	4000	0,667
166,6	5000	0,83
200	6000	1,0

Tabelle 2. Im Mustergerät verwendete Spezialteile

Dioden:	EM 513 (ITT) Bax 13 u. BZY 88 C6V8 (Valvo)
Transistor:	BCY 56 (Siemens)
Blitzröhre:	Völkner, Braunschweig
Transformator:	Völkner, Braunschweig

Siegfried Wirsum

Vibrator für Musikverstärker

Die in diesem Beitrag beschriebene Schaltung (Bild) ist so ausgelegt, daß sie sich problemlos in Verstärker-Mischpultschaltungen zwischen Vorverstärker und Ausgangsverstärker einbauen läßt. Die Gesamtverstärkung ist ungefähr 1. Der Vibrator besteht aus einem astabilen Multivibrator mit kontinuierlich einstellbarer Taktfrequenz und Taktverhältnis zum Erzielen zusätzlicher Toneffekte. Die Taktfrequenz ist mit Hilfe des Potentiometers zwischen etwa 2 Hz...15 Hz regelbar. Andere Taktfrequenzen können durch Vergrößerung oder Verkleinerung von C 1 und C 2, die stets gleich sein müssen, erreicht werden.

Bei gleichen Ausgangs-Taktverhältnissen zwischen Dunkel- und Leuchtdauer des im Koppelelement integrierten Lämpchens La befindet sich der Schleifer des Potentiometers P 1 in Mittelstellung. Ist eine optische Vibratoranzeige erwünscht, so kann der einstellbare Ausgleichs-Widerstand R 2 durch ein weiteres Lämpchen (10 V/0,06 A), das an der Frontplatte anzuordnen ist, ersetzt werden. Das Anzeigelämpchen leuchtet dann im Rhythmus der gewählten Vibratorfrequenz und Taktverhältnis auf. Ebenso leuchtet und erlischt das im Koppelelement KE mit dem Fotowiderstand LDR 03 optisch-gekoppelte Lämpchen wobei dieser seinen Widerstand entsprechend stark verändert. Dadurch variiert entsprechend die Nf-Mittenspannung an Punkt 3 des durch den Fotowiderstand LDR 03 und P 2 sowie R 10 gebildeten Spannungsteilers. Mit Hilfe von P 2 kann die Vibratorintensität bzw. Modulationstiefe (Vibratorhub) kontinuierlich bis zu etwa 70 % der Nf-Amplitude eingestellt werden. Befindet sich der Schleifer des Potentiometers von P 2 in Stellung L, wird der Fotowiderstand LDR 03 kurzgeschlossen, so daß das volle Nf-Signal „vibratorlos" dem Transistor T 3 zugeführt wird. Dieser verstärkt die durch den Spannungsteiler verursachten Pegelverluste, so daß am Ausgang (U_{A1}) das Eingangssignal ungeschwächt abgenommen werden kann.

Demgegenüber kann an Ausgang U_{A2} das Signal niederohmig abgenommen werden, jedoch aber nicht mit dem vollen Eingangspegel. Dieser niederohmige Ausgang hat große Anpassungs- und Aufbauvorteile, so daß die Verwendung des niederohmigen Ausgangs des Vibrators überall dort anzuraten ist, wo die geringe Signaldämpfung leicht wieder durch die nachgeschaltete Verstärkung ausgeglichen werden kann. Die Durchgangsdämpfung bei Verwendung des niederohmigen Ausgangs liegt bei etwa 20 % vom Eingangssignal.

Eingangsseitig ist das Vibratormodul mit einer FET-Impedanzwandlerstufe bestückt, so daß eine rückwirkungsfreie Ankopplung auch an hochohmige Tonspannungspunkte innerhalb eines Mischpultes bzw. Verstärkers erfolgen kann (Trennstufe).

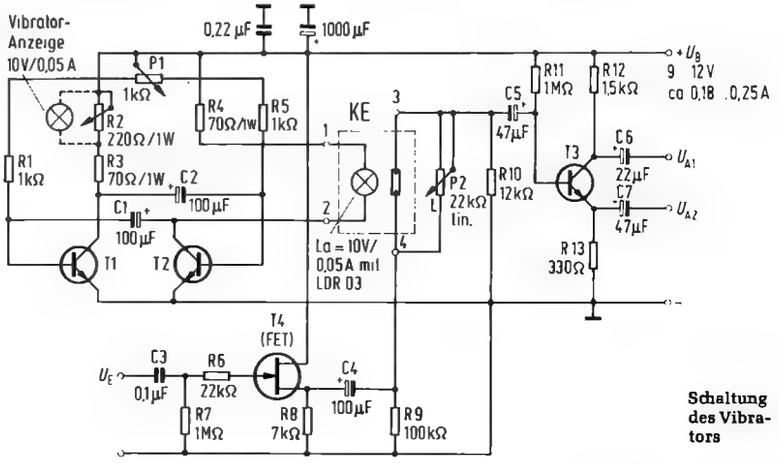
Betriebshinweise

$u_{E\,max}$ 770 mV bei R_L = 2000 Ω an U_{A1}
Übertragungsbereich 30 Hz...20 kHz ± 1 dB

Bauteilehinweise

T 1, T 2 = 2 N 40360 bzw. BSY 53
T 4 = BC 107 B
T 3 = BF 244 A bzw. 2 N 4304.

Als Koppelelement wurde ein Skalenlämpchen 10 V/0,05 A mit einem Fotowiderstand LDR 03 (Valvo) in einem kleinen abgedunkelten Plastikmodulgehäuse untergebracht. Da es heute bereits sehr preisgünstige komplette Koppelelemente mit Leuchtdioden gibt, können diese unter Berücksichtigung ihrer Anschlußdaten verwendet werden. Bei Verwendung derartiger Koppelelemente ist der Strombedarf geringer, und man kann weitere Toneffekte bei größerer Modulationsfrequenz des Multivibrators erreichen, indem man beispielsweise C 1 und C 2 umschaltbar macht.



Schaltung des Vibrators

Günter Krauss

Gitarrenverstärker mit 120 W

Das Hauptproblem beim Selbstbau von Gitarrenverstärkern liegt weniger in der Erzeugung hoher Ausgangsleistung (leistungsfähige Endstufen sind preiswert im Handel erhältlich) als in der Erzeugung des „professionellen" Sounds. Im folgenden wird ein Verstärker beschrieben, dessen Vorverstärker so ausgelegt wurde, daß die Klangcharakteristik den Wünschen des Gitarristen entsprechend leicht abgeändert werden kann. Um den Nachbau zu vereinfachen, wurden handelsübliche Endstufen verwendet. Vorverstärker und Stromversorgung sind teilweise mit integrierten Schaltungen bestückt. Der Verstärker wurde in mehreren Varianten nachgebaut; er hat sich in der Praxis gut bewährt.

Bild 1 zeigt die Blockschaltung des Verstärkers. Endstufen und Vorstufe werden aus getrennten Stromversorgungen betrieben, um Verkopplungen über die Versorgungsleitungen zu vermeiden. Auf die Vorstufe mit einstellbarer Spannungsverstärkung folgt ein aktiver Bandpaß, dessen Dimensionierung die Klangcharakteristik des Verstärkers bestimmt. Um den Verstärker auch für die Übertragung von Schallplatten usw. nutzen zu können, kann dieses Filter abgeschaltet werden. Hinter dem Klangeinsteller wird das Hallsignal dem Original zugemischt. Am Ausgang des Lautstärkeeinstellers steht das Gitarrensignal zum Steuern der Leistungsendstufen zur Verfügung.

Die Schaltung

Der Verstärkerarray CA 3052 von RCA enthält vier voneinander unabhängige Wechselspannungsverstärker auf einem Chip. Die Verstärker arbeiten mit unsymmetrischer Stromversorgung. Da die Ein- bzw. Ausgänge der Verstärker spannungsführend sind, müssen sie durch Kondensatoren von der übrigen Schaltung galvanisch getrennt werden. Aus *Bild 2* ist die Anschlußbelegung des 16poligen Dual-in-Line-Gehäuses ersichtlich.

Vorverstärker

Bild 3 a zeigt die Gesamtschaltung des Vorverstärkers. Alle Einstellelemente, mit Ausnahme der Klangeinsteller, befinden sich im Rückkopplungszweig des jeweiligen Einzelverstärkers. Hierdurch wird die Übertragungseigenschaft des Vorverstärkers weitgehend unabhängig von Verstärkungsschwankungen des aktiven Elements [1, 2]. *Bild 3 b* zeigt den Musteraufbau.

Der Verstärker A 2 dient zur Vorverstärkung und Impedanzwandlung. Die antiparallel geschalteten Dioden D 1/D 2 und D 3/D 4 schützen den Vorverstärker vor Überspannungen am Eingang. Da Gitarren verschiedener Hersteller recht unterschiedliche Ausgangsspannungen liefern, läßt sich die Spannungsverstärkung der Vorstufe mittels P 1 in weiten Grenzen variieren. Vom Ausgang der Vorstufe wird das Steuersignal für ein Hallgerät abgenommen und mit P 2 auf den gewünschten Pegel eingestellt.

Der „Sound" des Verstärkers wird wesentlich durch die Dimensionierung des aktiven Filters bestimmt. In *Tabelle 1* sind verschiedene Dimensionierungen angegeben. Mit P 3 wird die innere Verstärkung von A 1 so eingestellt, daß das Filter nicht schwingt. Das Gitarrenfilter kann mittels S 1 umgangen werden.

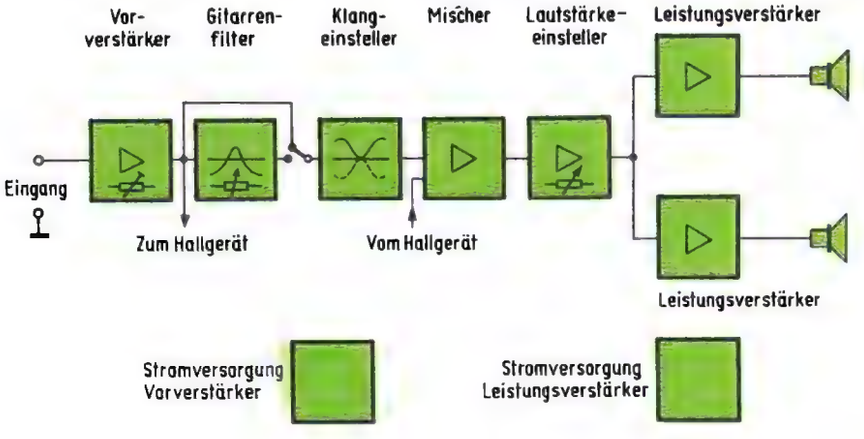
Im Klangeinstellnetzwerk (P 4, P 5) sollten unbedingt Potentiometer mit logarithmischer Kennlinie verwendet werden, da sonst der Einstellbereich auf ein kurzes Stück am Anschlag des jeweiligen Potentiometers zusammengedrängt ist.

Das im Klangeinstellnetzwerk gedämpfte Signal wird in A 3 verstärkt und mit dem verhallten Signal gemischt. Der Verstärker A 4 dient zur Lautstärkeeinstellung. Diese etwas aufwendige Lö-

Tabelle 1. Dimensionierung des aktiven Filters

C 1	C_0	Klangcharakteristik
4,7 nF	1 nF	weich
10 nF	2,2 nF	
22 nF	4,7 nF	
47 nF	10 nF	hart

Allgemein muß gelten: $C_1 \approx 5\,C_0$



◀ Bild 1. Blockschaltung des Gitarrenverstärkers

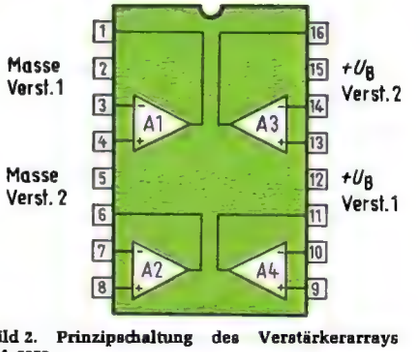


Bild 2. Prinzipschaltung des Verstärkerarrays CA 3052

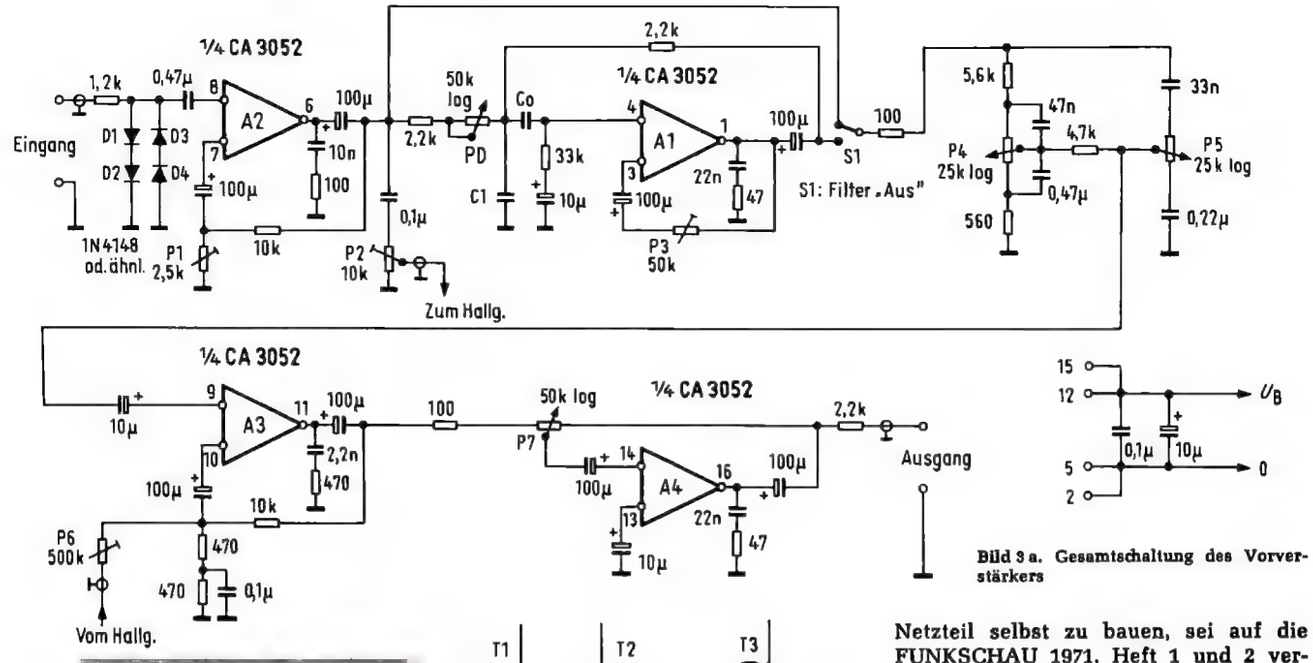


Bild 3 a. Gesamtschaltung des Vorverstärkers

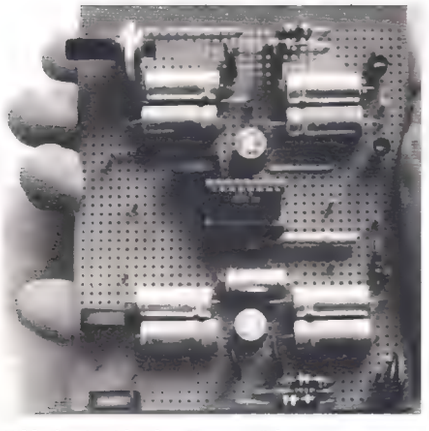


Bild 3 b. Ansicht des Vorverstärkers

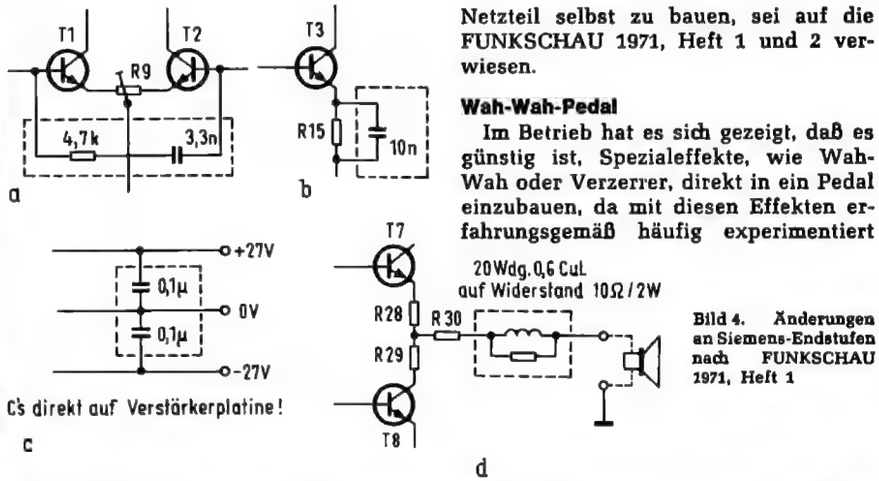


Bild 4. Änderungen an Siemens-Endstufen nach FUNKSCHAU 1971, Heft 1

sung hat den Vorteil, daß die Endstufen aus einer Quelle näherungsweise konstanten Innenwiderstands gespeist werden. Als Lautstärkeeinsteller müßte eigentlich ein Potentiometer mit negativ logarithmischer Charakteristik verwendet werden. Da derartige Potentiometer im Handel kaum erhältlich sind, muß man in Kauf nehmen, daß die Einstellung entgegen dem Uhrzeigersinn verläuft.

Endverstärker

Als Leistungsverstärker wurden Endstufen nach dem Siemens-Schaltungsvorschlag aus der FUNKSCHAU 1971, Heft 1, Seite 13, und Heft 2, Seite 51, verwendet. Wir hatten anfangs ständig Ärger mit schwingenden Endstufen, insbesondere dann, wenn relativ lange Lautsprecherleitungen verwendet wurden.

Im Mustergerät verwendete Spezialteile

CA 3052	Radio Rim, München
SG 723 CN	Neumüller, München
60-W-Endstufen	Grigelat, Rückersdorf
Netzteil dafür	Grigelat, Rückersdorf

Die in *Bild 4* dargestellten Schaltungsänderungen beseitigten sämtliche Schwierigkeiten. Einzelheiten über die verwendeten Kompensationsmaßnahmen sind insbesondere in [1] zu finden. Bei fertigverdrahteten Endstufen sollte man auch Ruhestrom- und Offseteinstellung nachmessen und gegebenenfalls korrigieren.

Stromversorgung des Vorverstärkers

Die Vorteile gegengekoppelter Operationsverstärker kommen nur mit Stromversorgungen niedrigen Innenwiderstandes voll zur Geltung. Aus diesem Grunde wurde ein integrierter Spannungsregler vom Typ SG 723 verwendet. Der Längsregeltransistor 2N3055 kann ohne zusätzliches Kühlblech montiert werden *(Bild 5 a)*. R_B dient zur Begrenzung des Ausgangsstromes, P_u zur Feineinstellung der Ausgangsspannung. Die Höhe der Eingangsspannung ist unkritisch; sie darf zwischen 17 V und 35 V schwanken. Die Schaltung ist aus *Bild 5 b* zu ersehen.

Der Netzteil für die Endstufen ist im Handel erhältlich. Wer beabsichtigt, das Netzteil selbst zu bauen, sei auf die FUNKSCHAU 1971, Heft 1 und 2 verwiesen.

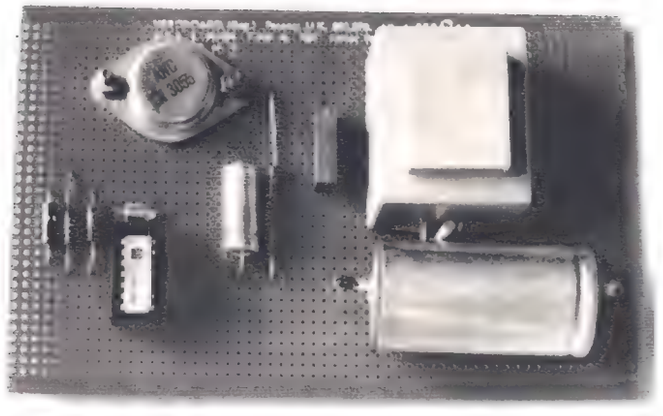
Wah-Wah-Pedal

Im Betrieb hat es sich gezeigt, daß es günstig ist, Spezialeffekte, wie Wah-Wah oder Verzerrer, direkt in ein Pedal einzubauen, da mit diesen Effekten erfahrungsgemäß häufig experimentiert wird. Die Klangcharakteristik des Wah-Wah nach *Bild 6* kann durch Vergrößerung bzw. Verkleinerung der Kondensatoren C_W verändert werden. Der Stromverbrauch der Schaltung ist kleiner als 1 mA, so daß eine 9-V-Transistorbatterie beinahe „ewig" hält. Wie das Wah-Wah-Pedal mechanisch aufgebaut wird, hängt davon ab, welche Materialien dem Erbauer zur Verfügung stehen. Falls das Gerät durch die Gitarre übersteuert wird, ist der Längswiderstand (R_L) am Eingang zu vergrößern.

Mechanischer und elektrischer Aufbau

Der gesamte Vorverstärker wurde auf einer Veroboardplatte montiert. Werden sämtliche Einstellelemente in der Nähe der IS angebracht, so müssen lediglich die Eingangs- und Ausgangsleitungen abgeschirmt verlegt werden.

Die integrierten Schaltungen werden von Fassungen gehalten, damit bei Defekten die betreffende IS leicht auszuwechseln ist. Im großen und ganzen ist der Aufbau unkritisch; es hat sich aber gezeigt, daß die Kondensatoren zur Ab-



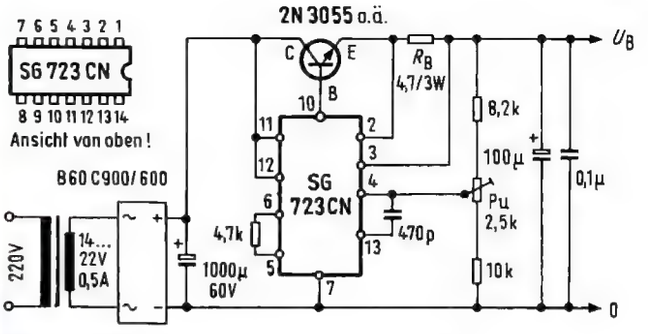


Bild 5 b. Stromversorgungsteil für den Vorverstärker

◀ **Bild 5 a. Ansicht des Stromversorgungsteiles für den Vorverstärker**

blockung der Stromversorgung direkt an der IS-Fassung angeordnet sein sollten. Dies gilt auch für die Kompensationsglieder an den Verstärkerausgängen.

Mit Ausnahme der Eingangsbuchse müssen sämtliche Anschlußbuchsen (insbesondere auch die Lautsprecherausgänge!) vom Gehäuse vollkommen isoliert befestigt werden, damit keine Brummschleifen auftreten. Sollte die 0-V-Leitung der Endstufenstromversorgung mit dem Transformatorgehäuse verbunden sein, so ist diese Verbindung aufzutrennen. Die Massepunkte der Baugruppen werden nach *Bild 7* verbunden. Vor der Verlegung der Masseverbindungen überzeuge man sich mit einem Ohmmeter davon, daß keinerlei zufällige Verbindungen zwischen den Masseanschlüssen von Vorverstärker, Endverstärkern, Stromversorgungen und Gehäuse bestehen.

Wird bei der Verlegung der Masseleitungen nicht mit größter Sorgfalt vorgegangen, so können unkontrollierbare Verkopplungen auftreten, die bei großen Lautstärken zum „Blubbern" oder, was noch unangenehmer ist, zu hochfrequenten Schwingungen des gesamten Verstärkers führen.

Inbetriebnahme und Abgleich

Vor Einsetzen des Bausteins CA 3052 wird mittels P_U die Ausgangsspannung der Stromversorgung für den Vorverstärker auf 13 V eingestellt. Außer den Kontakten 13 und 15 darf kein Sockelanschluß spannungsführend sein. Nachdem man den Verstärker wieder vom Netz getrennt hat, kann man den Baustein CA 3052 in die Schaltung einsetzen. An den Anschlüssen der IS müssen nach erneuten Einschalten die Spannungen zu messen sein, die in *Tabelle 2* aufgeführt sind. Wird an einem der Anschlüsse eine wesentlich abweichende Spannung gemessen, so sind entweder irgendwelche Elektrolytkondensatoren der externen Beschaltung des jeweiligen Verstärkers falsch gepolt, oder aber ein Elektrolytkondensator hat einen unzulässig hohen Reststrom. Wurden keine Schaltfehler gemacht, so muß der Verstärker auf Anhieb arbeiten.

Die Gitarre wird eingesteckt und bei ausgeschaltetem Gitarrenfilter P_1 so eingestellt, daß das Gitarrensignal noch unverzerrt zu hören ist. Anschließend schaltet man das Gitarrenfilter ein und stellt P_D auf maximalen Widerstandswert ein. Das Potentiometer P 3 wird nun so verstellt, daß das Signal unverzerrt hörbar ist.

Anschließend wird ein Hallgerät (falls vorhanden) angeschlossen. Den Eingangspegel für das Hallgerät stellt man mit P 2, den Ausgangspegel (bei Mittelstellung des Hallstärkeeinstellers am Hallgerät) mit P 6 auf den gewünschten Wert. Der Grad der Verhallung läßt sich dann beim Betrieb vom Hallgerät aus festlegen.

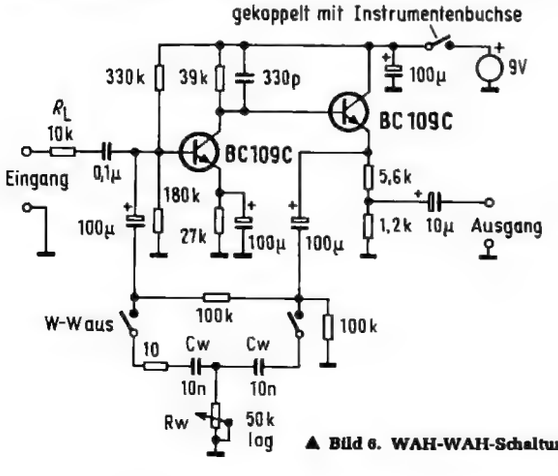
Zum Verlöten der Schaltung sollte nur spezielles Radiolot (Fluitin od. ä.) verwendet werden. Falls kein Feinlötkolben mit Netztrenntransformator zur Verfügung steht, darf am fertigen Gerät nur mit vom Netz getrennten Lötkolben gearbeitet werden, da der Baustein CA 3052 äußerst empfindlich gegen Überschreitung der zulässigen Spannungswerte ist. Auch sollte man die integrierten Schaltungen erst einige Zeit nach dem Abschalten aus ihren Sockeln entfernen und nie bei eingeschalteter Versorgungsspannung einstecken. Zum Abschluß der Verdrahtungsarbeiten reinigt man die Platinen mit Tri und versiegelt die Leiterbahnseite mit lötfähigem Plastiklack.

Literatur

[1] *Gottwald, Gloger:* Verstärkerschaltungen. Vorlesung TU München WS 70/71.
[2] *Tietze, Schenk:* Halbleiterschaltungstechnik.

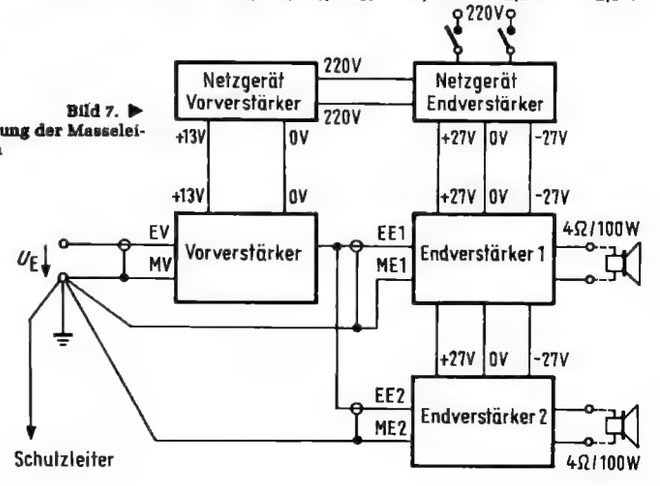
Tabelle 2. Spannungen an der integrierten Schaltung CA 3052

	Min.	Typ.	Max.
U_1, U_6, U_{11}, U_{16}	6,1 V	6,9 V	8,5 V
U_3, U_7, U_{10}, U_{14}	1,7 V	2,0 V	2,4 V
U_4, U_8, U_9, U_{13}	2,2 V	2,5 V	2,9 V



▲ **Bild 6. WAH-WAH-Schaltung**

Bild 7. ▶ Verlegung der Masseleitungen



Gerhard O. W. Fischer

Nf-Frequenzmesser von 10 Hz bis 100 kHz

Mit dem hier beschriebenen Frequenzmesser können Frequenzen im Niederfrequenzbereich von 10 Hz bis 100 kHz gemessen werden. Die Anzeige erfolgt direkt auf einem linear anzeigenden Drehspulinstrument (Milliamperemeter) mit 1 mA Vollausschlag. Es sind vier Bereiche vorgesehen, damit eine gute und genaue Ablesegenauigkeit erreicht wird. Die Umschaltung erfolgt durch einen Stufenschalter mit 2 × 4 Kontakten.

Bereich 1: 10 Hz bis 100 Hz
Bereich 2: 100 Hz bis 1000 Hz
Bereich 3: 1 kHz bis 10 kHz
Bereich 4: 10 kHz bis 100 kHz

Das Gerät arbeitet bei Eingangsspannungen von 0,5 V bis 10 V einwandfrei, wobei es gleichgültig ist, ob es sich um Sinus- oder Rechteckspannungen handelt. Ein eigener kleiner Netzteil versorgt das Gerät mit der nötigen Betriebsspannung von 12 V. Der Stromverbrauch ist sehr gering (≈ 25 mA), so daß es auch möglich ist, den Frequenzmesser aus Batterien zu speisen. Die Bauteile des Netzteils können in diesem Fall eingespart werden. Die Betriebsspannung wird durch die Z-Diode Z stabilisiert.

Schaltung

An die Eingangsbuchsen a 1 und a 2 wird die zu messende Frequenz angelegt *(Bild 1)*. Sie gelangt über eine Impedanzwandlerkette T 1/T 2 an eine Verstärkerstufe T 3. Das so verstärkte Eingangssignal wird durch die Diode D 1 gleichgerichtet, so daß an die Basis des Transistors T 4 nur positive Impulse gelangen können. Ein Schmitt-Trigger T 4/T 5 formt die Impulse in eine Rechteckspannung um, die Ausgangsspannung bleibt dadurch gleich groß und ist nicht von der Triggeramplitude abhängig. Die am Kollektor von T 5 stehende Rechteckspannung wird über den Kondensator C 3 differenziert, also in positive und negative Nadelimpulse umgewandelt.

Der monostabiler Multivibrator T 6/T 7 arbeitet als Frequenzmesser. Im Ruhestand, also wenn am Zähler keine Triggerimpulse anliegen, ist der Transistor T 6 leitend und T 7 gesperrt. Am Instrument M ist daher auch kein Zeigerausschlag zu beobachten. Erst wenn Triggerimpulse auf die Diode D 2 treffen, wird der Transistor T 6 gesperrt und T 7 leitend, da von der Diode D 2 nur negative Spannungen durchgelassen werden. Über den Widerstand R 14 ist die Diode D 2 jetzt gesperrt und die Schaltung befindet sich im metastabilen Zustand, bis die Aufladung der Kondensatoren C 6, C 7, C 8 oder C 9 über die jeweiligen Widerstände R 21, R 22, R 23 und R 24 erfolgt ist. Dann kippt die Schaltung wieder in die Ausgangslage zurück. Das über den Vorwiderstand R 20 im Kollektorkreis von T 7 liegende Milliamperemeter zeigt den mittleren Strom an.

Die Zeitdauer und die Größe des vom Schmitt-Trigger T 4/T 5 erzeugten Impulses ist konstant und unabhängig von der absoluten Frequenz. Vom Anzeigeinstrument wird der Strom proportional der zu messenden Frequenz angezeigt.

Die Eichung

Hierfür schließt man einen Tongenerator an den Eingangsbuchsen a 1 und a 2 an. Die Nf-Eingangsspannung soll etwa 1 V betragen. Der Bereichsschalter S 1 des Frequenzmessers wird auf Stellung 1 geschaltet, und am Tongenerator wird eine Frequenz von 50 Hz eingestellt. Der Einstellregler R 21 ist soweit zu verdrehen, bis das Anzeigeinstrument einen Strom von 0,5 mA anzeigt. Damit ist die Eichung des Bereichs 1 beendet, da die Anzeige aller anderen Frequenzen von 10...100 Hz linear erfolgt. Eine Frequenz von 20 Hz wird z. B. als ein Strom von 0,2 mA, eine von 80 Hz von 0,8 mA angezeigt. Die Eichung der anderen drei Bereiche erfolgt in ähnlicher Weise. Der Bereichsschalter wird auf Stellung 2 geschaltet, und am Tongenerator ist eine Frequenz von 500 Hz einzustellen. Der Einsteller R 22 wird solange verdreht, bis wieder ein Strom von 0,5 mA fließt.

Es folgt der Abgleich von Bereich 3 in Schalterstellung 3. Eine Frequenz von 5000 Hz wird an den Eingang gelegt und der Einsteller R 23 wird auf 0,5 mA verdreht. Bei Bereich 4 erfolgt der Abgleich

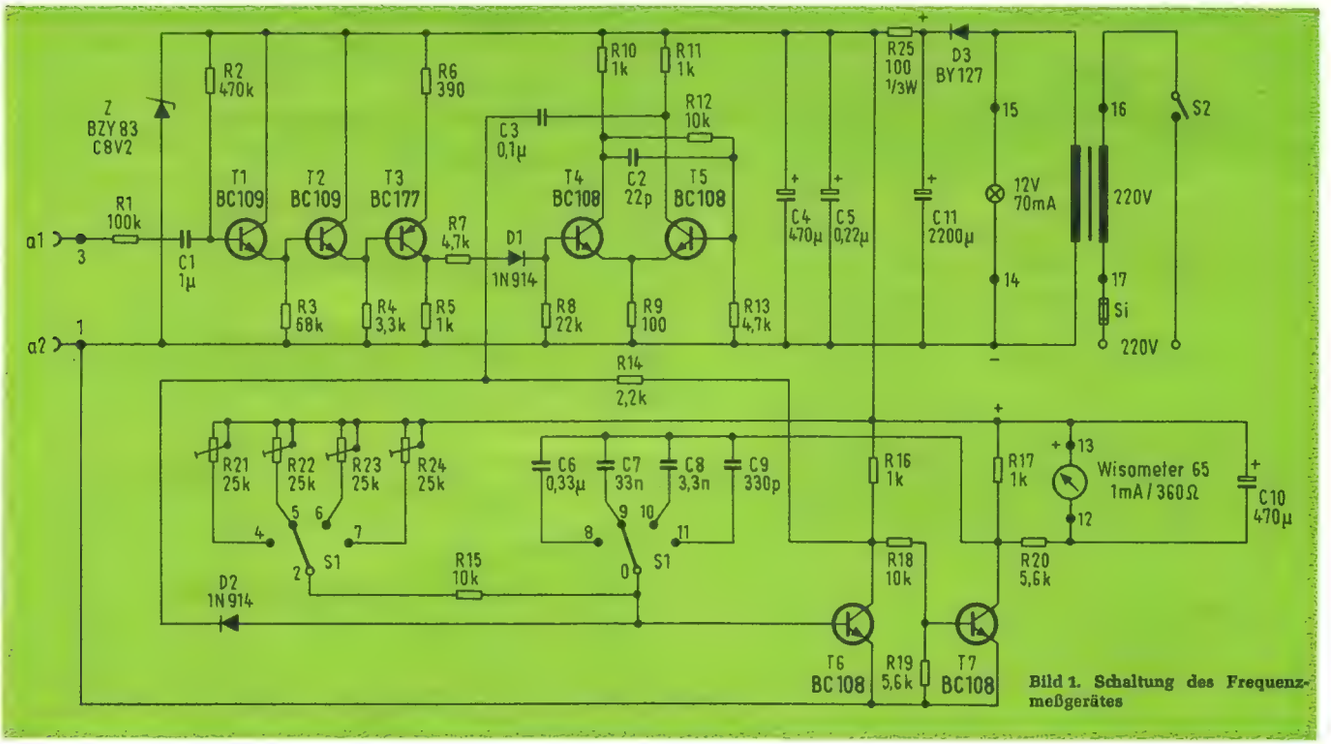
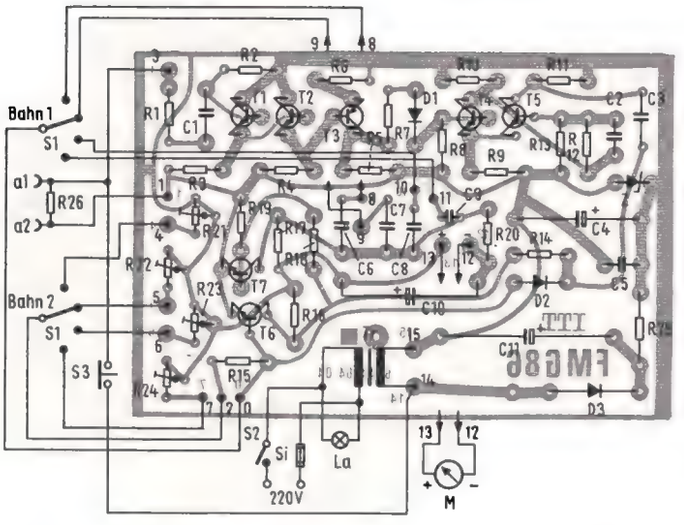


Bild 1. Schaltung des Frequenzmeßgerätes



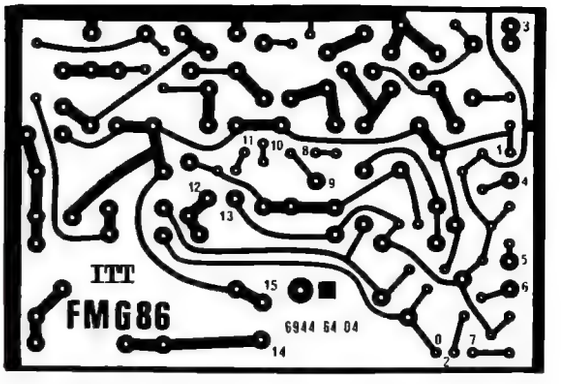
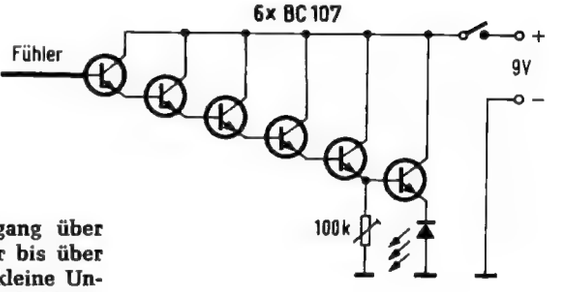


Bild 2. Platine und Bestückungsplan. Ein Bausatz ist bei ITT Schaub-Lorenz, Abt. Lehr- und Hobbykits erhältlich

Bild 3. Außenansicht des Mustergerätes

Schaltung des elektronischen Elektroskops



durch eine Frequenz von 50 kHz. R 24 wird auf 0,5 mA eingestellt.

Damit ist der Frequenzmesser fertig. Beim Umgang mit ihm sollte man es sich angewöhnen, stets zuerst den Bereich 4 einzuschalten, wenn unbekannte Frequenzen gemessen werden sollen. Ist nämlich z. B. gerade der Bereich 2 eingeschaltet (100...1000 Hz) und liegt die zu messende Frequenz am Eingang über 1000 Hz, so schlägt der Zeiger bis über den Anschlag aus. An diese kleine Unbequemlichkeit wird man sich bald gewöhnt haben. Dafür ist der Aufbau des Gerätes unkompliziert und mit verhältnismäßig wenigen Bauteilen durchzuführen.

Alle elektronischen Bauteile, auch die des Netzteils, werden auf einer Platine aufgebaut *(Bild 2)*. Das Gerät wird in ein Teko-Gehäuse 4/B eingebaut *(Bild 3)*. An mechanischen Arbeiten sind lediglich die Löcher für die Bedienungsorgane und der Ausschnitt für das Meßinstrument in die Alufrontplatte des Teko-Gehäuses einzuarbeiten. (I 116)

Christian Rockrohr

Elektronisches Elektroskop

Ein Elektroskop dient zur Anzeige von elektrischen Ladungen. Den meisten dürfte dieses Gerät aus dem Physikunterricht der Schule als größerer Glaskolben mit zwei eingeführten Staniolstreifen in Erinnerung geblieben sein. Diese zwei Staniolstreifen spreizen sich voneinander ab oder ziehen sich gegenseitig an, je nach angebrachter positiver oder negativer Ladung.

Solch ein Ladungsindikator läßt sich äußerst einfach elektronisch aufbauen, und das Anwendungsgebiet ist weitreichend. Abgesehen davon, daß man alle möglichen Gegenstände auf statische Ladungen untersuchen kann, lassen sich elektrische Leitungen unter Putz verfolgen und sogar Gewittertendenzen frühzeitig erkennen. Die hohe Verstärkung von 10^{12}fach machts möglich.

Die Schaltung des Gerätes zeigt das *Bild*. In der Hauptsache besteht es aus einer Darlington-Schaltung, in der sechs Transistoren verknüpft sind. Dadurch erhält man die geforderte enorm hohe Verstärkung von etwa 10^{12}. Im Emitterkreis des letzten Transistors liegt eine Lumineszenzdiode, die je nach Ladungsintensität mehr oder weniger hell aufleuchtet. Mit dem Trimmpotentiometer können die Gesamtverstärkung eingestellt und Restströme kompensiert werden. Es läßt sich durch einen Festwiderstand ersetzen. Der Abgleich erfolgt derart, daß die Lumineszenzdiode in einer ladungsfreien Umgebung gerade nicht leuchtet. Da die Schaltung mit npn-Transistoren arbeitet, werden positive Ladungen durch Aufleuchten der Diode bei Annäherung angezeigt. Es können aber auch negative Ladungen angezeigt werden. In diesem Fall leuchtet die Diode bei Entfernung des geladenen Gegenstandes vom Gerät auf, da auf dem Fühler dann eine Umladung gegenüber der vorangegangenen Annäherung entsteht.

Als „Fühler" oder Sensor dient ein etwa 5 cm langer Kupferdraht, der mit der Basis des ersten Transistors verbunden ist. Das Gerät wird mit einer 9-V-Transistorradiobatterie betrieben, wobei eine monatelange Lebensdauer garantiert ist.

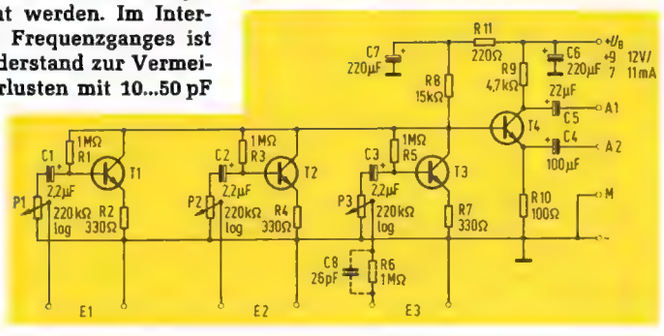
Als Transistoren eignen sich der BC 107 A oder ähnliche Typen. Der Aufbau ist vollkommen unkritisch und erfolgt beim Verfasser auf einer Lochrasterplatte. Ist das Gerät fertig, so nimmt man am besten einen Kamm und lädt ihn durch Reibung auf. Nun muß die Lumineszenzdiode entweder bei Annäherung oder Entfernung des Kammes leuchten, je nach Kammaterial. Ist das der Fall, steht der Suche nach geladenen Gegenständen nichts mehr im Wege. Man wird erstaunt sein, was alles wie geladen ist!

Siegfried Wirsum

Aktives 3-Kanal Kleinmischpult

Das *Bild* zeigt die Schaltung eines sehr vielseitig verwendbaren Kleinmischpultes für drei Tonquellen. Die Eingänge E 1 bis E 3 haben eine Grund-Empfindlichkeit von 5 mV für eine Ausgangsspannung von 0,775 V (A 1) an 10 kΩ. Sämtliche Eingänge sind daher zum Anschluß hochohmiger Mikrofone bzw. niederohmiger Mikrofone mit Übertrager geeignet. Sollen jedoch neben zwei Mikrofonen eine hochpegelige Tonquelle (z. B. Kristall-Plattenspieler) angeschlossen werden, so kann der dafür vorgesehene Mischpulteingang (hier E 3) durch Verwendung eines Serienwiderstandes (R 6 = 1 MΩ) gleichzeitig unempfindlicher und hochohmiger (hier 1 MΩ) gemacht werden. Im Interesse eines linearen Frequenzganges ist der hochohmige Widerstand zur Vermeidung von Höhenverlusten mit 10...50 pF zu kompensieren. Wird die Kombination R 6 / C 8 verwendet, so ist die Empfindlichkeit von E 3 nur 50 mV, während E 1 und E 2 eine Empfindlichkeit von 5 mV besitzen.

Bemerkenswert an dieser Mischpultschaltung ist auch die Ausgangsstufe T 4. Wird eine hohe Ausgangsspannung benötigt (0,775 V), so kann diese am Ausgang A 1 abgenommen werden. Ist jedoch nur eine kleinere Ausgangsspannung von ca. 77 mV erforderlich, so steht diese am Ausgangs-Anschluß A 2 niederohmig zur Verfügung. Der Selbstbau dieses vielseitig verwendbaren Mischpultes ist praktisch problemlos durchführbar.



Schaltung des Kleinmischpultes. Diesen Beitrag haben wir dem RPB-Band 335 „Mischpulte und Moduln" der Reihe electronic-Baubücher entnommen, das im Herbst im Franzis-Verlag erscheint

Bemerkenswert an dieser Mischpultschaltung ist auch die Ausgangsstufe T 4. Wird eine hohe Ausgangsspannung benötigt (0,775 V), so kann diese am Ausgang A 1 abgenommen werden. Ist jedoch nur eine kleinere Ausgangsspannung von ca. 77 mV erforderlich, so steht diese am Ausgangs-Anschluß A 2 niederohmig zur Verfügung. Der Selbstbau dieses vielseitig verwendbaren Mischpultes ist praktisch problemlos durchführbar.

Alfred Hauenstein

Hi-Fi-Mischverstärker mit Klangeinsteller

Der im *Bild* gezeigte Mischverstärker besteht aus der Mischstufe mit drei getrennten Eingängen, einem aktiven Klangeinsteller und einem gehörrichtigen Summenlautstärke-Einsteller. Die Eingangsempfindlichkeit wurde so gewählt, daß der direkte Anschluß der meisten Nf-Signalquellen, wie Rundfunk-, Tonbandgeräte, Entzerrverstärker usw. möglich ist. Zum Anschluß von Magnettonabnehmern und Mikrofonen sind entsprechende Vorverstärker zu verwenden. Für den Anschluß eines Kristalltonabnehmers kann ein zusätzlicher Vorwiderstand von 0,5 MΩ am Eingangseinsteller ausreichen. Die Mischregler am Eingang der Vorstufen bieten den Vorteil, daß nahezu beliebig große Eingangssignale verarbeitet werden können.

Von den Mischstufen, die eine Spannungsverstärkung von 3 aufweisen, wird der aktive Klangeinsteller niederohmig angesteuert. Im nachfolgenden zweistufigen Verstärker erfolgt eine Spannungsverstärkung um den Faktor 5, so das die Nennausgangsspannung 1,5 V beträgt (*Tabelle*). Damit können die meisten Leistungsverstärker ausgesteuert werden.

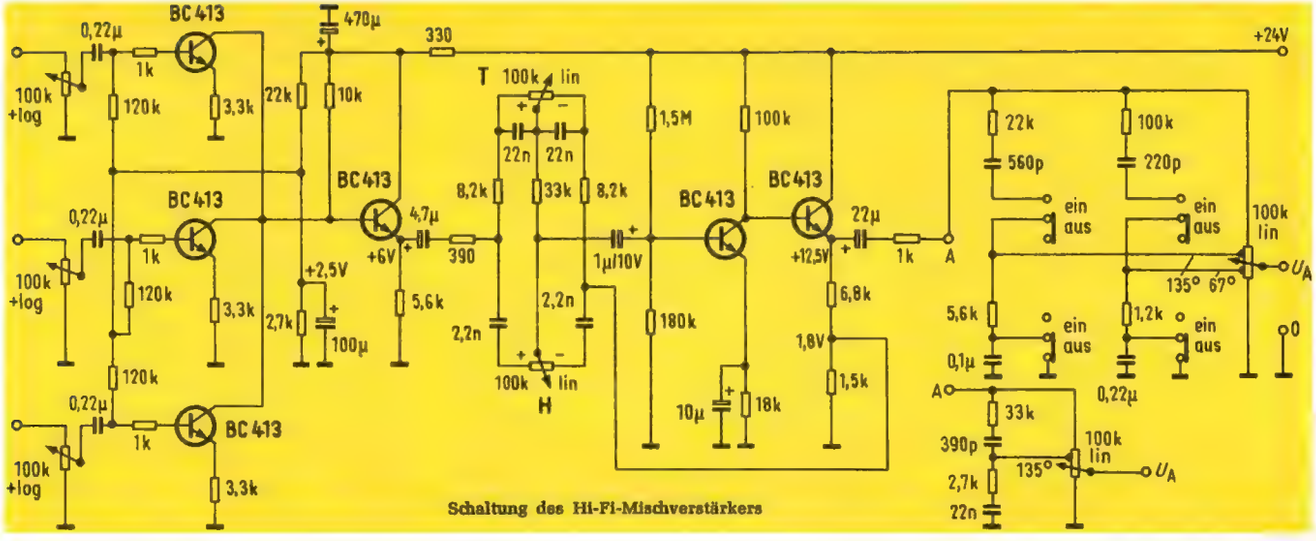
Der Summenlautstärkeeinsteller besitzt eine abschaltbare gehörrichtige Korrektur des Frequenzganges in Abhängigkeit von der Lautstärke. Ersatzweise kann aber auch an Punkt A ein 100-kΩ-Potentiometer verwendet werden, mit einer Anzapfung bei etwa 1/3 bis 1/2 des vollen Wertes für eine einfache gehörrichtige Lautstärkeeinstellung oder ein logarithmisches Potentiometer mit 50 kΩ bis 100 kΩ.

Der Belastungswiderstand am Ausgang des gehörrichtigen Lautstärkeeinstellers sollte > 25 kΩ sein.

Technische Daten

Betriebsspannung:	24 V
Stromaufnahme:	5,5 mA
Nenneingangsspannung:	100 mV
Eingangswiderstand:	50...100 kΩ
Spannungsverstärkung:	15
Nennausgangsspannung:	1,5 V
max. Ausgangsspannung (k = 1 %):	5 V
Klirrfaktor (u_a = 1,5 V, f = 30 Hz...16 kHz):	< 0,3 %
Spannungsfrequenzgang (– 1 dB):	13 Hz...45 kHz
Einstellbereich des Klangeinsteller: Tiefen 50 Hz	+17...–19 dB
Höhen 16 kHz	+18...–18 dB
Ausgangsfremdspannung DIN 45 405:	0,6...1 mV

(Nach Siemens-Halbleiter-Schaltbeispiele 1973)



Schaltung des Hi-Fi-Mischverstärkers

Hans-Henning Arendt

Steuergerät für ein Lichtblitzstroboskop

Möchte man schnelle periodische Vorgänge in Zeitlupe betrachten oder Einzelphasen unabhängig vom Triggereinsatzpunkt herausgreifen (z. B. bei Schwingungsuntersuchungen mit variablen Frequenzen), ist man auf hochwertige Lichtblitzstroboskope angewiesen. Das nachfolgend beschriebene Gerät ermöglicht, selbst vor einfache Stroboskope geschaltet, in der Frequenz variable Zeitlupeneffekte und Phasenverschiebungen bis 360°. Ein Frequenzteiler verhindert Überlastungen der Blitzlampe bei hohen Blitzfrequenzen. Die Untersuchungen zu dem Gerät wurden im Institut für Grundlagen der Elektrotechnik und elektrischen Meßtechnik der TU Hannover durchgeführt.

Das Eingangssignal gelangt über den Eingangsteiler auf den Schmitt-Trigger *(Bild 1)*. Dieser steuert, wahlweise mit der Vorder- bzw. Rückflanke, eine bistabile Kippstufe an. Die bistabile Kippstufe startet einen Sägezahn, der sie nach 2 ms wieder zurücksetzt. Damit wird eine Teilung für Frequenzen über 500 Hz erreicht. Die Kippstufe schaltet auch den Signalsägezahngenerator, der einen der Eingangsfrequenz proportionalen Sägezahn konstanter Amplitude erzeugt. Der Zeitlupensägezahngenerator ist in seinen Frequenz von 0,5...2 Hz einstellbar. Komparator 6 vergleicht den Signalsägezahn mit dem Zeitlupensägezahn bzw. einer variablen Spannung U_V und gibt bei Koinzidenz ein Ausgangssignal. In einer monostabilen Kippstufe wird ein definiertes Ausgangssignal erzeugt.

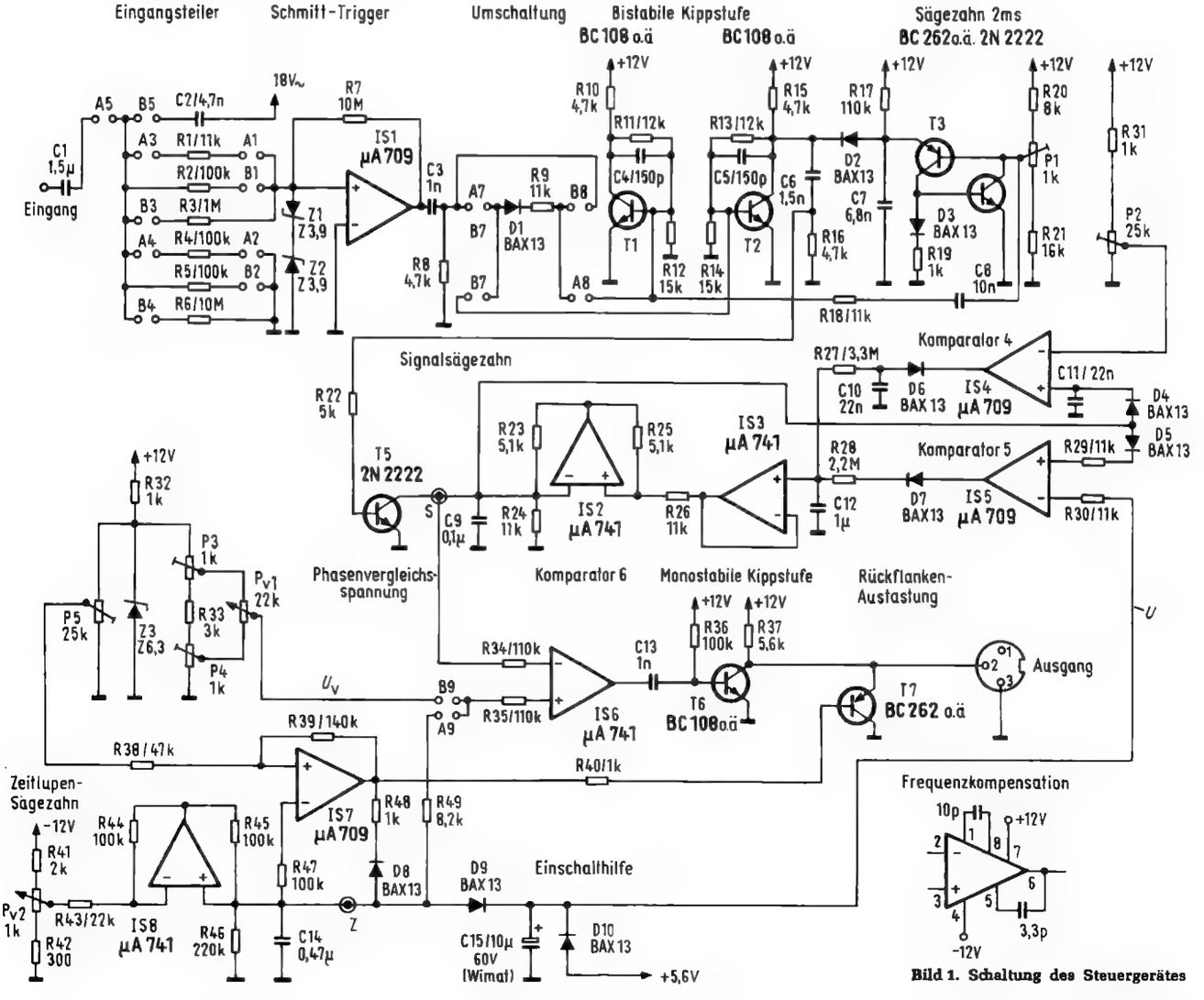


Bild 1. Schaltung des Steuergerätes

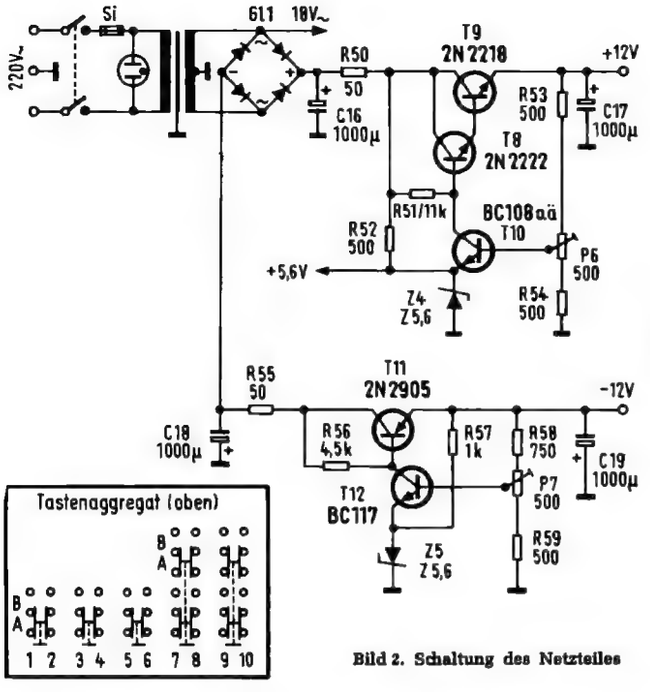


Bild 2. Schaltung des Netzteiles

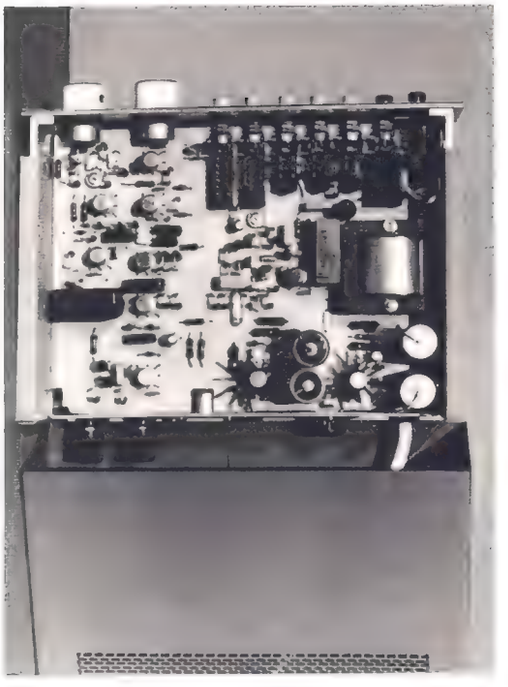


Bild 5. ▶ Der Rahmen, aus dem Gehäuse gezogen

Die Schaltung

Eingangssignalaufbereitung

C 1 trennt galvanisch und symmetriert mit R 4 das Eingangssignal. R 1 ist der Vorwiderstand für den Schmitt-Trigger IS-1 und dient als Strombegrenzung für die Schutzdioden Z 1, Z 2. – Die Eingangsteilung ist 1:10 mit R 2, R 5; 1:100 mit R 3, R 6.

Über C 2 kann netzsynchron getriggert werden. An dem RC-Glied C 3/R 8 wird das Ausgangssignal von IS 1 differenziert und über B 7 B 8 der negative, über A 7 A 8 der positive Impuls ausgekoppelt. Die Ansteuerung der bistabilen Kippstufe T 1, T 2 erfolgt mit dem positiven Impuls an die Basis von T 1 (negativ an T 2). Der Transistor T 1 wird damit leitend. Sperrt der Transistor T 2, wird der Kondensator C 7 über R 17 aufgeladen. Ist die an P 1 eingestellte Spannung erreicht, schaltet die Kombination T 3, T 4, D 3, R 19, eine unijunktiontransistorähnliche Anordnung durch. Dabei bricht kurzzeitig die Spannung an P 1 zusammen. Dieser Pegelsprung, über C 8 ausgekoppelt, gelangt über den Widerstand R 18 an die Basis des Transistors T 1. T 2 schaltet durch und sperrt über die Diode D 2 den Sägezahngenerator. Erst jetzt kann ein neuer Impuls die Anordnung wieder starten.

Bild 4. Das zusammengebaute Mustergerät von außen

Signalsägezahn

An C 6/R 16 wird der Umschaltsprung von Transistor T 2 differenziert und über R 22 dem Transistor T 5 zugeführt. Er entlädt den Kondensator C 9. Ohne Impuls sperrt der Transistor T 5 über R 22, R 16. Die IS 2, mit den Widerständen R 23, R 24, R 25, R 26 beschaltet, stellt eine Stromquelle dar und lädt den Kondensator C 9 mit einem der Spannung am Kondensator C 12 proportionalen Strom auf.

Die IS 3 arbeitet als Spannungsfolger. Der Basisstrom des Eingangstransistors dieser IS lädt den Kondensator C 12 negativ auf. Überschreitet die Sägezahnspannung, vermindert um die Schleusenspannung von D 5, die Spannung U, so steht am Ausgang der IS 5 ein positives Signal, das den Kondensator C 12 über D 7, R 28 entlädt. Die Rückflanke des Sägezahns beendet die Entladung. Der Signalsägezahn lädt auch den Kondensator C 11 über die Diode D 4 auf. Unterschreitet die Spannung an C 11 die am Potentiometer P 2 eingestellte Schwellspannung, so wird der Ausgang der IS 4 negativ und lädt den Kondensator C 12 über D 6, R 27 nach. Der Kondensator C 10 verhindert ein Überschwingen.

Ausgangssignalerzeugung

Die Beschaltung der IS 8 mit R 43, R 44, R 45, R 46 stellt eine Stromquelle dar, deren Strom proportional der am Potentiometer P_{v2} abgegriffenen Spannung veränderlich ist. IS 7 arbeitet als Schmitt-Trigger mit etwa 6 V Hysterese. Übersteigt die Spannung an C 14 die obere Schwellspannung, wird der Ausgang von IS 7 negativ und entlädt den Kondensator C 14 über R 48, D 8, bis bei Unterschreiten der unteren Schwellspannung IS 7 wieder umschaltet. Der Kondensator C 14 wird von IS 8 erneut geladen. Mit dem Potentiometer P 5 kann man das Triggerniveau dem Signalsägezahn anpassen.

Der Zeitlupensägezahn lädt C 15 über die Diode D 9 auf den Spitzenwert, vermindert um die Schleusenspannung von D 9, auf. Diese Spannung U ist die Referenzspannung für den Signalsägezahn.

Zur schnellen Ladung nach dem Einschalten dient die Diode D 10. Die Phasenvergleichsspannung U_V wird an P_{V1} abgenommen und mittels P 3, P 4 dem Signalsägezahn angepaßt. Die als Komparator geschaltete IS 6 vergleicht den Signalsägezahn mit dem Zeitlupensägezahn bzw. der Phasenvergleichsspannung. Bei Überschreiten wird der Ausgang der IS 6 negativ. Die folgende halbe monostabile Kippstufe liefert einen Impuls von 0,07 ms Dauer. Damit die Rückflanke des Zeitlupensägezahns kein zusätzliches störendes Ausgangssignal herstellt, wird der Ausgang des Transistors T 7 über den Widerstand R 40 für diese Zeit kurzgeschlossen.

Stromversorgung

Der Netzteil ist ohne Besonderheiten *(Bild 2)*. Die Widerstände R 50 und R 55 dienen zur Strombegrenzung. Die Darlington-Schaltung T 8 T 9 ist wegen der geringen Stromverstärkung des Transistors T 9 erforderlich.

Aufbau des Gerätes

Alle Bauelemente sind auf der Platine aufgebaut *(Bild 3)*. Diese wird durch Winkel in dem Flachgehäuse gehalten.

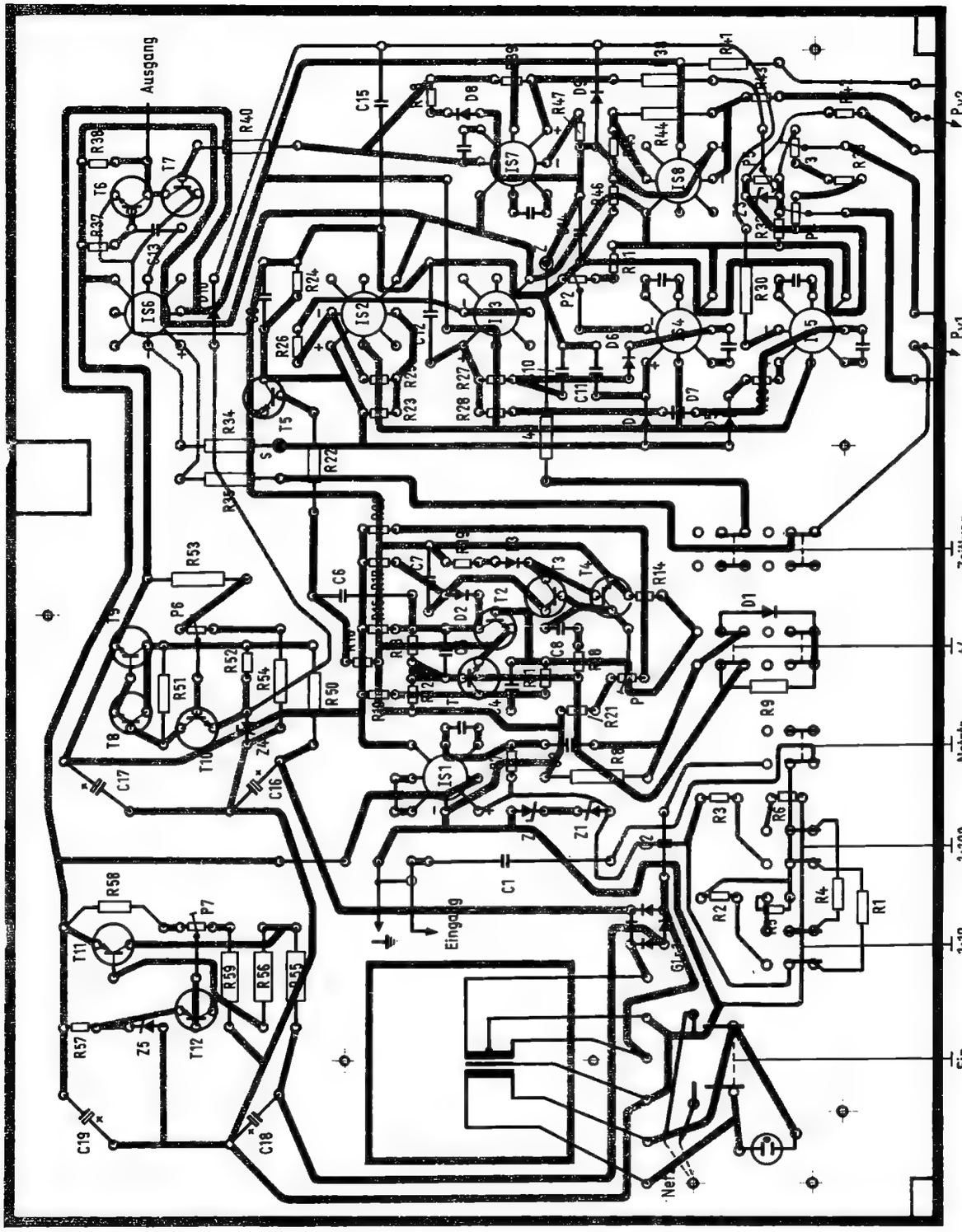


Bild 3 a. Bestückungsplan der Platine

Die Frontplatte wurde wegen der Potentiometer senkrecht gestellt *(Bild 4 und 5)*.

Serviceeinstellungen

Anmerkung: Bei Abgriff an S und Z Oszillograf mit hohem Eingangswiderstand ($\geq 10\,M\Omega$) verwenden, sonst Verfälschung der Signale.

Versorgungsspannung: An P 6 und P 7.

Sägezahnniveau: Triggerung Netz, Abgriff an S und Z. Mit P 5 Zeitlupensägezahneinsatzpunkt an Signalsägezahn anpassen.

Schwellwert: Triggerung mit 15 Hz, Abnahme an S. P 2 verstellen, bis Signalsägezahn gerade noch nicht überschwingt.

Frequenzumschaltung: Triggerfrequenz durchstimmen, Abgriff an S. Wenn Signalsägezahn bei 500 Hz nicht auf halbe Frequenz schaltet, Korrektur mit P 1.

Phasenverschiebung: Triggerung Netz, Ausgangssignal von der Ausgangsbuchse auf mit dem Eingangssignal getriggerten Oszillografen geben. Regler

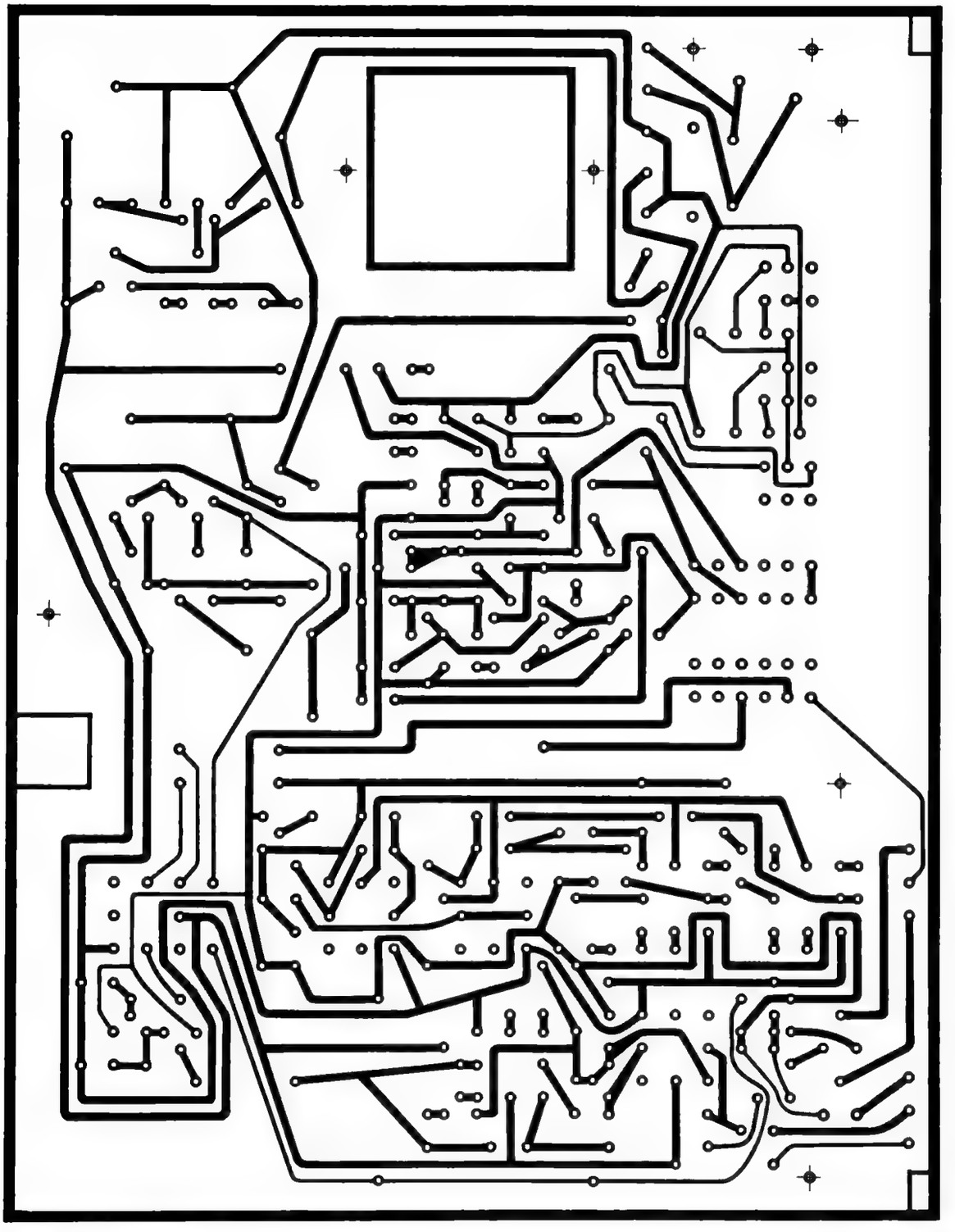


Bild 3 b. Platine von der Leiterbahnseite

Phase auf 0 Grad. Mit P 4 gerade noch Ausgangssignal erzeugen. Dann Regler auf 360 Grad. Jetzt P 3 einstellen.

Tips für den Nachbau

Der elektrische Aufbau ist unkritisch. Bei der Unijunktion-Anordnung ist zu beachten, daß der Reststrom in der Größenordnung des Ladestroms liegt. Je nach verwendeten Transistortypen ist C 7 durch Versuch ermitteln. Um lineare Sägezähne zu erhalten sind die Widerstände R 23, R 25 und R 44, R 45 auf jeweils gleiche Werte auszusuchen (möglichst besser 0,1 %). Für den Kondensator C 15 darf wegen der Hochohmigkeit kein Elektrolytkondensator verwendet werden. Die im Mustergerät verwendeten Spezialteile nennt die *Tabelle*.

Im Mustergerät verwendete Spezialteile

3 Tasten 2 × Um wechsels. ausl.	Schadow
2 Tasten 4 × Um einzeln ausl.	Schadow
1 Netzschalter	Schadow

Transformator 220 V/2 × 18 V

Kern: M 42	
Prim.: 4200 Wdg.	0,1 mm ϕ CuL,
Schutzwickl. 1 Lage	0,1 mm ϕ CuL,
Sek.: 2 × 570 Wdg.	0,13 mm ϕ CuL.

Dietmar Möller

Labornetzgerät mit integrierten Schaltungen

1. Teil

In diesem Beitrag wird ein universell verwendbares Labornetzgerät beschrieben, das an keinen bestimmten Verbrauchertyp gebunden ist, sondern als selbständige Einheit arbeitet. Es ist mithin für Labor- bzw. Experimentierzwecke und/oder als Versorgungsspannungsquelle für elektronische Schaltungen, Geräte oder Anlagen ohne eigene Versorgungsspannung nutzbar.

Das Prinzip

Anhand des Blockschaltbildes *Bild 1* läßt sich der prinzipielle Aufbau eines elektronisch stabilisierten Netzgerätes erkennen. Aus der Niederspannungswicklung des Netztransformators wird mittels eines Graetzgleichrichters und des Siebkondensators die Oberspannung gewonnen. Dieser Abschnitt bildet das sogenannte unstabilisierte Netzgerät, welches mit Hilfe der Regelschaltung zu einem stabilisierten Netzgerät mit der Ausgangsspannung U_A erweitert wird.

Die Regelschaltung besteht entweder aus einer Serienschaltung (hier liegt das Regelstellglied in Serie zur Last) oder einer Parallelschaltung (hier liegt das Regelstellglied parallel zur Last).

In der Praxis wird meist einer Schaltung mit einem in Serie mit der Last liegenden Längstransistor (Regelstellglied) der Vorzug gegeben, da diese Schaltung gute Regeleigenschaften aufweist, während eine mit der Last parallel liegende Regelschaltung mit der vollen Spannung belastet ist, und mithin weniger wirksam ist.

Die Schaltung

Dieser Abschnitt soll unterteilt werden in die Schaltungsbeschreibung der Festspannungsquellen für ± 12 V und + 5 V sowie der Versorgungsspannungsquellen für ± 12 V und + 18 V für die variable Gleichspannungsquelle, und die Schaltungsbeschreibung der variablen Gleichspannungsquelle.

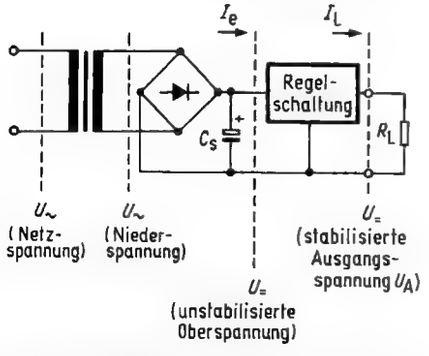


Bild 1. Blockschaltbild eines elektronisch stabilisierten Netzgerätes

Fest- und Versorgungsspannungsquellen

Die Fest- und Versorgungsspannungen werden ausschließlich mit integrierten Spannungsreglern erzeugt. Bis auf die +5-V-Festspannung, die mit dem Spannungsregler SG 309 K (oder TBA 325) aufgebaut ist, wird der Spannungsregler µA 723 C verwendet.

Die Schaltung der IS µA 723 C enthält einen temperaturkompensierten Referenzverstärker, eine Vergleicherstufe, einen Ausgangsleistungstransistor mit einer Strombelastung von 150 mA und eine Schaltung zur einstellbaren Strombegrenzung. Für Lastströme oberhalb von 150 mA lassen sich zusätzliche pnp- oder npn-Längstransistoren anschließen.

Durch das zusätzliche Vorhandensein der Festspannungsquellen für ± 12 V und + 5 V bei einem Laststrom von jeweils max. 1 A lassen sich z. B. bereits fertiggestellte Schaltungen mit Operationsverstärkern oder TTL-Schaltungen anschließen, während an den variablen Gleichspannungsquellen weitere Schaltungen, die noch zu erproben sind, angeschlossen werden können, um z. B. Schwellwerte festzustellen.

Die Schaltung der Festspannungsquellen zeigt *Bild 2* und die der Versorgungsspannungsquellen *Bild 3*.

Der Kühlkörper, auf denen die Längstransistoren der ±12-V- und +18-V-Spannung aufmontiert sind (Glimmerscheiben verwenden!), muß eine Fläche von mindestens 195 cm² bei äußerer Gehäusemontage aufweisen. Der Kühlkörper für die +5-V-Festspannung sollte 150 cm² nicht unterschreiten (Glimmerscheibe verwenden!).

Wird anstelle der ±12-V-Festspannungsquelle eine ±15-V-Festspannungsquelle gewünscht, so sind die Widerstände R 103 = R 108, R 104 = R 109, R 105 = R 110 gegen die nachfolgenden Werte R 103 = R 108 = 3,3 kΩ, R 104 = R 109 = 1 kΩ, R 105 = R 110 = 3 kΩ auszutauschen.

Die Dioden D 101, D 102, D 103, D 104, D 105 schützen die Festspannungsquellen bei Umkehrung der Polarität, also wenn ausgangsseitig eine Spannung entgegengesetzter Polarität angelegt wird.

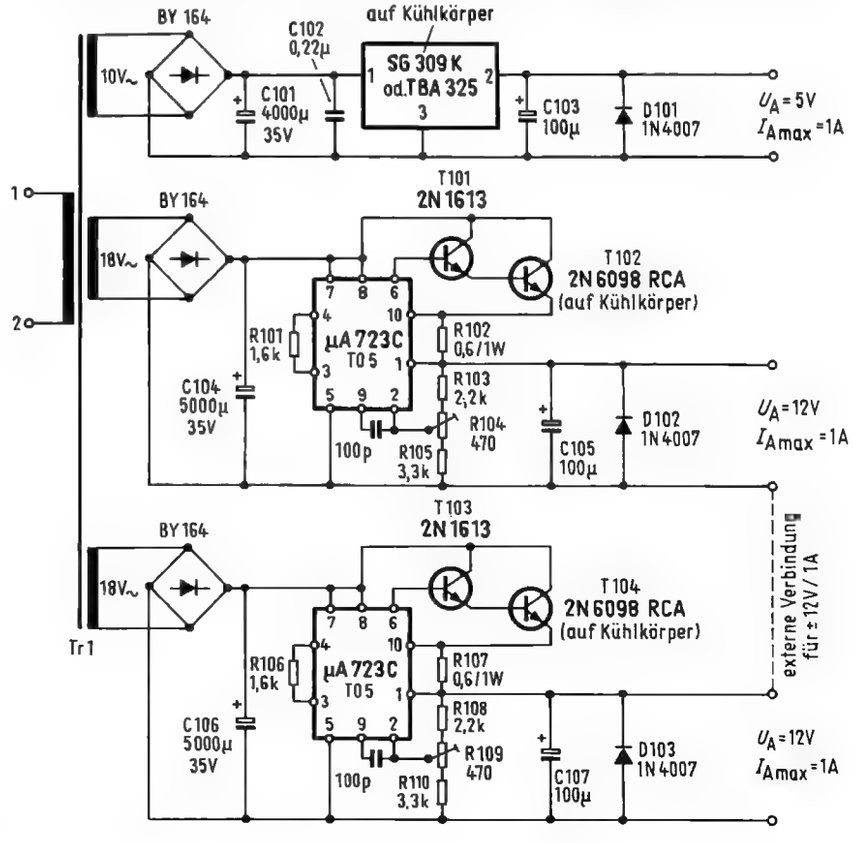


Bild 2. ▶ Schaltung der Festspannungen + 5 V und ± 12 V

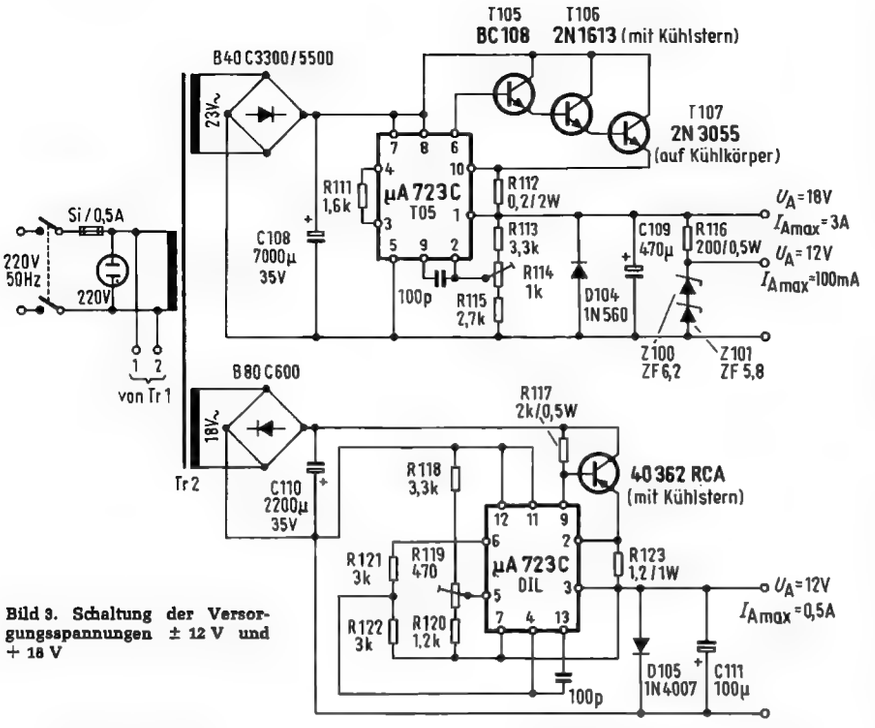


Bild 3. Schaltung der Versorgungsspannungen ± 12 V und + 18 V

Die Kondensatoren C 103, C 105, C 107, C 109, C 111 sind nach [1] nur dann erforderlich, wenn kurzzeitig Spitzenbelastungen oder Rückströme auftreten können, bei denen der Laststrom I_A den maximal zulässigen Wert $I_{A\,max}$ überschreitet. Nach [1] gilt:

$$C_i\ (\mu F) \approx 100 \cdot I_{A\,max}\ (A)$$

Die Ausgangsspannung ist zwischen 0,1 V und 12,2 V in Schritten einstellbar. Der hierzu erforderliche Referenzstrom $I_{ref} = 10$ mA – durch eine Konstantstromquelle T 205 erreicht – bewirkt an den 11 · 100 Ω und 12 · 10 Ω Bewertungswiderständen den entsprechend der gewünschten Ausgangsspannung U_A notwendigen Spannungsabfall [2]. Der Regelverstärker T 201, T 202 steuert das aus T 203 und T 204 bestehende Regelstellglied in Verbundschaltung.

Bei der Auswahl der Stellgliedtransistoren sind die Werte der maximalen Kollektor-Emitter-Spannung $U_{CE\,max}$, des maximalen Laststromes $I_{A\,max}$ sowie der maximalen Kollektorverlustleistung $P_{Tot\,max}$ in Rechnung zu stellen. Es gilt mithin:

$$U_{CE\,max} \geqq U_{E\,max} - U_{A\,min}$$
$$I_{C\,max} \geqq I_{A\,max}$$
$$P_{Tot\,max} \geqq U_{CE\,max} \cdot I_{A\,max}$$

$U_{E\,max}$ = maximale Eingangsspannung,
$U_{A\,min}$ = minimale Ausgangsspannung.

Der Kühlkörper auf dem der Längstransistor T 204 = 2 N 3055 je eines Kanals sitzt, sollte 110 cm² nicht unterschreiten (Glimmerscheibe verwenden!).

Die nach *Bild 4* vorhandene programmierbare Überstromsicherung ergibt sich aus der niedrigen Wärmekapazität von Halbleitern. Sie ermöglicht einen Stromlimit in sechs Bereichen. Beim Überstreichen eines eingestellten Stromgrenzwertes wird der Emitter des Längstransistors 2 N 3055 von der Ausgangsklemme abgeschaltet, wodurch sowohl das Stellglied, als auch die angeschlossene Last vor Zerstörung geschützt sind. Durch ein manuelles Reset läßt sich der Ursprungszustand wieder herstellen. Dieses ist schaltungstechnisch durch einen als Spannungskomparator geschalteten Operationsverstärker (OP) realisierbar.

(Fortsetzung folgt)

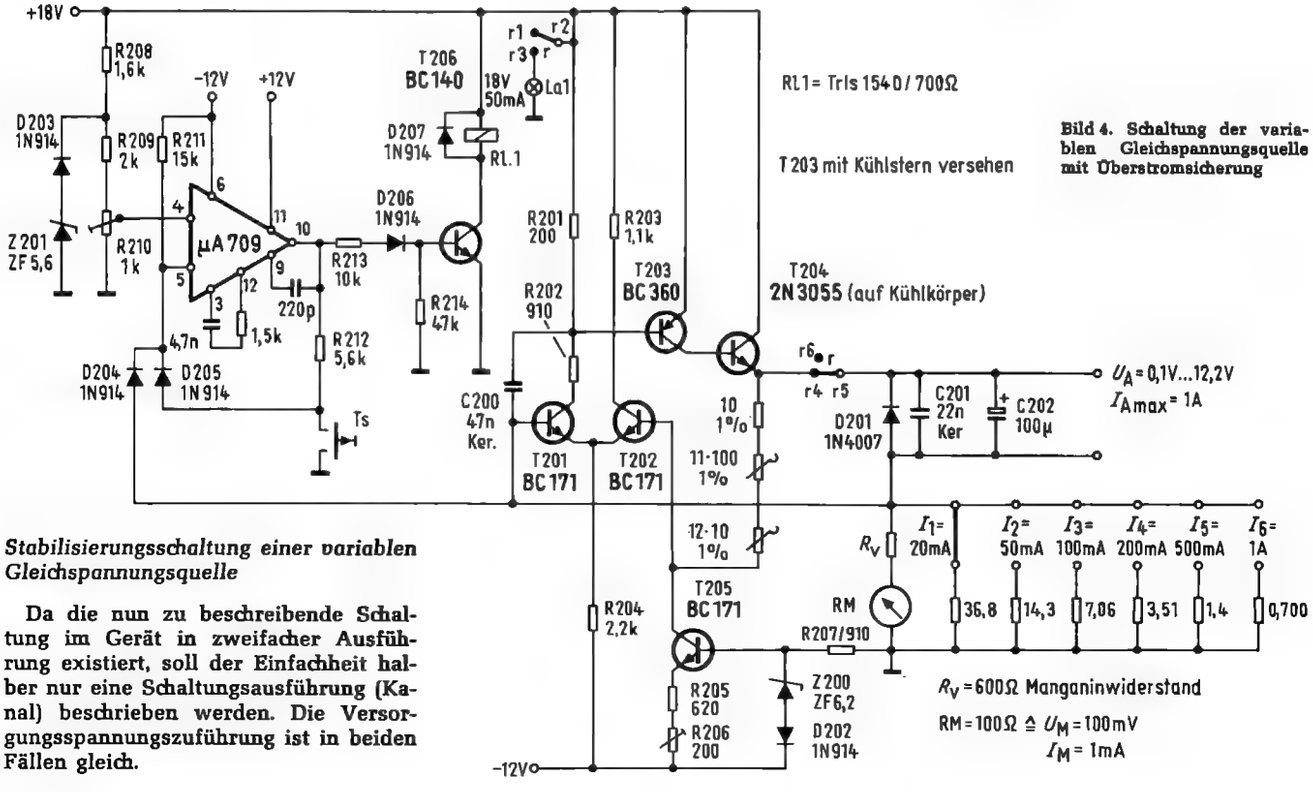


Bild 4. Schaltung der variablen Gleichspannungsquelle mit Überstromsicherung

Stabilisierungsschaltung einer variablen Gleichspannungsquelle

Da die nun zu beschreibende Schaltung im Gerät in zweifacher Ausführung existiert, soll der Einfachheit halber nur eine Schaltungsausführung (Kanal) beschrieben werden. Die Versorgungsspannungszuführung ist in beiden Fällen gleich.

Dipl.-Ing. I. Sangmeister, DJ 7 OH

Der Master-Slave-Oszillator

Eine Oszillatorkette mit Frequenzstabilisierung durch periodischen Quarzvergleich

Der Namensvater, das Master-Slave-Flipflop, verarbeitet die digitalen Eingangszustände in zwei Schritten: Der „Herr" nimmt sie entgegen, und der „Diener" zeigt sie am Ausgang. Auch die hier beschriebene Oszillatorkette arbeitet in zwei Schritten. Ein „Dieneroszillator" springt hin und her, um seinem Herren die Stabilität eines Quarzes zu übermitteln.

Ein Hochfrequenzoszillator läßt sich auf verschiedene Weise stabilisieren. Man kann Störgrößen von ihm fernhalten, z. B. durch Spannungsregler und Thermostat. Man kann die Auswirkungen der Störgrößen kompensieren, wie dies besonders bei den Schwingkreiskapazitäten üblich ist. Und man kann den freischwingenden Oszillator über eine Frequenz- oder Phasenregelschleife an eine von Hause aus stabilere Frequenz binden. Meist wird sein Signal heruntergemischt und in tieferer Frequenzlage mit der Hilfsfrequenz verglichen, weil dort die absolute Stabilität eines variablen Hilfsoszillators besser ist; oder man verwendet programmierbare Teiler und vergleicht mit einer Quarzfrequenz. Dann erhält man aber ein Kanalraster und nicht eine variable Frequenz. Auch einen stufenlos einstellbaren Oszillator durch einen Quarz zu stabilisieren, war das Ziel bei der Entwicklung der hier beschriebenen Oszillatorkette.

Dem Master-Slave-Oszillator liegt die Tatsache zugrunde, daß sich Alterungserscheinungen, Betriebsspannungs- oder Temperaturänderungen bei Schwingkreisoszillatoren auf benachbarte Frequenzen gleich auswirken. Das heißt, schmale Frequenzbänder werden praktisch parallel verschoben. Wenn man eine Änderung der Schwingkreiskapazität durch einen Vergleich der Oszillatorfrequenz mit einer im Band liegenden Quarzfrequenz erkennt und mittels einer Kapazitätsdiode ausregelt, so stabilisiert man nicht nur die Vergleichsfrequenz selbst, sondern auch das ganze Band, über das sich der Oszillator abstimmen läßt. Dazu muß man die Regelspannung der Kapazitätsdiode speichern, wenn der Oszillator frei schwingt.

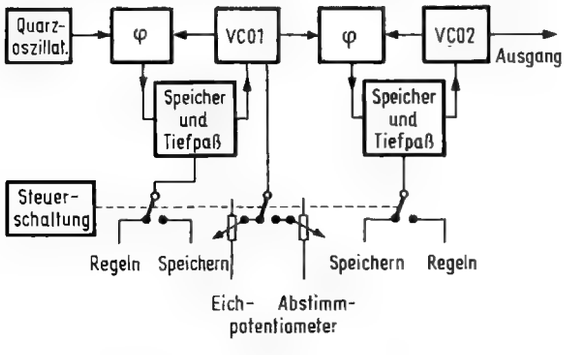
Je instabiler der Oszillator schwingt, desto öfter muß die Regelspannung erneuert werden. Dazu wird er periodisch auf die Quarzfrequenz zurückgeschaltet, so daß man auf der frei wählbaren Frequenz ein intermittierendes Signal erhält.

Aus diesem Spektrum könnte man mit steilflankigen Filtern das Trägersignal heraussieben, einfacher ist jedoch die Anwendung eines weiteren Oszillators mit intermittierender Regelung, der auf der gewünschten Frequenz ein Dauersignal liefert. Normalerweise wird er durch den umschaltbaren Oszillator korrigiert. Nur wenn dieser selber durch den Quarz korrigiert wird, schwingt er frei mit der ebenfalls gespeicherten Regelspannung.

Bild 1 zeigt das vereinfachte Blockschaltbild des Master-Slave-Oszillators. Der Oszillator, der zwischen Quarzfrequenz und variabler Ausgangsfrequenz hin und hergeschaltet wird, sei „Slave-Oszillator" genannt. Der andere, der sich im selben Takt nach dem Slave-Oszillator orientiert, heiße „Master-Oszillator". Ferner erkennt man die zwei geschalteten Regelkreise mit Speichern und Zeitgliedern.

Der Slave-Oszillator übermittelt die Stabilität des Quarzoszillators um so besser an den Master-Oszillator, je genauer seine Eigenschaften beim Erzeugen der Quarzfrequenz mit denen beim Erzeugen der Ausgangsfrequenz übereinstimmen. Die Schwingbedingungen, Verstärkung und Phasendrehung, sollten frequenzunabhängig sein, was bei modernen Transistoren für nicht zu hohe Frequenzen weitgehend zutrifft. Leider ändert sich bei der Abstimmung das LC-Verhältnis des frequenzbestimmenden Schwingkreises. Auch können Änderungen der Induktivität mittels einer Kapazitätsdiode nur auf der Vergleichsfrequenz exakt ausgeregelt werden. Wenn etwa die Induktivität sinkt, wird durch die Regelung die Kapazität erhöht. Die Frequenz wird konstant gehalten, aber die Bandspreizung ändert sich mit dem LC-Verhältnis. Wenn sich aber die Schwingkreiskapazität etwa durch Erwärmung ändert, so gilt die Korrektur für das ganze Band exakt.

Da sich Betriebsspannungsänderungen hauptsächlich über die Transistorkapazitäten auswirken und Temperaturänderungen über die Schwingkreiskondensatoren, empfiehlt sich also die Regelung über die Kapazität. Dann wird die Stabilität an den Bandenden durch die Temperaturkoeffizienten der Spule und der Abstimmdiode bestimmt. Spulen mit TK Null lassen sich durch günstige Abmessungen erreichen, wenn man auf Ferritkerne verzichtet. Die Kapazitätsdiode sollte auf der Gleichspannungsseite durch eine Si-Diode vorkompensiert sein *(Bild 2)*. Der verbleibende Fehler, der von unterschiedlicher Steilheit und Krümmung der Kennlinie bei verschiedenen Temperaturen herrührt, könnte auch in seiner Auswirkung auf die Bandspreizung ausgeregelt werden. Das käme aber einer Regelung der Abstimmdiodenkapazität gleich, auf Kosten der Regelung der gesamten Kreiskapazität.



◀ **Bild 1. Vereinfachtes Blockschaltbild**

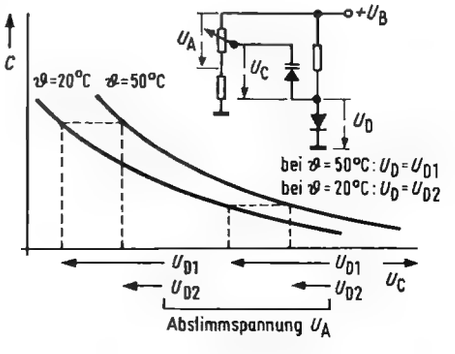


Bild 2. ▶ Temperaturkompensation einer Abstimmdiode

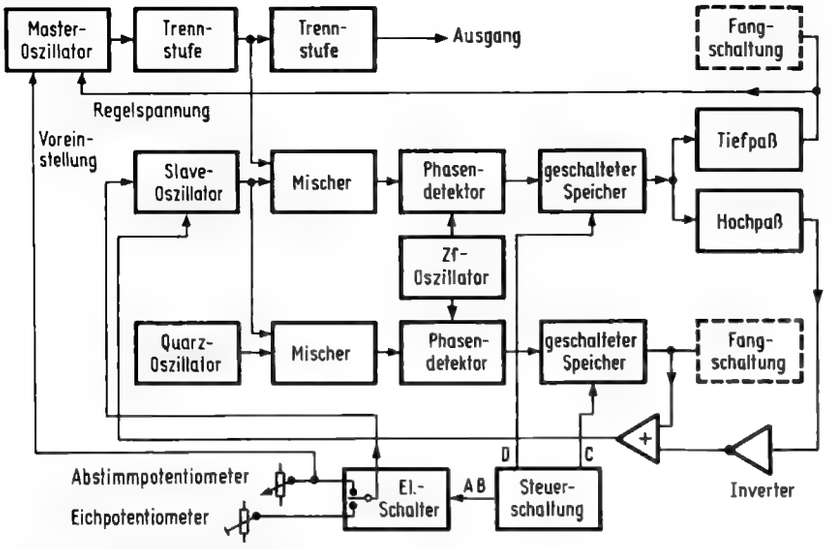


Bild 3. Blockschaltbild des Master-Slave-Oszillators

Man hat also zwei Optimierungsmöglichkeiten: Man kann entweder einen aus billigen Bauelementen unkompensiert aufgebauten Oszillator durch Anwendung der intermittierenden Regelung so stabilisieren, daß er einem im Ofen temperaturkompensierten hochwertigen freischwingendem Oszillator entspricht. Also ein Tausch: Schaltungsaufwand gegen Abstimmarbeit. Sinkende Bauelementepreise gegen steigende Arbeitspreise.

Wenn man schon einen kompensierten Oszillator besitzt, kann man andererseits auch mit Kapazitätsdiodenabstimmung die *Quasi-Quarz-Stabilität* erreichen, die bis jetzt drehkondensatorabgestimmten Oszillatoren vorbehalten blieb. Es lassen sich auch alle denkbaren Zwischenlösungen anwenden. Einen guten Kompromiß stellt ein Slave-Oszillator dar, der aus hochwertigen, aber nicht allzu eng tolerierten Bauelementen erstellt und ohne Temperaturkompensation in Betrieb genommen wird. Ca. 20 % der Regelung wirkt auf die Abstimmdiode, der Großteil über die Regeldiode direkt auf die Kreiskapazität.

Zur Regelung breiterer Bänder gibt es umfangreichere Schaltungen, bei denen z. B. an beiden Bandenden abwechselnd mit je einem Quarz verglichen wird. Alle bisherigen Versuche wurden aber auf dem 2-m-Band durchgeführt, wo ein Quarz in Bandmitte ausreicht.

Die vervollständigte Blockschaltung

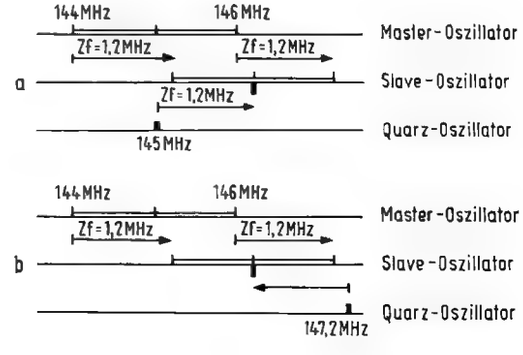
Bevor einzelne Schaltungsteile genauer beschrieben werden, soll zunächst deren Aufgabe anhand der Gesamtschaltung erklärt werden. In *Bild 3* erkennt man die Oszillatorkette am linken Rand übereinander: Quarzoszillator, Slave-Oszillator und Master-Oszillator. Letzterer wird durch zwei Trennstufen vor Rückwirkungen vom angeschlossenen Sender geschützt. Die zu vergleichenden Frequenzen werden je einer Mischstufe zugeführt. Der Phasenvergleich erfolgt auf der Differenzfrequenz mittels eines beiden Zweigen gemeinsamen Zwischenfrequenzoszillators. Die Ausgangsspannungen der Phasendetektoren werden dann unterschiedlich weitergeleitet. Während in dem unteren Regelkreis die Regelspannung über einen schaltbaren Speicher und Tiefpaß dem Slave-Oszillator zugeführt wird, teilt sich bei dem oberen Regelkreis der Signalweg nach dem Speicher auf: Tiefe Frequenzen gelangen zum Master-Oszillator, hohe Frequenzen über einen Inverter und Summierer zum Slave-Oszillator.

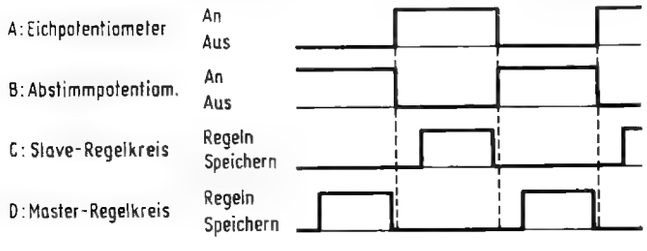
Diese Schaltung hat die Aufgabe, schnelle Frequenzsprünge des Master-Oszillators zu unterdrücken. Sie würden am Ausgang ein Störspektrum erzeugen. Zu den Frequenzsprüngen kommt es, wenn sich der Master-Oszillator nach einer Periode des Freilaufens wieder auf den Slave-Oszillator einfängt. Denn selbst wenn er sehr stabil ist, wird zumindest die Phasenlage nicht mehr stimmen, weil der Slave-Oszillator ja in der Zwischenzeit auf einer anderen Frequenz geschwungen hat.

Durch Einfügen eines Tiefpasses allein in die Regelleitung ist die Aufgabe nicht zu lösen. Dadurch würde nur die Geschwindigkeit des Einfanges verringert, nicht aber der dabei durchlaufene Frequenzhub. Im ungünstigsten Fall wird sogar der ganze Regelbereich durchlaufen, bis die Phase wieder fängt. Das äußert sich im Ausgangssignal als lauter Knacks. Wenn der Slave-Oszillator den Knacks macht, so stört das nicht. Deshalb überläßt man ihm die Aufgabe, die Phase zu fangen, und nimmt in Kauf, daß er dann kurzzeitig nicht in der Lage ist, als Reverenzoszillator für den Master-Oszillator zu dienen. Das Einfangen geschieht also über den Regelkreis mit Hochpaß, indem zu Beginn der aktiven Periode rückwärts der Master-Oszillator die Reverenzfrequenz für den Slave-Oszillator liefert. Nach dem Einfangen, wenn sich der Kondensator des Hochpasses langsam entläd, zieht dann der Slave-Oszillator den Master-Oszillator auf die richtige Frequenz, die durch den Speicherwert des Slave-Regelkreises bestimmt wird.

Eine Fangschaltung für den Master-Regelkreis und unter Umständen eine zweite für den Slave-Regelkreis sichern den Betrieb auch nach Einschalten bei extremen Temperaturen. Die Steuerschaltung liefert vier Impulsfolgen zur Steuerung des elektronischen Schalters und der Speicher. Einen positiven Impuls (A in *Bild 4*), dessen invertiertes Signal B, einen Impuls C innerhalb des Impulses A und einen Impuls D innerhalb des Impulses B. Der Anfang von C muß gegen den Anfang von A verzögert sein, damit sich die Ausgangsspannung des elektronischen Schalters nicht mehr nennenswert ändert, wenn der Regelkreis aktiviert wird.

Bild 5. ▶ Zwei mögliche Frequenzlagen für einen 2-m-M-S-VFO





◀ Bild 4. Steuersignale

Wahl der Frequenzen für einen 2-m-VFO

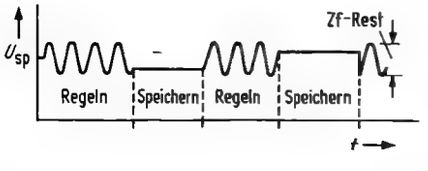
Theoretisch können Quarzoszillator, Slave-Oszillator und Master-Oszillator die gleichen Frequenzen überstreichen. Aber schon geringes Mitziehen um etwa 100 Hz macht eine geschaltete Phasenregelung fast unmöglich. Wenn die Oszillatoren einzeln in verlöteten Blechkästchen untergebracht und alle Zuführungen mit Durchführungskondensatoren gesiebt sind, kann man auch auf 2 m keine Mitzieherscheinungen mehr feststellen. Sicherer ist es aber, Störungen durch passende Wahl der Frequenzen von vorneherein auszuschließen. Deshalb der Phasenvergleich auf der Zwischenfrequenz.

Für die Lage des Quarz-Reverenzoszillators gibt es zwei Möglichkeiten. Wenn er im Abstimmbereich des Master-Oszillators liegt *(Bild 5a)*, ist die Frequenzkonstanz des Zwischenfrequenzoszillators unwesentlich, weil eventuelle Fehler zweimal entgegengesetzt wirken und sich aufheben. Wenn er aber auf der Spiegelfrequenz liegt *(Bild 5b)*, wirkt sich eine Frequenzänderung des Zf-Oszillators doppelt aus. Dafür besteht aber nicht die Gefahr, daß es Mitzieh- oder Überlagerungserscheinungen vom Quarzoszillator zum Master-Oszillator gibt. Weitere Vorteile sind die geringere benötigte Zf-Bandbreite, der kleinere Einfangbereich der Phasenregelung und die Möglichkeit einer niedrigeren Zwischenfrequnz. Es lohnt sich also, den Zf-Oszillator als Quarzoszillator und der Referenzoszillator auf der Spiegelfrequenz des Master-Oszillators auszuführen. Da es nur auf die Qualität der Quarze, nicht aber auf die zahlenmäßige Herstellgenauigkeit der Frequenz ankommt, können auch Restposten verwendet werden.

Wahl der Schaltfrequenz

Die maximale Frequenz, mit der der Slave-Oszillator zwischen Referenzfrequenz und Ausgangsfrequenz hin und hergeschaltet werden kann, wird durch die Grenzfrequenz des elektronischen Schalters mit angeschlossener Kapazitätsdiode bestimmt. Um hier zusätzliche Kapazitäten möglichst klein zu halten, sollte der Schalter direkt beim Oszillator liegen und die Hf-Abblockung erst jenseits der Schalter-FETs erfolgen. Dann liegt die Grenzfrequenz bei 10 MHz. Die Schaltfrequenz muß aber weit darunter liegen, weil bereits am Anfang der aktiven Periode die Abstimmspannung im Einfangbereich liegen muß. Je nach Tastverhältnis und Verzögerung der aktiven Zeit ergibt sich eine maximale Schaltfrequenz um 200 kHz. Weil zum Phasenvergleich einige 10 Perioden der Zf-Schwingung benötigt werden, verlangt eine so hohe Schaltfrequenz auch eine relativ hohe Zwischenfrequenz. Auch wegen der schwierigeren Funktionskontrolle sollte man die obere Grenze nicht ausnutzen.

Die untere Grenze ist durch die Stabilität des Oszillators gegeben. Wenn er pro Sekunde z. B. um 100 Hz wandert, hört man beim Überlagern die Sägezahn-FM von 20 Hz Hub bei einer Schaltfrequenz von 5 Hz als deutliches Zwitschern. Ist der Oszillator dagegen im kalten Thermostaten untergebracht, kann sogar eine Schaltfrequenz um 1 Hz reichen. Ein Frequenzwechsel dauert dann allerdings auch recht lange. Schaltfrequenzen im Niederfrequenzbereich sind nicht zu empfehlen, weil sie trotz Knackunterdrückung und Siebung im Regelkreis beim Empfang eines starken Trägers ohne Modulation deutlich vernommen werden können (−50 bis −70 dB unter 100%iger Modulation).



◀ **Bild 6. Spannung am Ausgang des Speichers**

Wahl der Regelzeitkonstanten

Der Slave-Regelkreis weist abgesehen vom schaltbaren Speicher keine Besonderheiten auf. Die Berechnung läßt sich mit den Grundformeln der Regelungstechnik durchführen. Lediglich eine zusätzliche Forderung muß berücksichtigt werden: Die Phase muß innerhalb der aktiven Periode sicher fangen. Das heißt, die Grenzfrequenz des Tiefpasses muß erheblich höher sein als die Schaltfrequenz des Speichers. Das bedeutet eine geringe Dämpfung der Zf-Reste am Ausgang des Phasendetektors.

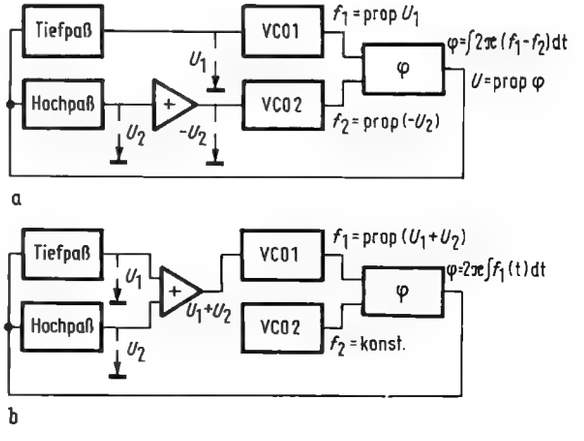
Wenn der Speicherschalter schnell von Durchlaß auf Sperren schaltet, muß er von der Zwischenfrequenz synchronisiert sein, damit nicht der gespeicherte Wert von der Schaltphase abhängt *(Bild 6)*. Wenn er langsam schalten kann, ist das nicht erforderlich. Denn der Übergang zum Zustand „Speichern" bedeutet dann ein kontinuierliches Erhöhen des Längswiderstandes, also eine Erniedrigung der Grenzfrequenz des RC-Gliedes gegen Null. Dabei werden zuerst die Zf-Reste unterdrückt, das heißt, es stellt sich der Mittelwert ein.

Man muß aber beachten, daß wegen der Erniedrigung der Grenzfrequenz in Verbindung mit dem Integral-Verhalten des Phasendetektors beim Umschalten kurzzeitig Instabilitäten auftreten können. Der Regelkreis muß also unterbrochen sein, ehe eine entstehende Schwingung den Speicherwert verfälschen kann. Hier kommt man schneller zum Ziel, wenn man die Verstärkung und den Einfangbereich des Regelkreises herabsetzt. Dann wird eine Fangschaltung benötigt, die aber langsamer arbeiten kann, über viele Schaltperioden hinweg.

In dem zweiten Regelkreis zwischen Master- und Slave-Oszillator findet eine Aufteilung der Regelspannung statt. Tiefe Frequenzen, also langsame Änderungen, regeln den Master-Oszillator, während hohe Frequenzen zum Slave-Oszillator zurückgeleitet werden. Beide Eingangsfrequenzen des Phasendetektors sind hier variabel *(Bild 7)*. In dem einen Zweig befindet sich ein Umkehrverstärker, so daß die Auswirkungen der Regelspannungen auf die Differenzfrequenz gleichgerichtet sind. Also hat die Schaltung dieselben Stabilitätseigenschaften wie die Ersatzschaltung in *Bild 7 b*, bei der die beiden Zweige vor einem Oszillator addiert werden.

Weil sich ein exakter Gleichlauf von Master-Oszillator und Slave-Oszillator nur schwer verwirklichen läßt, benötigt man für den Master-Regelkreis fast immer eine Fangschaltung. Es empfiehlt sich, die Grenzfrequenz des Tiefpasses so niedrig zu wählen, daß gerade die gewünschte Umschaltdauer bei einem Frequenzwechsel nicht überschritten wird. Dann erreicht man die bestmögliche Dämpfung der Schaltstörungen. Der Hochpaß im rückwärtsgerichteten Regelkreis sollte mit dem Tiefpaß des

Bild 7. ▶ Verzweigter Regelkreis (a) mit Ersatzschaltung (b)



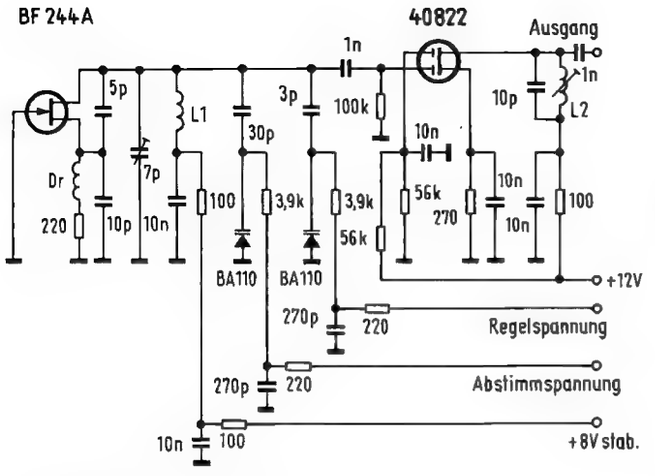


Bild 8. Regelbarer 2-m-Oszillator

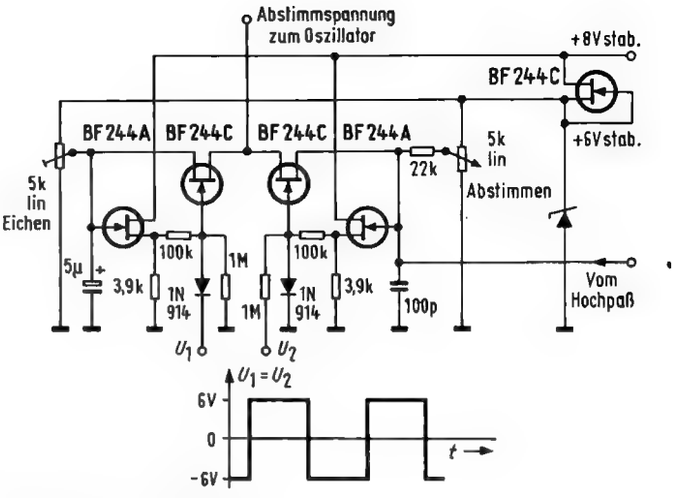


Bild 9. Elektronischer Schalter

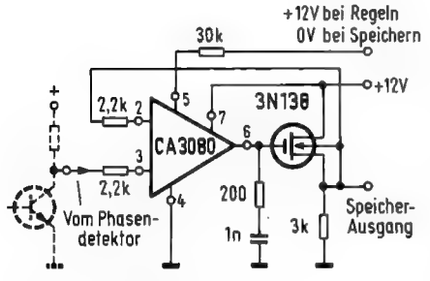


Bild 10. Speicherschaltung mit OTA

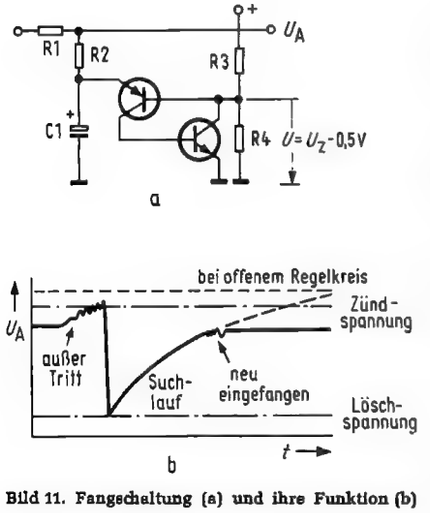


Bild 11. Fangschaltung (a) und ihre Funktion (b)

Master-Regelkreises korrespondieren. Auch eine Überlappung der Durchlaßbereiche ist zulässig.

Die Praxis

Nach so viel Theorie scheut sich sicher jeder, Versuche mit diesem Oszillatorsystem anzustellen, zumal das Blockschaltbild einen immensen Schaltungsaufwand vortäuscht. Tatsächlich ist der Aufwand aber kaum größer als beim normalen, einkreisigen Analyse-VFO und geringer als bei Kanalraster-Oszillatoren. Die meisten Stufen arbeiten auf Zwischen- oder Niederfrequenz. Mit einem einfachen Oszillografen kann man den Oszillator abgleichen und die Regeleigenschaften optimieren.

Der Autor will zwar zu eigenen Versuchen anregen, aber einige Schaltungsteile können doch allgemein empfohlen werden. Der Master-Slave-Oszillator läßt sich nach so grundverschiedenen Richtungen optimieren, daß eine Bauanleitung nur *ein* Beispiel sein würde, aber nicht unbedingt ein Vorbild.

Bild 8 zeigt einen 2-m-Oszillator, der sich in mehreren Geräten bestens bewährt hat. Er hat getrennte Kapazitätsdioden für Abstimmung und Regelung. Da die Wechselspannung am Schwingkreis nur ca. 1 V beträgt, kann auf die sonst übliche paarweise Anwendung von Kapazitätsdioden verzichtet werden. Im Slave-Oszillator kann der Trennverstärker entfallen, wenn als Mischer ein Dual-Gate-MOSFET verwendet wird.

Bild 9 zeigt einen elektronischen Schalter mit FETs als gesteuerte Längswiderstände. Durch die Source-Folger wird das Gate der Längstransistoren mitgezogen, um den Aussteuerbereich zu vergrößern. Abstimmpotentiometer und Eichpotentiometer müssen am Anfang und Ende miteinander verbunden sein, damit unterschiedliche Temperaturkoeffizienten ausgeglichen werden. Die Steuersignale lassen sich auf mannigfaltige Weise mit astabilen und monostabilen Flipflops realisieren.

Wenn die Phasendetektoren auf niedriger Zwischenfrequenz arbeiten, lassen sich alle üblichen Schaltungen und ICs verwenden. Die Speicher sehen je nach verwendeter Schaltfrequenz natürlich sehr unterschiedlich aus. Für sehr niedrige Frequenzen ist ein Relaiskontakt mit Kondensator die einfachste Lösung. Für hohe Frequenzen empfiehlt sich ein FET als Längsschalter. Dabei muß man jedoch die über die Gate-Kapazität eingekoppelte Schaltspannung berücksichtigen, die wegen des kleinen Nutzhubes leicht stören kann. Einen universell einsetzbaren Speicher höchster Qualität und auch höchster Schaltgeschwindigkeit zeigt *Bild 10*. Er benutzt einen Operational Transconductance Amplifier CA 3080 von RCA mit einem hochsperrenden MOSFET. Weil man fast den ganzen Betriebsspannungsbereich ausnutzen kann, ist der Störabstand um mehr als zehnmal besser. Mit diesem Speicher wurde ein Master-Slave-Oszillator nach der Grundschaltung von Bild 1, also ohne Zwischenfrequenz, mit einem Fangbereich von ca. 300 kHz realisiert.

Zuletzt noch einiges über die übliche Fangschaltung nach *Bild 11*. Sie setzt voraus, daß der Oszillator bei aufgetrennter Regelschleife außerhalb des Bandes schwingt. Wenn die Regelung arbeitet, ist zwischen den Signalen immer eine positive Phasenverschiebung. Am Ausgang erscheint eine Gleichspannung, die die Fangschaltung sperrt. Wenn die Regelung außer Tritt fällt, erscheint am Ausgang des Phasendetektors eine reine Wechselspannung, hinter dem Tiefpaß die Spannung Null. Der Kippgenerator zündet und lädt den Kondensator um, bis der Oszillator am anderen Bandende schwingt. Dann sperrt die Fangschaltung wieder, so daß sich der Kondensator langsam entladen und den angeschlossenen Oszillator im Suchlauf über das Band ziehen kann. Nach dem Einrasten halten sich Laden und Entladen die Waage.

Rüdiger Fuchs und Walter Heinrich

Thyristorgeregeltes Gleichrichtergerät für Batterieladung und Netzversorgung

Allgemeines zu Fahrzeugbatterien

Kraftfahrzeug-Motoren benötigen zum Anlaufen eine Mindestdrehzahl von etwa 50 bis 200 U/min. Für den Antrieb dienen Anlasser (Gleichstrommotoren), die von einer Batterie versorgt werden. Der Anlasserstrom beträgt, je nach der Größe des zu startenden Motors, bis zu einigen hundert Ampere. Die Batterie muß also eine gewisse Mindestkapazität haben, um die erforderliche Startenergie zu liefern.

Die Kapazität von Fahrzeugbatterien wird von den Herstellern für eine 20-stündige Entladezeit angegeben. Eine 44-Ah-Batterie kann so z. B. 20 Stunden mit einem Strom von 2,2 A entladen werden. Ein höherer Entladestrom bedeutet eine Kapazitätsabnahme und umgekehrt *(Bild 1)*.

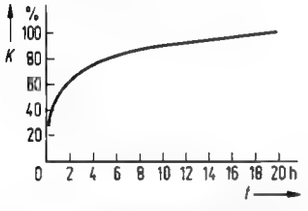


Bild 1. Kapazität einer Fahrzeugbatterie in Abhängigkeit von der Entladezeit

Neben dem Entladestrom sind aber auch Entladespannung, Dauer der Selbstentladung, Temperatur und Dichte des Elektrolyten, sowie Alter der Batterie für die Kapazität entscheidend. Nachfolgend zu einigen dieser Faktoren kurze Angaben:

Die Höhe der Selbstentladung (Kapazitätsverlust ohne Belastung) ist stark von der Verunreinigung des Elektrolyten abhängig. Sie ist bei höheren Temperaturen höher als bei niedrigen. Je nach Batteriealter beträgt sie zwischen 0,2 % bis ungefähr 1 % der Kapazität pro Tag *(Bild 2)*.

Eine entladene Batterie kann bei niedrigen Temperaturen gefrieren. Der Innenwiderstand nimmt so hohe Werte an, daß ein Anlassen nicht mehr möglich ist. Entladene Batterien sind deshalb besonders vor Frost zu schützen.

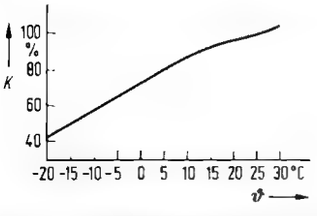


Bild 2. Kapazität einer Fahrzeugbatterie in Abhängigkeit von der Temperatur

Der Zustand einer Batterie kann über die Säuredichte ermittelt werden. Als angenäherte Werte gelten:

γ kp/dm³	° Bé [1])	Batteriezustand
1,12	16	entladen
1,20	24	halb geladen
1,285	32	voll geladen

[1]) Grad Baumé = übliche Skalaeinteilung bei Aräometern.

Ladegeräte

Besonders im Winter wird die Batterie stark beansprucht. Bei kurzen Fahrten reicht die Ladeenergie der Lichtmaschine nicht immer aus, um die Startenergie zu ersetzen. Deshalb ist in diesen Fällen eine Ausgleichsladung erforderlich. Zum Laden der Batterie verwendet man Gleichrichtergeräte. Ihre Kennlinie gibt die Ladeart an und bestimmt den Ladeverlauf.

W-Kennlinie (W = Widerstand)

Mit zunehmender Ladespannung fällt der Strom stetig bis auf einen Beharrungswert ab und wird von Hand abgeschaltet. Der Anfangsladestrom beträgt etwa 2,4 A je 10 Ah. Bei 2,4 V/Zelle wird die Gasungsspannung erreicht, der Strom darf dann nur noch max. 1,2 A/10 Ah betragen. Als Ladeschlußstrom gilt 0,6 A/10 Ah *(Bild 3)*.

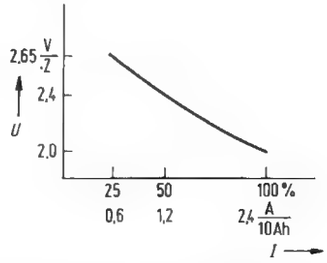


Bild 3. W-Kennlinie (W = Widerstand). Mit zunehmender Ladespannung fällt der Strom stetig bis auf einen Beharrungswert ab und wird von Hand abgeschaltet

Ladegeräte mit W-Kennlinie lassen sich verhältnismäßig einfach herstellen. Sie können aber zur optimalen Ladung nur für einen Batterietyp eingesetzt werden. Eine Parallel- oder Reihenschaltung mehrerer Batterien ist nicht zulässig. Ein weiterer Nachteil ist der störende Einfluß von Netzspannungsschwankungen.

I-Kennlinie

Die Batterie wird von Anfang bis Schluß mit einem konstanten Strom von max. 1 A/10 Ah geladen. Die Abschaltung erfolgt von Hand oder automatisch

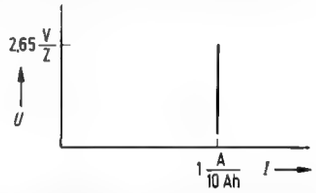


Bild 4. (I-Kennlinie). Die Batterie wird von Anfang bis Schluß mit einem konstanten Strom von max. 1 A/10 Ah geladen. Die Abschaltung erfolgt von Hand oder automatisch (zeit- oder spannungsabhängig). Es können gleichzeitig mehrere in Reihe geschaltete Batterien unterschiedlicher Kapazität und Zellenzahl geladen werden

(zeit- oder spannungsabhängig). Es können gleichzeitig mehrere in Reihe geschaltete Batterien unterschiedlicher Kapazität und Zellenzahl geladen werden *(Bild 4)*.

IU-Kennlinie

Geladen wird in zwei Abschnitten. Zu Beginn ist der Strom konstant. Nach Erreichen der Gasungsspannung von 2,4 V/Zelle wird die Spannung konstant gehalten, während der Strom langsam abklingt *(Bild 5)*, Geräte mit IU-Kennlinie ermöglichen die gleichzeitige Ladung mehrerer parallel geschalteter Batterien gleicher Zellenzahl, aber unterschiedlicher Kapazität.

Wird das Ladegerät außerdem mit einstellbarer Spannung und einstellbarer Strombegrenzung versehen, so ist es zusätzlich sehr gut als Netzgerät für andere Verbraucher einsetzbar.

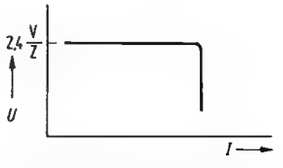


Bild 5. IU-Kennlinie. Geladen wird in zwei Abschnitten. Zu Beginn ist der Strom konstant. Nach Erreichen der Gasungsspannung von 2,4 V/Zelle wird die Spannung konstant gehalten, während der Strom langsam abklingt

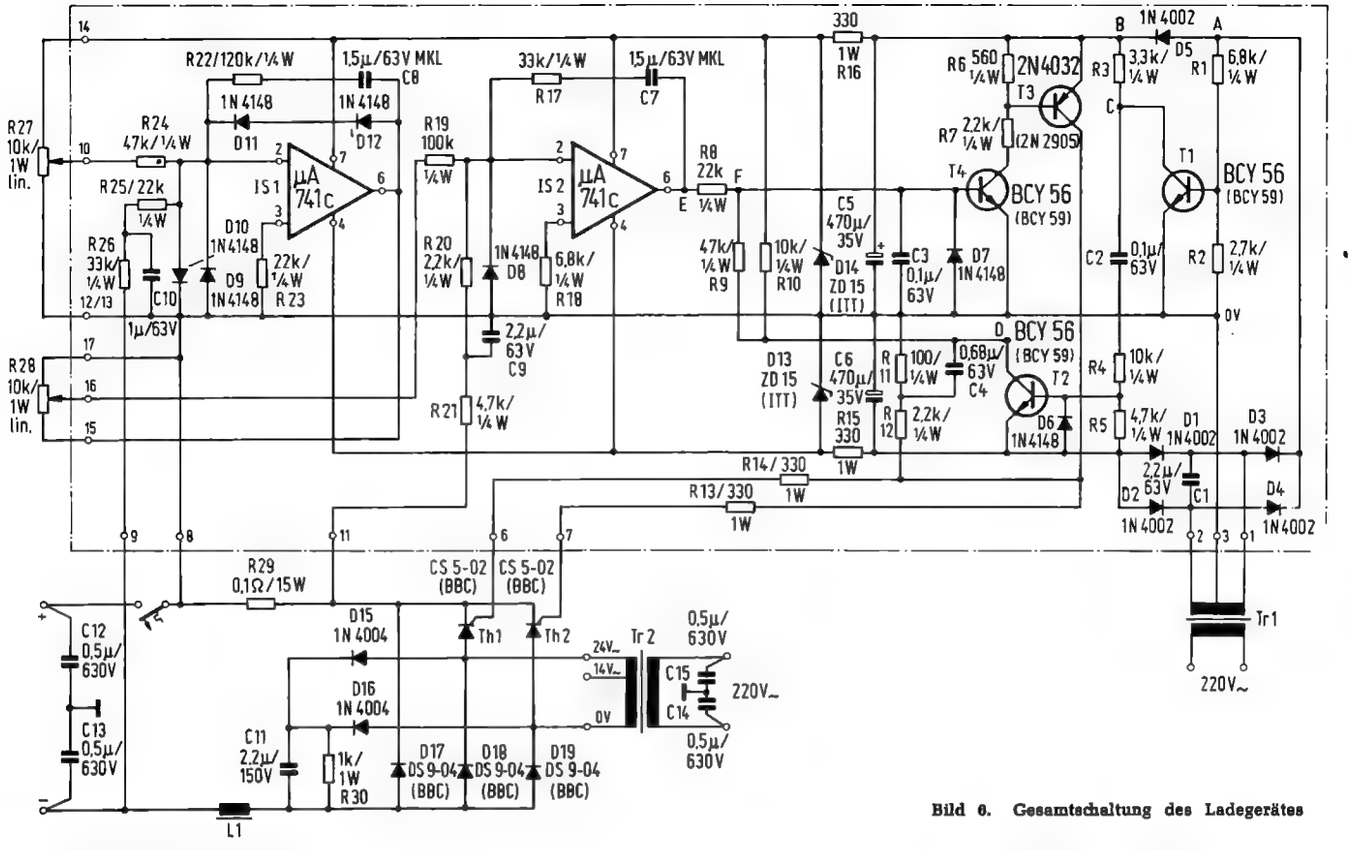


Bild 6. Gesamtschaltung des Ladegerätes

Nachfolgend wird die Bauanleitung eines geregelten Gleichrichtergerätes von maximal 8 A Ausgangsstrom angegeben. Spannung und Strombegrenzung sind einstellbar. Neben der IU-Kennlinie können auch Batterien nach der I-Kennlinie geladen werden.

Die Schaltung

Das Gleichrichtergerät besteht aus einem Leistungsteil mit Halbleiter-Bauelementen und einer elektronischen Steuer- und Regeleinrichtung *(Bild 6)*. Die an den Transformator Tr 2 angeschlossene Netzwechselspannung wird herabgesetzt und abhängig von der Batteriezellenzahl, 14 oder 24 V~, einer gesteuerten Einphasen-Brückenschaltung zugeführt. Es erfolgt eine Umformung in eine veränderliche Gleichspannung. Ihr Mittelwert ist abhängig vom Zündzeitpunkt der Thyristoren, bezogen auf den Verlauf der anliegenden Wechselspannung. Mit zunehmendem Steuerwinkel wird die zur Verfügung stehende Gleichspannung U_d kleiner *(Bild 7)*.

Zur Herabsetzung der Stromwelligkeit ist die Glättungsdrossel L 1 eingesetzt. Die Freilaufdiode D 17 ermöglicht bei induktiven Verbrauchern das Weiterfließen des Stromes während der stromlosen Pausen der Thyristoren, d. h. zwischen Ende der Spannungshalbwelle und der erneuten Zündung bei der nachfolgenden Halbwelle.

Ein Automat schützt das Gerät im Kurzschlußfall. Die an den Wechsel- und Gleichspannungsklemmen angeschlossenen Kondensatoren C 12...C 15 bewirken eine Funkenstörung. Außerdem ist zum Schutz der Halbleiterbauelemente gegen Netzüberspannungen auf der Sekundärseite des Transformators Tr 1 ein kapazitiver Überspannungsschutz angeschlossen (D 15, D 16, C 11, R 30).

Steuer- und Regeleinrichtung

Die Steuer- und Regeleinrichtung hat die Aufgabe, Impulse für die Thyristoren zu erzeugen und in bezug zur Netzspannung so zu verschieben, daß:

1. bei der Ladung nach der I-Kennlinie der Ladestrom konstant gehalten wird;
2. bei Ladung nach der IU-Kennlinie bis 2,4 V/Zelle mit konstantem Strom und anschließend mit konstanter Spannung geladen wird;
3. bei Betrieb als Netzgerät die Spannung konstant bleibt und als Überlastschutz ein eingestellter Stromwert nicht überschritten wird (Strombegrenzung).

Die Regeleinrichtung besteht aus zwei integrierten Verstärkern, die als Kaskade geschaltet sind. Der Verstärker IS 1 übernimmt die Regelung der Gleichspannung. Von dem Potentiometer R 27 oder einem fest eingestellten Spar nungsteiler wird der Sollwert (Gasungsspannung der Batterie oder gewünschte Verbraucherspannung) über den Eingangswiderstand R 24 als positiver, stabilisierter Spannungswert eingegeben. Der Istwert gelangt als negative Spannung über das Siebglied R 26, C 10 und den Eingangswiderstand R 25 zum Verstärker. Sollwert- und Istwertspannung werden verglichen. Erreicht der Istwert nicht den Betrag des Sollwertes (Anfang der Batterieladung), so besteht eine Regelabweichung und der Verstärker gibt das maximale Ausgangssignal von etwa −13,5 V ab. Diese Spannung ist der Stromsollwert, und sie kann am Potentiometer R 28 eingestellt werden (Lade- oder Verbraucherstrom). Der nachfolgende Stromregler IS 2 vergleicht ebenfalls den Sollwert mit dem vom Widerstand R 29 erzeugten Istwert. Der Strom wird auf den eingestellten Wert konstant gehalten, solange der Spannungsregler IS 1 das Signal nicht begrenzt.

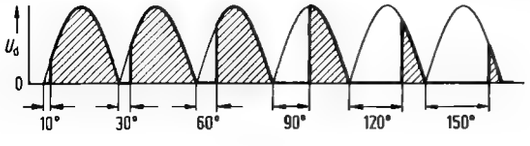


Bild 7. Mit zunehmendem Steuerwinkel wird die zur Verfügung stehende Gleichspannung U_d kleiner

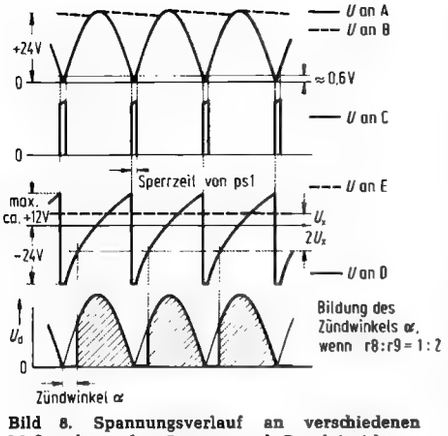


Bild 8. Spannungsverlauf an verschiedenen Meßpunkten der Steuer- und Regeleinrichtung

Das Ausgangssignal des Stromreglers (Punkt E) wird über den Mischwiderand R8 auf die Basis des Transistors T 4 gegeben und dort mit einer angenäherten Sägezahnspannung (über Widerstand R 9) verglichen *(Bild 8)*. Diese wird wie folgt erzeugt:

Die Elektronikversorgung erfolgt mit der durch die Dioden D 1 bis D 4 erzeugten pulsierenden Gleichspannung. Der Transistor T 1 sperrt im Takt der Spannungsnulldurchgänge der Halbwellen während einer Sperrzeit, die vom Widerstand R 2 abhängt (bei R 1 = 6,8 kΩ und R 2 = 2,7 kΩ beträgt die Sperrzeit etwa 0,8 ms). Der Kondensator C 1 (auf der Sekundärseite von Tr 1) hält dabei Oberschwingungen der Netzspannungen vom Synchronisiertransistor T 1 fern. Über C 2 und R 4 wird der Schaltzustand von T 1 auf die Basis von Transistor T 2 übertragen. Ist T 1 gesperrt, wird T 2 durchgesteuert, die Spannung an Punkt D ändert sich vom Potential der negativen Versorgungsspannung (rund − 24 V) mit der Zeitkonstanten T = (R 10 + R 11) · C 4 in Richtung positiven Potentials.

Die Mischspannung am Punkt F (Summe der Spannung an D und E) bestimmt den Durchschaltzeitpunkt von T 4. Sein Schaltzustand wird über den Spannungsteiler R 6 und R 7 auf den Transistor T 3 übertragen. Der Transistor T 3 schaltet die positive Versorgungsspannung (≈ + 24 V) über die Vorwiderstände R 13 und R 14 auf die Gitter des Thyristors Th 1 und Th 2. Diese Zündimpulse werden durch die Funktion von T 1 und T 2 netzsynchron gebildet. Von den beiden Thyristoren wird jeweils derjenige gezündet, dessen Spannung an der Anode, gegenüber der Katode, positiv ist. Wenn der Thyristor Th 1 zündet, ist die Diode D 19 ebenfalls stromführend; bei Thyristor Th 2 ist entsprechend Diode D 18 stromführend.

Dimensionierungs-Hinweise

Leistungsteil

Bei der Berechnung des Transformators Tr 2 werden sämtliche im Gerät auftretenden Spannungsabfälle berücksichtigt. Für die Erstellung der Wickeldaten gelten folgende elektrischen Werte:

Leistung: 215 VA		
	Spannung	Strom
Primär	220 V~	1 A~
Sekundär	0–14–24 V~	8,8 A~

Zur Ladung einer 6-V-Batterie erfolgt der Gleichrichteranschluß an 14 V~, bei einer 12-V-Batterie an 24 V~.

Die Dioden und Thyristoren müssen zur Abführung ihrer Verlustleistung auf Kühlblechen montiert werden. Bei einem Verbraucherstrom von 8 A– entstehen in jedem Bauelement ungefähr 4 W Verlustleistung. Die angegebenen Halbleiter haben zu ihrer Befestigung einen M-5-Gewindebolzen. Als Kühlblech eignet sich z. B. 3 mm dickes Aluminium mit einer Fläche von 50 cm² pro Bauelement. Die Dioden D 17, D 18, D 19 können gemeinsam auf einer Fläche von 150 cm² montiert werden. Natürlich sind auch Strangprofil-Kühlkörper verwendbar. Der thermische Widerstand pro Kühlkörper sollte dabei ≦ 10 grd/W betragen.

Für die Glättungsdrosselspule L 1 wird ein Kerntyp verwendet, der erfahrungsmäßig etwa 1/4 der Typenleistung des Haupttransformators hat. In diesem Fall wurde der Kerntyp M 85/32 mit 1 mm Luftspalt gewählt. Für 8,8 A Effektiv-Wert ausgelegt, beträgt bei einem Drahtdurchmesser von 2,2 mm und 75 Windungen die Induktivität etwa 9 mH.

Als Automat für Kurzschlußschutz eignen sich Spezialautomaten mit ultraflinker Abschaltcharakteristik oder handelsübliche Automaten (≦ 10 A) mit H-Charakteristik und magnetischer Auslösung.

Die Funkentstör-Kondensatoren C 12... C 15 müssen direkt an die Leistungsteilklemmen angeschlossen werden. Die Anschlußlänge darf dabei maximal 30 mm nicht überschreiten. Ihr Mittelpunkt ist zu erden. Bei Anschluß des

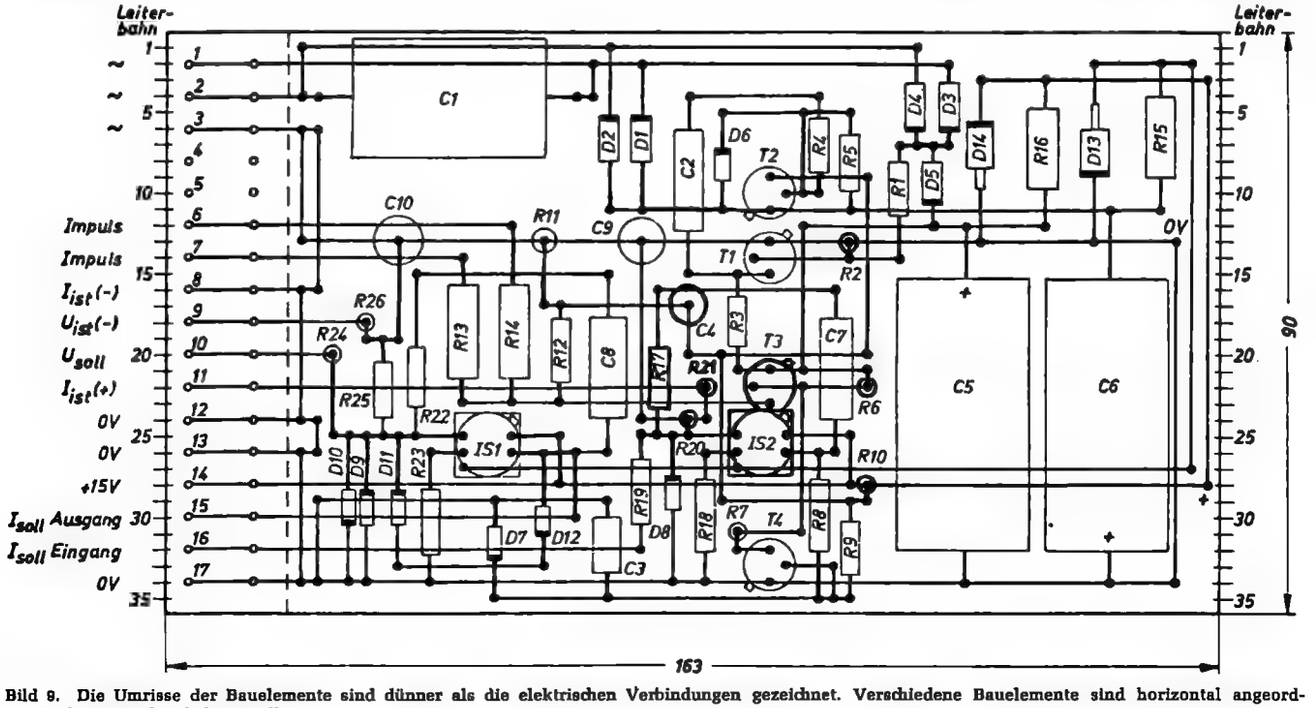


Bild 9. Die Umrisse der Bauelemente sind dünner als die elektrischen Verbindungen gezeichnet. Verschiedene Bauelemente sind horizontal angeordnet und entsprechend dargestellt

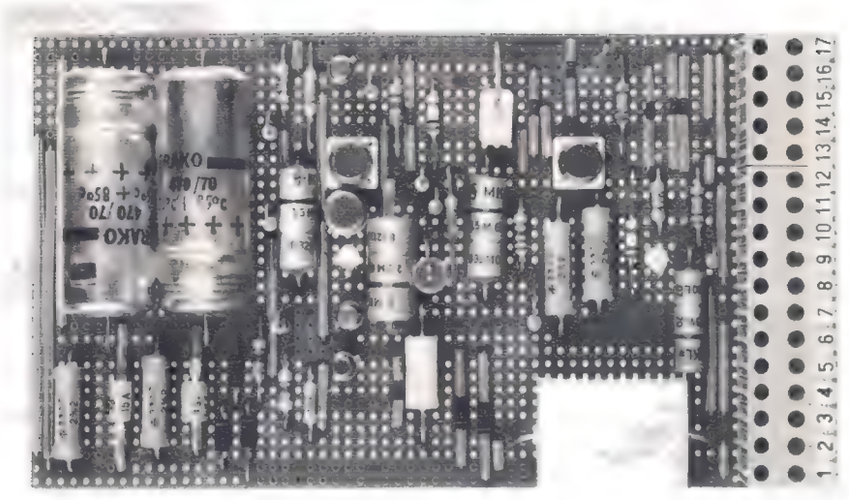


Bild 10. Ansicht des Musters

Gerätes an das Netz sind die geltenden Schutzmaßnahmen zu beachten.

Steuer- und Regeleinrichtung

Für die Steuer- und Regeleinrichtung kann eine Lochraster-Leiterplatte mit 35 Leiterbahnen verwendet werden. *Bild 9* zeigt hierzu die Draufsicht der Bestükkungsseite. Die Umrisse der Bauelemente sind dünner als die elektrischen Verbindungen gezeichnet. Verschiedene Bauelemente sind horizontal angeordnet und entsprechend dargestellt (siehe auch *Bild 10*).

Die Spannungsversorgung erfolgt über einen Transformator M 55/20 (12 VA) mit einer Mittelanzapfung auf der Sekundärseite (2×18 V~). Die Spannungs-Stabilisierung geschieht mit zwei Z-Dioden 15 V/1 W. Zur Einstellung einer Lade-Sollwertspannung von 14,4 V bei 12-V-Batterien ist es erforderlich, die Toleranz der Zenerspannung für diesen Wert auszuwählen.

Sämtliche Transistoren arbeiten im Schalterbetrieb und die Emitter-Kollektor-Spannungen liegen nicht über 30 V, so daß an die Transistoren keine besonderen Forderungen gestellt werden. Der Transistor T 3 wird bei Widerstand R 13 und R 14 = 330 Ω mit maximal 120 mA belastet.

Der Abgleich des Impuls-Verschiebebereichs kann bei der fertig aufgebauten Schaltung u. U. durch den Widerstand R 8 vorgenommen werden. Ein hochohmigerer Widerstand engt den Impuls-Verschiebebereich ein. Mit Hilfe des Widerstandes R 21 läßt sich der am Potentiometer R 28 maximal einstellbare Ladestrom abgleichen. Ein niederohmigerer Widerstand R 21 hat einen niedrigeren Maximalstrom zur Folge.

Betriebshinweise

Nach fertigem Aufbau und Verdrahtung kann das Gerät zur Auffindung evtl. Schaltfehler zunächst gesteuert betrieben werden:

1. Istwertleitungen von Klemme 8 und 9 lösen
2. Verstärker IS 1 und IS 2 für Verstärkungsfaktor 1:1 beschalten:
   - bei IS 1 Widerstand 47 kΩ zwischen Anschluß 2 und 6, R 22 oder C 8 am Verstärkeranschluß lösen;
   - bei IS 2 Widerstand 100 kΩ zwischen Anschluß 2 und 6, R 17 oder C 7 am Verstärkeranschluß lösen.

An die Ausgangsklemmen ist ein Verbraucher und ein Spannungsmesser anzuschließen. Bei richtiger Verdrahtung läßt sich die Gleichspannung mit dem Potentiometer R 27 verstellen. An Klemme 10 liegt dann eine positive Spannung, an Klemme 15 eine negative, die über das Potentiometer R 28 dem Verstärker IS 2 zugeführt wird.

Für einen geregelten Betrieb ist der Grundzustand wieder herzustellen. Die genaue Einstellung erfolgt bei belastetem Gerät (richtige Polarität beachten: +an+, −an−):

1. Meßinstrument als Strommesser anschließen und max. Strom an R 28 einstellen.
2. Meßinstrument als Spannungsmesser anschließen und gewünschte Spannung an R 29 einstellen.

I-Kennlinie

Soll die Batterie nach der I-Kennlinie geladen werden, sind nur folgende kleine Umstellmaßnahmen durchzuführen:

1. Istwertleitung an Klemme 9 lösen.
2. Klemme 10 mit 14 verbinden.
3. Potentiometer R27 von Klemme 12/13 lösen.

Das Potentiometer R 27 ist nicht mehr erforderlich, die Einstellung des Stromes erfolgt weiterhin an R 28.

Dietmar Möller

Labornetzgerät mit integrierten Schaltungen

2. Teil

Ist die Referenzspanung $U_{ref} > U_i$ $-U_i$ = Spannungsabfall, den der Meßwerkstrom I_M über dem Meßwerkwiderstand R_i und dem Vorwiderstand R_v hervorruft – so liegt der Ausgang des OP auf $-U_b$. Der Transistor T 206 ist mithin gesperrt, und das Relais Rl 1 abgefallen. Je höher der fließende Ausgangsstrom I_A (Laststrom) wird, desto größer wird U_i, da $U_i = I_M\ (R_M + R_v)$ ist (vgl. Bild 4).

Wenn $U_i > U_{ref}$ ist, befindet sich der Ausgang des OP auf +12 V, und der Transistor T 206 ist durchgeschaltet; das hat ein Anziehen des Relais Rl 1 zur Folge, wodurch der Längstransistor 2 N 3055 von der Ausgangsklemme abgetrennt wird. Ein weiterer Relaiskontakt schaltet die optische Überstromanzeige La 1 ein.

Da nun $U_i = I_M\ (R_M + R_v) = 0$ wird, würde ohne das ODER-Gatter D 204, D 205 und R 211 sofort $U_{ref} > U_i$ entstehen, und das Relais Rl 1 abfallen. Dadurch ergibt sich wiederum, bedingt durch die Last, $U_i = I_M\ (R_M + R_v) \neq 0$, was wiederum ein Anziehen des Relais Rl 1 zur Folge hätte usw. Mithin muß das Potential $U_i > U_{ref}$ bei $U_i = I_M$ $(R_M + R_v = 0$ vom Ausgang des OP abgegriffen werden, um einen stabilen Zv stand zu erhalten. Dieses wird mittel. des Gegenkopplungswiderstandes R 212 auf das aus D 204, D 205 und R 211 bestehende ODER-Gatter erreicht.

Der Reset erfolgt durch Nullsetzen des zweiten ODER-Einganges über den Taster Ts, denn es gilt:

$$E1 = E2 \rightarrow A = 0 \rightarrow U_{ref} > U_i$$

Die jeweiligen Nebenwiderstände zur Meßbereichserweiterung R_{Si} (i = 1...6) lassen sich aus den vorgegebenen Meßbereichsendwerten berechnen. Es gilt:

$$R_{Si} = \frac{I_M\ (R_M + R_v)}{I_i - I_M} \qquad (i = 1...6)$$

Im Hinblick auf einen niedrigen Temperaturkoeffizienten wurde $R_v = 6 \cdot R_M$ gewählt. $R_v = 600\ \Omega$ ist aus Manganindraht gewickelt.

Mit:

$\Delta = 1 + \alpha\ (\vartheta - 20\ °C)$

$$\alpha = \alpha_G = \frac{\alpha M \cdot R_M}{R_M + R_v} = \text{Gesamttemperaturkoeffizient}$$

$\alpha = \alpha_{M20}$ = Temperaturkoeffizient bei 20 °C

ergibt sich bei einer Temperaturerhöhung von 20 °C auf 30 °C mit α_{M20} ein Temperaturfehler von 3,9 %.

Mit α_G entsteht ein Temperaturfehler nach den o. a. Bedingungen von 0,57 %.

Die Dioden D 202 und D 203 in Verbindung mit den Z-Dioden Z 200 und Z 201 dienen zur Minimierung des Gesamttemperaturkoeffizienten aus pn-Diode und Z-Diode.

Die Diode D 207 schließt die durch Rl 1 bedingte Induktionsspannung $E = 0{,}5 \cdot L \cdot I^2$ beim Abschalten von T 206 kurz. Dabei muß die Diode den Spitzenstrom $\hat{I} = I$ aufnehmen können.

Abgleich des Labornetzgerätes

Mit den Trimmern R 104 und R 109 Bild 2 lassen sich die Festspannungen genau auf +12 V bzw. −12 V justieren. Für die Einsteller R 214 und R 219 nach Bild 3 gilt das o. a. entsprechend. Mittels des Reglers R 206 wird der Referenzstrom $I_{ref} = 10$ mA durch Transistor T 205 eingestellt. Er läßt sich kontrollieren, indem man zwischen den Kollektor des Transistors T 205 und den Emitter des Transistors T 204 einen Meßwiderstand (1 %) von 10 Ω einsetzt und den entstehenden Spannungsabfall auf 100 mV mittels R 206 (in Bild 4) einstellt. Der Meßwiderstand kann auch größer sein, z. B. 100 Ω oder 1 kΩ.

Zur Einstellung des Schwellwertes für den Spannungskomparator (OP µA 709) wird mit den Bewertungswiderständen ein Spannungswert erzeugt, ein Stromlimit von z. B. 100 mA eingestellt und am Ausgang eine definierte Last (Meßwiderstand 1 %) angeschlossen, so daß der Meßbereichs-Endwert (z. B. 100 mA) erreicht wird. Mit R 210 justiert man die Schwelle (≈ 100 mV) so, daß nun der Komparator umkippt und die Überstromlampe La 1 aufleuchtet.

Sollte wider Erwarten, das Netzteil bei Belastung schwingen, so ist zwischen den Kollektor des Transistors T 203 und die Basis des Transistors T 202 ein keramischer Kondensator C = 100 nF einzusetzen und/oder für R 204 ein Trimmer zu verwenden.

Die Schaltungen nach Bild 2, Bild 3 (ausschließlich der Gleichrichter und Siebkondensatoren) und Bild 4 lassen sich auf einer Superpertinaxplatte mit 2,5 mm Lochraster kupferpunktiert mit den Abmessungen 200 mm × 100 mm unterbringen. Der Nachbau ist unkritisch bis auf die Leitungen zu den Ausgangsbuchsen der variablen Gleichspannung. Diese sollten nach Möglichkeit so kurz wie möglich gehalten werden.

Die im Labornetzgerät verwendeten Bauteile sind alle im einschlägigen Fachhandel standardmäßig erhältlich. Das Relais Rl 1 ist ein Siemens-Kammrelais vom Typ Trls 154d mit $R_L \approx 700$ Ω. Für die Transformatoren Tr 1 und Tr 2 kann jede Ausführung mit den Sekundärwerten 10 V/1 A, 18 V/1 A, 18 V/1 A und 23 V/3 A, 18 V/0,5 A genommen werden. Eine Sekundärwicklung 23 V/2,5 A für Tr 2, 18 V/0,5 A würde den hier vorliegenden Ansprüchen ebenfalls genügen. Sämtliche Widerstände ohne Leistungsangabe haben die Belastbarkeit 0,1 W.

Die Spannungsfestigkeit der verwendeten Siebkondensatoren sollte 35 V nicht unterschreiten. Die Spannungsfestigkeit der verwendeten Kondensatoren in den Schaltungen nach Bild 2, Bild 3 und Bild 4 sollte bei 25 V liegen. Der Stabilisierungsfaktor der variablen Gleichspannungsquelle liegt nach [2] bei 100.

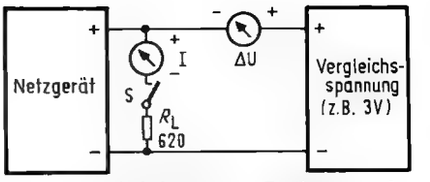


Bild 5. Meßschaltung zur Bestimmung des statischen Innenwiderstandes der variablen Gleichspannungsquellen

Der statische Innenwiderstand $R_{I\,stat}$ beträgt etwa 68 mΩ. Er wird nach dem in *Bild 5* dargestellten Meßaufbau ermittelt. Die Netzgerätspannung (ohne Last) ist hierfür gleich der Vergleichsspannung einzustellen. Die Differenzspannung ist Null. Nun ist der Schalter S zu schließen. Der sich jetzt bildende Quotient entspricht dem statischen Innenwiderstand, der aus der Differenzspannung der Brücke und dem Brückenstrom gebildet wird. Mit $\Delta U = 0{,}32$ mV und $I = 4{,}7$ mA ergibt sich $R_{I\,stat} = 68$ mΩ.

Literatur

[1] Siemens Technische Mitteilungen Nr. 2-8300-053, S. 11.
[2] FUNKSCHAU 1971, Heft 23, S. 778.

Tabelle der technischen Daten

Spannung	Leerlauf U = (V)	Leerlauf U_{Brumm} (μV_{ss})	Vollast U = (V)	Vollast U_{Brumm} (μV_{ss})
Festspannung + 12 V	+ 12	10	+ 11,99 (1 A)	15
	+ 12	10	+ 11,99 (1 A)	15
Festspannung + 5 V	+ 5	15	+ 4,99 (1 A)	20
Versorgungsspannung + 18 V	+ 18	30	+ 17,95 (2,5 A)	> 70
− 12 V	− 12	15	− 12 (0,5 A)	20
Variable Gleichspannung	+ 12	30	+ 12 (1 A)	> 60

Volkmar Haertel

Unmodulierte optische Strahlschranken

Gleichlichtschranken arbeiten mit unmoduliertem Licht oder Strahlungen. Silizium- und Germaniumfototransistoren besitzen ihre maximale spektrale Empfindlichkeit im Infrarotgebiet. Die verwendeten Strahlungsquellen (z. B. Glühlampe) strahlen nicht nur im sichtbaren Bereich, sondern teilweise auch im IR- oder UV-Bereich (z. B. GaAs-Dioden, Entladungslampen). Exakt sollte man von Strahlschranken und nicht von Lichtschranken sprechen.

Die unmodulierte optische Strahlschranke hat gegenüber der modulierten optischen Strahlschranke senderseitig den Vorteil der simplen Einschaltung der Strahlquelle. Empfängerseitig zeigen sich Nachteile. Die Empfänger sind zumeist gleichstromgekoppelte Verstärker. Sie können zwischen der eigenen Senderstrahlung und fremder Strahlung nicht unterscheiden.

Sehr empfindliche Empfänger sprechen auf reflektierte Umfeldstrahlungen an. Beispielsweise kann bei Unterbrechung einer unmodulierten Strahlschranke heller Stoff die Umfeldstrahlung auf den Empfänger reflektieren; es folgt kein Auslösebefehl.

Die Sensoren müssen sorgfältig vor Umfeldstrahlung geschützt werden (z. B. Einbau in Röhrchen). Gleichzeitig werden sie durch Vorsatzlinsen von der Strahlungsrichtung wesentlich abhängiger.

Bei den Fototransistoren der Typenreihen LS 400, LS 600 und TIL 600 von

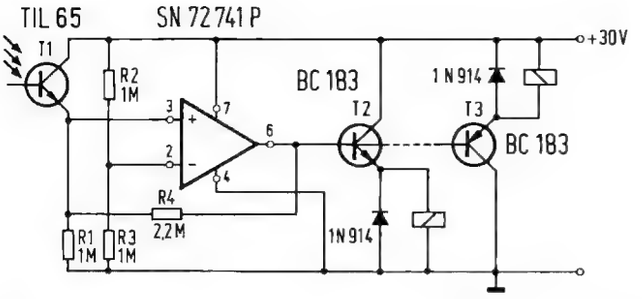


Bild 1. Schaltung der Strahlschranke

Texas Instruments sind Vorsatzlinsen auf den Transistorgehäusen angebracht. Diese Fototransistoren haben eine hohe Fotostromempfindlichkeit (z. B. LS 4022 von > 9 mA < 16 mA bei nur 9 mW/cm² Bestrahlungsstärke). Somit fallen zusätzliche Linsenanordnungen bei vielen Anwendungsfällen weg.

Die Fototransistoren der Typenreihe TIL 63 bis TIL 67 haben keine Linsen. Die Abhängigkeit von der Strahleinfallsrichtung ist kleiner als bei den oben genannten Typen. Die minimale Fotostromempfindlichkeit liegt je nach Typ bei 0,5...6 mA bei 20 mW/cm² Bestrahlungsstärke. Auch mit diesen preiswerten Typen können einfache und empfindliche unmodulierte Strahlschranken aufgebaut werden.

In der Schaltung nach *Bild 1* wird der Operationsverstärker SN 72741 P als Schmitt-Trigger betrieben. Vom Ausgang 6 wird der Mitkopplungswiderstand R 4 an den positiven Eingang 3 geschaltet. R 1 wird nach der geforderten Empfindlichkeit dimensioniert; bei niedriger Empfindlichkeit mit 10 kΩ und bei hoher Empfindlichkeit bis 1 MΩ. R 4 bestimmt die Hysterese des Schmitt-Triggers. Je größer das Verhältnis R 4 zu R 1 ist, desto kleiner wird die Hysterese. Eine sehr kleine Hysterese wirkt sich schädlich aus bei Verwendung von Strahlquellen, die z. B. mit 100 Hz Modulation beaufschlagt sind. Wird die Schaltung in der Nähe der Grenzempfindlichkeit betrieben, schaltet der Schmitt-Trigger im 100-Hz-Rhythmus.

Wird R 4 kleiner als R 1, so arbeitet die Schaltung infolge der hohen Mitkopplung nicht sicher. Der Eingang 2 erhält durch die gleichen Werte von R 2 und R 3 die halbe Betriebsspannung.

Bei Bestrahlung des Fototransistors TIL 65 steigt das Potential am Eingang 3. Erreicht es die halbe Betriebsspannung, so schaltet der Schmitt-Trigger, wodurch der Ausgang 6 von der Ruhelage (etwa 0 V) in die Endlage (Betriebsspannung-Sättigungsspannung der Endtransistoren) gekippt wird.

Die Temperaturabhängigkeit ist vernachlässigbar, wenn die Lichtschranke bei genügend hoher Bestrahlungsstärke im Schaltbetrieb arbeitet. Der Dunkelstrom des Fototransistors beträgt bei $T_u = 80$ °C typisch 0,5 µA. Er ruft an R 1 einen Spannungsabfall von etwa 500 mV hervor, der gering ist gegenüber der halben Betriebsspannung am Eingang 2. Die Temperaturabhängigkeit des Operationsverstärkers ist noch geringer gegenüber dem Fototransistor und deshalb auch vernachlässigbar.

Zur Umkehrung der Funktion kann der Fototransistor mit R 1 oder R 2 vertauscht werden. Der nachgeschaltete Emitterfolger benötigt nur etwa 100 µA Basisstrom zur Durchschaltung. Durch das Relais mit $R = 935\ \Omega$ fließt ein Strom von 30,5 mA bei $U_{Em} = 28{,}5$ V. Der Schmitt-Trigger hat einen Ruhestrom von 1,2 mA und bei Bestrahlung von 5,2 mA bei $U_B = 30$ V.

Die Empfindlichkeit dieser Schaltung nimmt mit kleinerer Betriebsspannung zu. Der Fotostrom durch den Fototransistor bei konstanter Bestrahlungsstärke ändert sich nur geringfügig in Abhängigkeit von der Betriebsspannung. Bei niedriger Betriebsspannung erhält somit der Eingang 3 im Verhältnis ein höheres Potential als der Eingang 2.

Wird R 2 durch eine Konstantstromquelle ersetzt oder die Betriebsspannung stabil gehalten, ist dieser Effekt eliminiert. Diese einfache Schaltung arbeitet stabil und zeigt keine Schwingneigung. Den Vorschlag für eine gedruckte Schaltung zeigt *Bild 2*. ■

Alfred Hauenstein

Verstärker für Kopfhörer

Der im *Bild* gezeigte Kopfhörer-Verstärker entspricht in Klirrfaktor- und Spannungsfrequenz-Daten der Hi-Fi-Norm. Sein hoher Eingangswiderstand von etwa 250 kΩ ermöglicht eine universelle Anwendung. Der Kopfhörer ist gleichstromfrei angeschlossen.

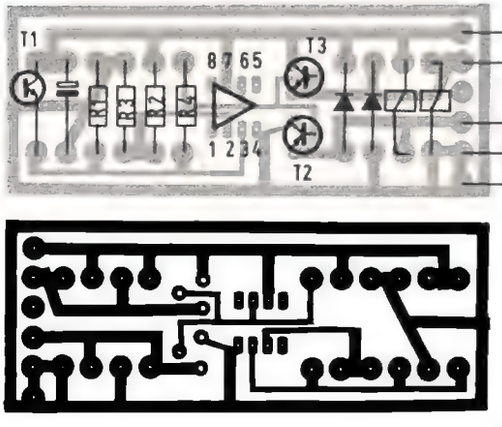
Der Verstärker besitzt eine A-Endstufe mit dem Transistor T 3, die auf eine Stromeinprägeschaltung T 2, D 1, D 2 arbeitet. Dadurch ergibt sich ein großer Aussteuerungs- und Betriebsspannungsbereich und die Anschlußmöglichkeit für Kopfhörer mit Widerständen von 200...> 2000 Ω.

Außerdem liefert der hohe Innenwiderstand des Transistors T 2 einen sehr guten Siebfaktor zum Ausgang hin. Die Ausgangsleistung ist vom Kopfhörerwiderstand und von der Betriebsspannung abhängig. Die technischen Daten nennt die *Tabelle*.

Technische Daten

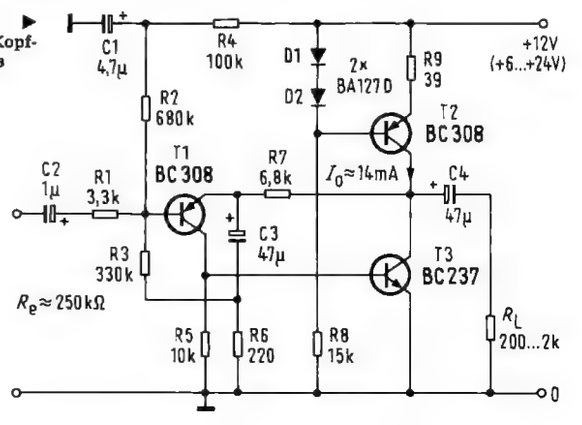
Betriebsspannung:	12 V (6...24 V)
Stromaufnahme:	14 mA
Eingangswiderstand:	250 kΩ
Spannungsfrequenzgang (−1 dB) bei $R_L = 200\ \Omega$:	37 Hz...470 kHz
Spannungsverstärkung:	25
$U_{a\,nenn}$ (k=1 %, f=1 kHz)	
R_L= 200 Ω:	1,5 V (11 mW)
R_L=2000 Ω:	3,4 V (6 mW)
Klirrfaktor	
(R_L= 200 Ω, $U_a \leqq 1$ V):	< 0,5 %
(R_L=2000 Ω, $U_a \leqq 3$ V):	< 0,1 %

(Nach Siemens-Unterlagen)



◄ Bild 2. Platine mit Bestückungsplan

Schaltung des Kopfhörer-Verstärkers



Ing. Günter Peltz

Elektronisches Klavier mit 5 Oktaven

I. Teil

Beschreibungen oder gar Bauanleitungen für komplette elektronische Musikinstrumente (EMI) sind in der Fachliteratur selten zu finden. Die Schaltung einer mittleren elektronischen Orgel ist bereits so komplex, daß allein diese mit der Funktionsbeschreibung in mehreren FUNKSCHAU-Ausgaben viele Seiten beanspruchen würde. Eine so umfangreiche Schaltung schreckt dann auch besonders den Anfänger ab, obwohl sich viele Baugruppen wiederholen, was natürlich den Nachbau vereinfacht. Andererseits möchte sich zum Beispiel ein Musiker keine Einfachst-Orgel bauen, sondern seinen persönlichen „Sound" realisieren. Um so die verschiedenen Wünsche der Interessenten unter einen Hut zu bringen, wurde auf Anregung der FUNKSCHAU von ITT-Intermetall und von ITT Hobbykits ein neuartiges elektronisches Klavier aufgebaut, das auch am FUNKSCHAU-Stand anläßlich der Funkausstellung 1973 in Berlin dem Publikum zur Verfügung steht.

Die Erzeugung des Klavierklanges in einer elektronischen Orgel erfordert einen erheblichen Schaltungsaufwand [1, 2, 3]. Deshalb ist das im folgenden beschriebene Musikinstrument von vornherein als elektronisches Klavier konzipiert, das auch als Orgel spielbar ist. Es ist jedoch ohne weiteres möglich, weitere Filter einzubauen, um so den Klang des Instrumentes den persönlichen Wünsche des Benutzers anzupassen. Hierzu werden am Schluß dieser Arbeit Hinweise gegeben.

Diese Selbstbeschränkungen ermöglichen es, ein preiswertes Musikinstrument mit überschaubarem Schaltungsaufwand zu schaffen, welches trotzdem eine Bereicherung für jede Band darstellt. Außerdem ist es für Hausmusik geeignet und: Durch die Kopfhöreranschlüsse ist es nun möglich, das Klavierspiel zu erlernen, ohne den Nachbarn zu sehr auf die Nerven zu fallen! Auch ist für das elektronische Klavier überall Platz, es nimmt weniger Raum ein als ein Fernsehgerät mit 43 cm Diagonale!

Das Gesamtkonzept

Bei der Entwicklung des Klaviers wurde davon ausgegangen, daß nicht überall ein umfangreicher Meßgerätepark zur Verfügung steht. Tatsächlich ist an Meßgeräten für den Nachbau nur eine Stimmgabel oder ähnliches erforderlich. Haben sich Schaltfehler eingeschlichen, genügen zu deren Aufspüren ein einfaches Vielfachinstrument mit einem Innenwiderstand von $> 5\ k\Omega/V$ sowie ein in Form eines Verstärkers oder eines Rundfunkgeräts meist vorhandener Signalverfolger. Das Blockschaltbild *Bild 1* zeigt das so entstandene Konzept. Ein Muttergenerator erzeugt die zwölf obersten Töne fis^2 ... f^3 des Instrumentes. Sie werden mit der speziell hierfür von Intermetall entwickelten MOS-LSI-Schaltung SAH 190 von einem im Megahertz-Bereich schwingenden Hauptoszillators abgeleitet, so daß der Abstand der zwölf Ausgangssignale stets einen genauen Halbtonschritt beträgt [4].

Fünf integrierte Frequenzteiler-IS SAJ 110 von Intermetall erzeugen daraus die weiteren Oktaven, so daß schließlich 61 Rechtecksignale mit einem Tonumfang von F_1 ... f^3 zur Verfügung stehen. Diese werden in einer Widerstandsmatrix miteinander verkettet und 61 elektronischen Tast- und Hüllkurvenschaltungen zugeführt, welche die verketteten Rechtecksignale in unipolare Rechtecke mit unterschiedlichem Tastverhältnis überführen, deren zeitlicher Amplitudenverlauf dem Ausklingverhalten eines Hammerklaviers entspricht.

An dieser Stelle erfolgt auch die Umschaltung Klavier (Perkussion[1])/Orgel (Dauerton). Ein Klangfilter für Klavier- oder Orgelbetrieb kann wahlweise eingeschaltet werden. Der Trennverstärker mit niederohmigem Ausgang ermöglicht für „stillen" Betrieb den Anschluß mehrerer Kopfhörer. Ein weiterer Ausgang ist für den Anschluß eines beliebigen Leistungsverstärkers vorgesehen.

[1]) Auslösen eines abklingenden Tons durch einen Anschlag

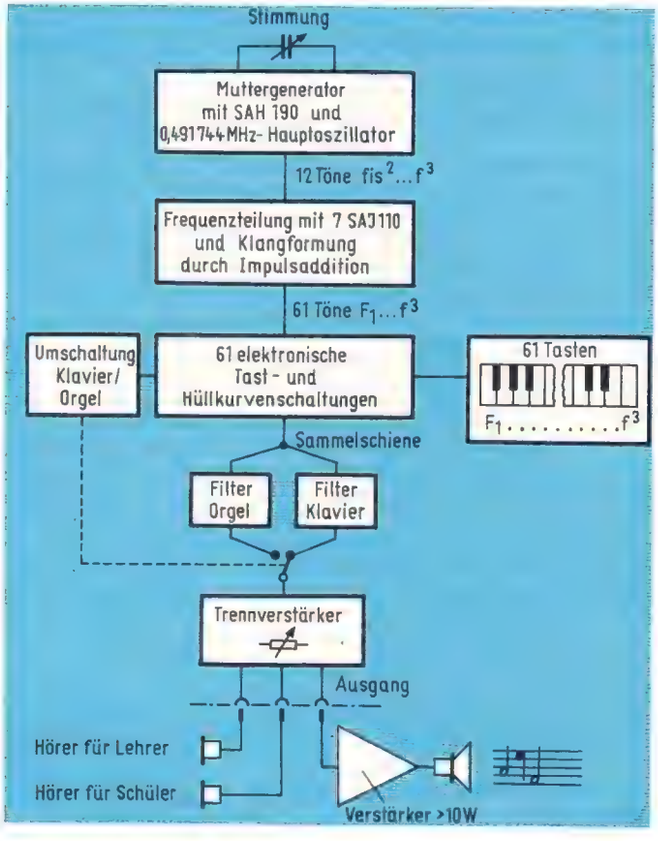


Bild 1. Blockschaltbild des elektronischen Klaviers

Der Verfasser ist Mitarbeiter der ITT-Intermetall GmbH, Freiburg.

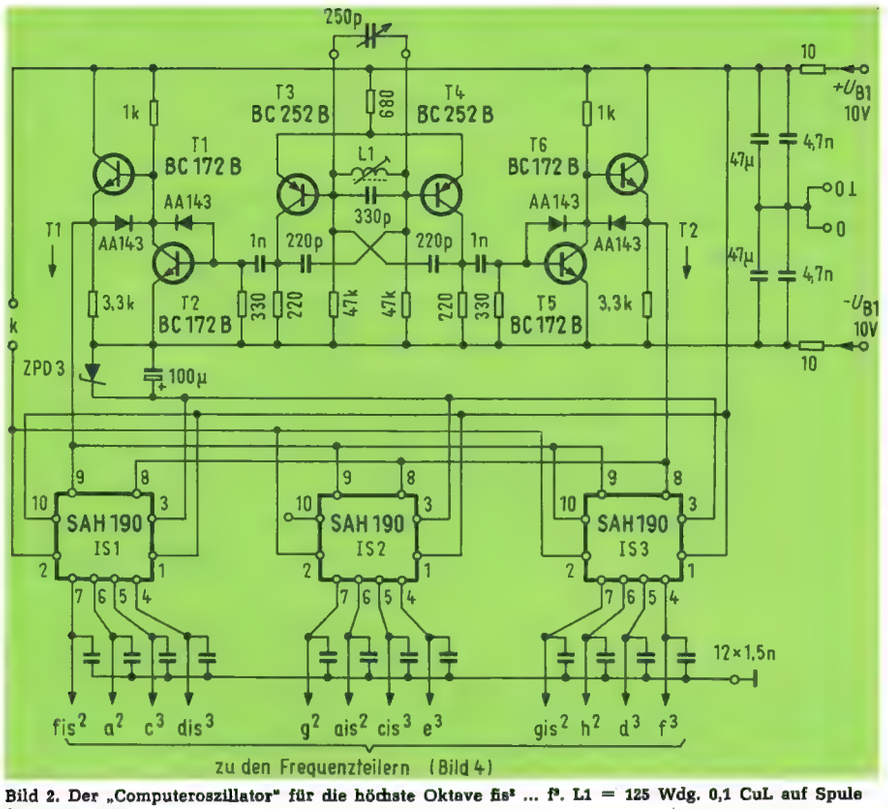


Bild 2. Der „Computeroszillator" für die höchste Oktave fis³ ... f³. L1 = 125 Wdg. 0,1 CuL auf Spule SL-2642 von Vogt

Funktions- und Schaltungsbeschreibung der einzelnen Baugruppen

Für den Selbstbau und eine evtl. Fehlersuche ist die Aufteilung des Gerätes in Baugruppen vorteilhaft. Diese entsprechen hier in etwa den Detailschaltbildern und werden deshalb dem Signalweg entsprechend beschrieben.

Der Muttergenerator

Der Muttergenerator *(Bild 2)* hat die Aufgabe, die zwölf höchsten Frequenzen des elektronischen Musikinstrumentes zur Verfügung zu stellen, aus denen dann durch fortgesetzte Frequenzteilung durch den Divisor 2 alle anderen Töne abgeleitet werden. Bei unserem Vorschlag werden die Töne der Mutteroktave fis² ... f³ von der Top-Frequenz 491,744 kHz abgeleitet. Dieses Signal wird in einem modifizierten Gegentaktoszillator mit den Transistoren T3 und T4 erzeugt. Ein Kleindrehkondensator 250 pF mit isolierter Achse ermöglicht eine Feinverstimmung um ± 10 % zur Anpassung an andere Klangkörper. Die erzeugte Oszillatorspannung wird gegenphasig an den Kollektoren der Transistoren T3 und T4 abgenommen und Impulsformerstufen, bestückt mit den Transistoren T1 und T2 sowie T5 und T6 zugeführt. Die an den Emittern von T1 und T6 vorhandenen Taktimpulse haben dann die richtige Form, um die Frequenzuntersetzer-IS SAH 190 anzusteuern.

Diese IS ist eine Art Kleincomputer, der aus einem hochfrequenten Eingangssignal zwölf gleichtemperierte Halbtöne mit einem gegenseitigen Frequenzunterschied von $\sqrt[12]{2}$ errechnet und als symmetrische, unipolare Rechtecksignale abgibt. Zwölf Kondensatoren von 1,5 nF unterdrücken weitgehend noch vorhandene Hf-Reste. Die größte Abweichung der zwölf Töne von der temperierten Tonskala beträgt ± 0,04 ‰.

Die Frequenzteilung

Um die weiteren 49 Töne für den gewünschten Tonumfang zu erzeugen, werden die „Muttertöne" viermal fortlaufend durch zwei und der oberste Mutterton f³ fünfmal fortlaufend durch zwei geteilt. Als Frequenzteiler für Rechteckspannungen hat sich der bistabile Multivibrator bewährt. Im Gegensatz zu den sogenannten Sägezahnteilern [5] können Flipflops unabhängig von der Eingangsfrequenz gleichartig aufgebaut werden. Sägezahnteiler dagegen erfordern eine unterschiedliche Dimensionierung und/oder ein Einstellorgan pro Teilerstufe.

Dadurch läßt sich eine Frequenzteilerkette aus Flipflop-Stufen leicht integrieren, so daß Intermetall bereits im Jahre 1969 den integrierten Frequenzteiler SAJ 110 entwickelte [6]. Dieser ist siebenstufig und hat pro Stufe einzeln herausgeführte Ein- und Ausgänge, die ohne zusätzliche Bauelemente zu einer Teilerkette zusammengeschaltet werden können. Die Ausgangsspannung jeder Stufe wird über einen Emitterfolger ausgekoppelt, um zu gewährleisten, daß ihre Amplitude weitgehend lastunabhängig ist. Da kein interner Emitterwiderstand vorhanden ist, kann dabei Ausgangsstrom nur in einer Richtung fließen. Einige der Flipflops sind bereits intern gemäß *Bild 3* miteinander verbunden. Alle Stufen sind spannungsgesteuert, so daß die Kurvenform des Eingangssignals beliebig sein kann Wird die Schaltschwelle, die je nach Versorgungsspannung bei 6 ... 9 V liegt, in positiver Richtung überschritten, springt das Flipflop in den anderen stabilen Zustand.

Wie bereits erwähnt, werden noch 49 Teilerstufen benötigt. Das sind genau sieben SAJ 110. Daraus ergibt sich, daß jede IS mehrere „Tonfamilien" verarbeiten muß. Als Tonfamilie bezeichnet man alle Töne, die untereinander im Verhältnis 2^n stehen, also Oktavabstand haben, z. B. a (220 Hz), a^1 (440 Hz), a^2 (880 Hz) usw. Damit ist natürlich die Gefahr von Übersprechen in der IS gegeben, da die Flankensteilheit der Ausgangssignale sehr hoch ist! Diese Gefahr eliminiert man durch direktes Abblocken der Versorgungsleitungen an den IS-Anschlüssen 1 und 7. Außerdem verarbeitet jede IS nur harmonisch zueinander liegende Tonfamilien, damit eventuelles „Überflüstern" den Klangeindruck nicht stören kann. Diese Maßnahmen sind in der ausgeführten Teilerschaltung nach *Bild 4* berücksichtigt. Um Störungen von der Versorgungsspannung fernzuhalten, erfolgt die Zuführung über einen 15-Ω-Widerstand. Ein 2200-µF-Elektrolytkondensator siebt die letzten Störspannungen aus.

Die von den SAH 190 kommenden Eingangssignale werden den Eingängen der SAJ 110 direkt zugeführt. An deren Ausgängen liegen 3,3-kΩ-Ableitwiderstände und 47-kΩ-Trennwiderstände, welche wiederum untereinander zur Impulsformung verbunden – verkettet – sind.

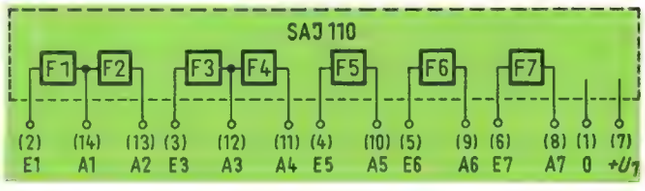


Bild 3. Prinzipschaltung des integrierten Frequenzteilers SAJ 110.
Die Zahlen in Klammern sind die Anschlußnummern

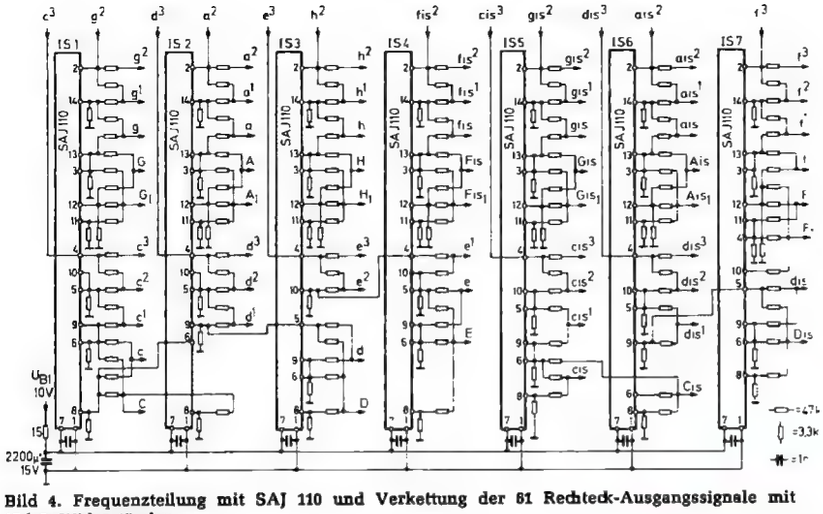


Bild 4. Frequenzteilung mit SAJ 110 und Verkettung der 61 Rechteck-Ausgangssignale mit 47-kΩ-Widerständen

.e Impulsformung

Bild 5 zeigt die hier verwendete Methode zur Impulsformung im Auszug. Bis zu drei unipolare Rechtecksignale, wie sie die IS SAJ 110 und SAH 190 abgeben, werden über Trennwiderstände der Basis eines als Inverter geschalteten Transistors zugeführt. In *Bild 5* ist die Basis des Transistors T1 über den Trennwiderstand R1 nur an die Rechteckspannung mit der höchsten Frequenz *f* geschaltet, so daß dieses Signal invertiert, aber mit gleichem Tastverhältnis und der Amplitude der Betriebsspanung U_{CC} am Kollektor erscheint.

Der Basis des Transistors T2 führt man dagegen über die Trennwiderstände R2 und R3 zwei Rechtecksignale im Oktavabstand zu. Da die Kollektorspannung nur „High" werden kann, wenn *f* und *f*/2 „Low" sind, dies aber nur während einem Viertel der Periodendauer von *f*/2 der Fall ist, ist das Signal am Kollektor eine Impulsreihe mit dem Tastverhältnis $t/t1 = 1/4$ und der Frequenz *f*/2.

Transistor T3 verknüpft alle drei Eingangssignale miteinander, so daß am Kollektor eine Impulsreihe mit dem Tastverhältnis $t/t1 = 1/8$ und der Frequenz *f*/4 zur Verfügung steht. Die Amplitude dieser Impulsreihen bestimmt die jeweilige Betriebsspannung U_{CC} der Inverterstufen. Der Oberwellengehalt dieser Impulsformer ist sehr unterschiedlich. Während das symmetrische Rechtecksignal u_{a1} nur ungeradzahlige Harmonische enthält, sind in u_{a2} und u_{a3} auch die geradzahligen Harmonischen enthalten, wie *Bild 6* veranschaulicht.

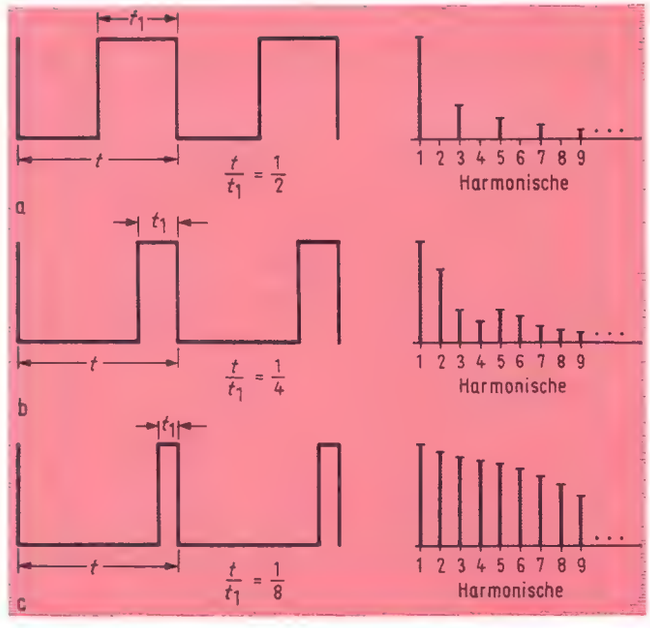


Bild 6. Oberwellenspektrum von Rechtecksignalen unterschiedlicher Tastverhältnisse. Erste Harmonische = 1 = Grundwelle

In der geschilderten Art sind auch die Ausgänge der SAJ 110 von Bild 4 über 47-kΩ-Trennwiderstände zusammengeführt und weiter wie in *Bild 7* an die Basis des jeweils zugehörigen Invertertransistors geschaltet, so daß bei angelegter Betriebsspannung U_{CC} die Töne der untersten Oktave Fis_1 ... E als Impulsreihe wie u_{a3} von Bild 6, die der obersten Oktave fis^2 ... f^3 als symmetrisches Rechtecksignal und alle anderen Töne als Impulsreihe entsprechend u_{a2} von Bild 6 an den Kollektoren der Transistoren BC 170 verfügbar sind.

Durch diese Maßnahmen ist also der Gehalt an Oberwellen, über die verfügbare Tonskala gesehen, unterschiedlich. Warum dies zur Erzeugung eines möglichst naturgetreuen Klavierklanges erforderlich ist, sei durch einen kurzen Exkurs in die physikalischen Grundlagen der Saiteninstrumente, besonders des Klaviers, erläutert.

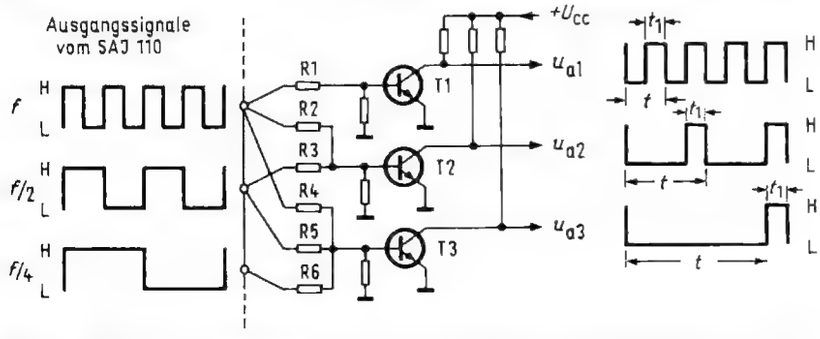
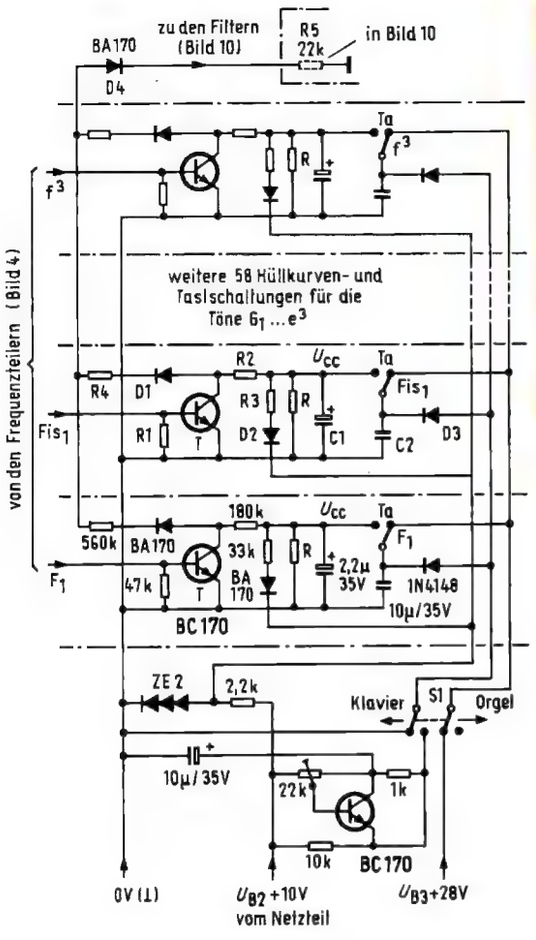


Bild 5. Prinzip der Impulsformung, Unipolare, symmetrische Rechteckspannungen werden in unipolare, invertierte, unsymmetrische Rechtecksignale durch Verkettung in einer Widerstandsmatrix und anschließende Invertierung umgeformt

Wird eine gespannte Saite nach *Bild 8a* nahe der Befestigungsstelle, also z. B. bei Punkt A, angerissen oder angeschlagen, so ist der Anteil der erzeugten Oberschwingungen wesentlich höher, als wenn sie mehr in der Mitte, also z. B. bei B, angeregt wird. Dies läßt sich an jedem Saiteninstrument, wie z. B. Gitarre oder Geige, leicht zeigen. Dasselbe geschieht, wenn der Absolutabstand der Anschlagstelle von der Befestigungsstelle gleich ist, die Saiten jedoch unterschiedlich lang sind. In *Bild 8b* ist der Grundton der Saite höher als bei *Bild 8c*, dagegen ist der Oberwellengehalt von c höher als von b.



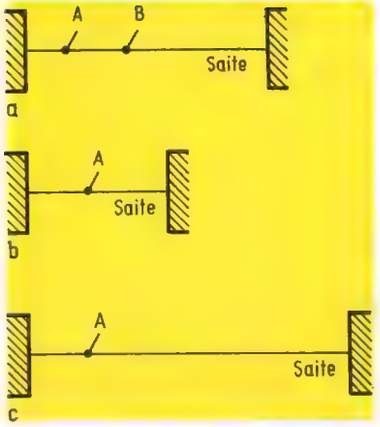


Bild 8. Erzeugung von Tönen mit unterschiedlichem Oberwellengehalt durch Wahl des Anschlagpunktes auf einer Seite a) bei A angeschlagen, Grundton mit vielen Oberwellen bei B angeschlagen, Grundton mit wenigen Oberwellen b) bei A angeschlagen, hoher Grundton mit wenigen Oberwellen, c) bei A angeschlagen, tiefer Grundton mit vielen Oberwellen

◀ Bild 7. Hüllkurven- und Tastschaltungen für Perkussions- und Dauerton (Klavier und Orgel). Der Widerstand R hat je nach Tonhöhe unterschiedliche Werte:

Ton	Widerstand R
F_1 ... Dis	220 kΩ
E ... H	180 kΩ
c ... g	150 kΩ
gis ... dis^1	120 kΩ
e^1 ... h^1	100 kΩ
c^2 ... g^2	82 kΩ
gis^2 ... f^3	68 kΩ

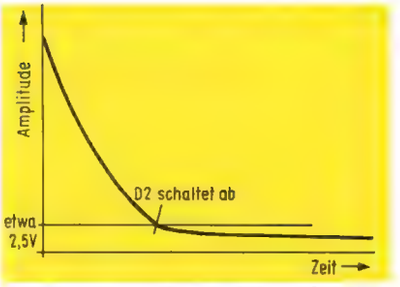


Bild 9. Zweistufige Entladung der Kondensatoren C1 und C2 in Bild 7

So ist es auch beim Klavier, der Hammer schlägt alle Saiten in der gleichen Entfernung vom einen Ende an, aber die Saiten selbst sind unterschiedlich lang. Um dies wenigstens annähernd nachzubilden, werden bei unserem elektronischen Klavier Tongruppen mit unterschiedlichem Oberwellengehalt verwendet. Mit dem später beschriebenen speziellen Klangfilter wird der Klavierklang gut getroffen.

Die Hüllkurvenschaltungen

Unter Hüllkurve versteht man die das Klangereignis einhüllende Kurve, einschließlich An- und Ausklang. Universelle Schaltungen dieser Art sind ziemlich aufwendig, zumal sie ja für jede Taste erforderlich sind [2]. Der Aufwand bleibt jedoch in Grenzen, wenn man sich, wie bei unserem Vorschlag, auf den Klaviereffekt beschränkt und die Orgelspielmöglichkeit nur zusätzlich, ohne große Ansprüche an Vielseitigkeit zu stellen, vorsieht. Eine weitere Vereinfachung bringt die gleichzeitige Verwendung ein und desselben Transistors als Impulsformer und steuerbare Gatterschaltung.

Die Arbeitsweise sei an Hand von Bild 7 erläutert: Bei der Betriebsart „Klavier" ist der Kondensator C2 über den Ruhekontakt auf U_{B3}, also 28 V, aufgeladen. Der Transistor T erhält keine Betriebsspannung U_{CC}, der Kollektor ist somit spannungslos. Wird die Taste Ta gedrückt, verteilt sich die Ladung des Kondensators C2 schlagartig auf die Kondensatoren C1 und C2, so daß an ihnen eine Spannung liegt, die sich nach der Gleichung

$$U_C = \frac{C2 \cdot U_{C2}}{(C1+C2)}$$

errechnet. Bei den angegebenen Werten ergeben sich etwa 23 V. Die Ausgangswechselspannung u_{ass} ist jedoch über die Trenndioden D1, D4 und den Trennwiderstand R4 an die Sammelschiene mit dem Summierwiderstand R5 geschaltet, der mit diesem und dem Kollektorwiderstand R2 einen Spanungsteiler bildet. Damit ist der Anfangs-Scheitelwert der Wechselspannung am Summierwiderstand etwa 0,6 V.

Die Kondensatoren C1 und C2 entladen sich bei gedrückter Taste Ta über verschiedene Strompfade: 1. über den Kollektorwiderstand R2, den Trennwiderstand R4, die Dioden D1 und D4, den Summierwiderstand R5 sowie gepulst über den Transistor T; 2. über den Widerstand R; und 3. über R3 und die Trenndiode D2 an eine Gegenspannung. Die Spannung U_{CC} und damit auch das Ausgangssignal klingen nach einer e-Funktion ab, die durch die gemeinsame Zeitkonstante aller Entladewege bestimmt ist. Ist die Kondensatorspannung (= U_{CC}) auf den Betrag der Gegenspannung plus der Durchlaßspannung der Diode D2 gefallen, kann die Entladung über R3 nicht weiter erfolgen, sondern nur noch über die Widerstände R, R2, R4 und R5. Die weitere Entladung, und damit auch das Abklingen der Amplitude des Tonsignals, geht ab diesem Zeitpunkt viel langsamer vor sich, wie *Bild 9* zeigt.

Wird die Taste Ta losgelassen, so verringern sich alle Zeitkonstanten auf 1/6, da nur noch der Kondensator C1 mit 1/6 der Kapazität von C1 + C2 wirksam ist und der erzeugte Ton klingt rasch aus.

Durch unterschiedliche Werte des Widerstandes R ist der Ausklang bei den hohen Tönen kürzer als bei den tiefen, wie es ja auch bei dem Vorbild, dem Hammerklavier, der Fall ist.

Bei der Betriebsart „Orgel" werden die Kondensatoren C2 über die Trenndioden D3 konstant an eine von 10 ... 25 V einstellbare Spannung geschaltet, so daß der angeschlagene Ton mit konstanter Lautstärke erklingt. Mit dem 22-kΩ-Trimmpotentiometer wird bei der Inbetriebnahme auf gleichen Lautstärkeeindruck bei beiden Betriebsarten eingestellt. Die Dioden D1 und der Trennwiderstand R4 unterbinden Verkopplungen der Hüllkurvenschaltungen untereinander. Die Diode D4 verhindert durch ihre Schwellspannung die Übertragung von Signalresten, die bei ungedrückten Tasten auf „Schleichwegen" die Sammelschiene erreicht haben.

(Fortsetzung folgt)

Werner Kahr

Elektronische Leslie-Einrichtung

In der Orchesterelektronik werden zur Erzeugung verschiedener Klangeffekte Rotationslautsprecher, sogenannte Leslie-Aggregate, eingesetzt. Dieser neuerdings als Rotor-Sound bezeichnete Klangeffekt wird dadurch erreicht, daß Lautsprechersysteme mechanisch gedreht werden. Je nach Umdrehungszahl unterscheidet man zwischen Kathedral-Effekt bei etwa 60 Umdrehungen pro Minute und Vibrato bei etwa 400 Umdrehungen pro Minute. Dieses Verhalten wird dadurch erreicht, daß die Bewegung einer Schallquelle parallel zu ihrer Schallabstrahlrichtung die Schallfrequenz beeinflußt. Die Frequenz steigt bei Bewegung in der Abstrahlrichtung und sinkt bei Bewegung in der entgegengesetzten Richtung. Die Klangänderung in Abhängigkeit von der Bewegung einer Schallquelle in unserem Fall von der Umdrehungsgeschwindigkeit wird nach dem österreichischen Physiker Christian Doppler als Doppler-Effekt bezeichnet.

Die bisher immer noch verwendeten Einrichtungen sind aufgrund des mechanischen Aufwandes relativ teuer, zumal für die verschiedenen Umdrehungsgeschwindigkeiten eigene Motore verwendet werden müssen, da zusätzliche Getriebe den schon vorhandenen Störgeräuschpegel weiter anheben würden. Ferner entstehen Probleme durch die auftretenden Fliehkräfte, auf die hier nicht weiter eingegangen wird.

Vom Verfasser wurde zur Realisierung der gewünschten Klangeffekte, aber Vermeidung der geschilderten Nachteile, eine elektronische Leslie-Einrichtung entwickelt und praktisch erprobt.

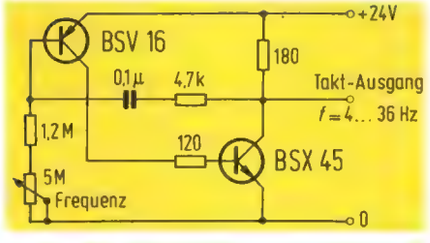
In dieser Ausführung *(Bild 1)* wird das Nf-Signal mittels Analogsignal-Schalter auf vier kreisförmig angeordnete Lautsprecher geschaltet. Jeder Lautsprecher ist einem eigenen Verstärker zugeordnet. Zu beachten ist jedoch, daß die Lautsprecher in getrennten Resonanzräumen (Boxen) montiert sein müssen.

Die Analogsignal-Schalter werden von einem Ringzähler her angesteuert. Die Fortschalteimpulse für den Ringzähler liefert der Taktgeber, ein astabiler Multivibrator mit einstellbarer Taktfrequenz.

Mit dem Betriebsartschalter kann der Taktgeber und der Ringzähler abgeschaltet werden und das System arbeitet als 60-W-Leistungsstrahler.

Taktgeber

Bei dem Taktgeber *(Bild 2)* handelt es sich um einen mit komplementären Transistoren bestückten astabilen Multivibrator. Die Ausgangspulsfrequenz ist variabel und liegt bei der angegebenen Dimensionierung zwischen 4 Hz und 36 Hz.



▲ Bild 2. Schaltung des Taktgebers

Ringzähler

Der Ringzähler *(Bild 3)* wurde mit Thyristoren aufgebaut. In den Anodenleitungen liegen die Arbeitswiderstände, die Anoden sind mit Löschkondensatoren verbunden. Der Fortschaltimpuls gelangt über sperrbare Impulsgatter an die Steuerelektroden der Thyristoren. Es ist jeweils nur das Gatter geöffnet, welches auf den gerade durchgesteuerten Thyristor folgt.

Ein Fortschalteimpuls zündet jeweils den nächsten Thyristor, dabei wird der vorhergehende Thyristor durch Unterschreitung des Mindesthaltestromes aufgrund der Umladung des Löschkondensators (Kommutierungskondensators) gesperrt.

Beim Einschalten der Betriebsspannung sind zunächst alle Thyristoren stromlos und alle Impulsgatter im Zähler gesperrt. Der erste Fortschalteimpuls zündet den ersten Thyristor (Hilfs-Thyristor), der bei anliegender Versorgungsspannung ständig gezündet bleibt. Die Steuertakte werden von den Anoden hochohmig abgezweigt.

Analogsignal-Schalter

Die vier Analogsignal-Schalter *(Bild 4)*, der Kern der Einrichtung, wurden mit je einer monolithischen Schaltung von Motorola aufgebaut.

Diese IS, deren Innenschaltung in *Bild 5* dargestellt ist, wird vom Hersteller als elektronischer Abschwächer bezeichnet. Bei einer externen Widerstandsänderung zwischen dem Anschluß 2 und Masse von 4 kΩ auf 33 kΩ ändert sich die Durchgangsdämpfung von 0 auf typisch 90 dB. Diese Widerstandsände-

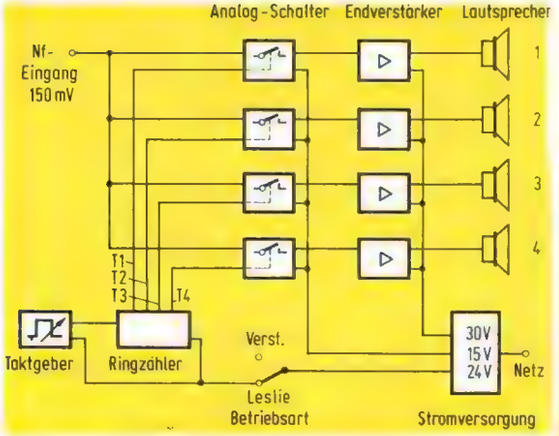


Bild 1. Blockschaltbild der elektronischen Leslie-Einrichtung

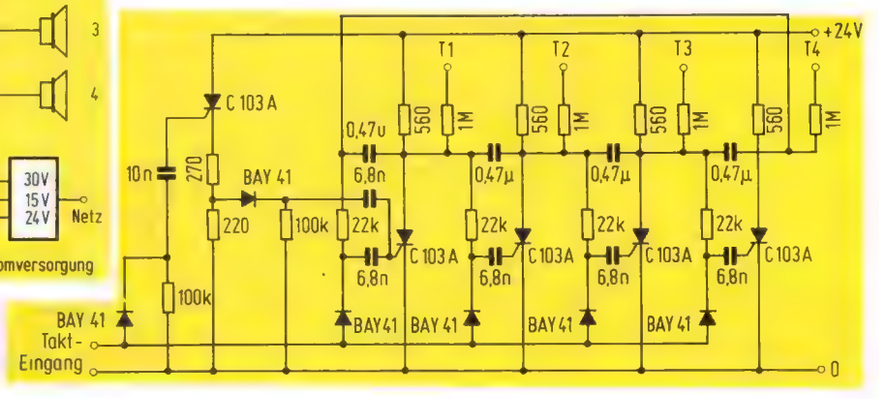


Bild 3. ▶ Schaltung des Ringzählers

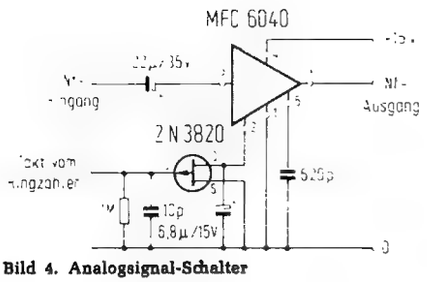


Bild 4. Analogsignal-Schalter

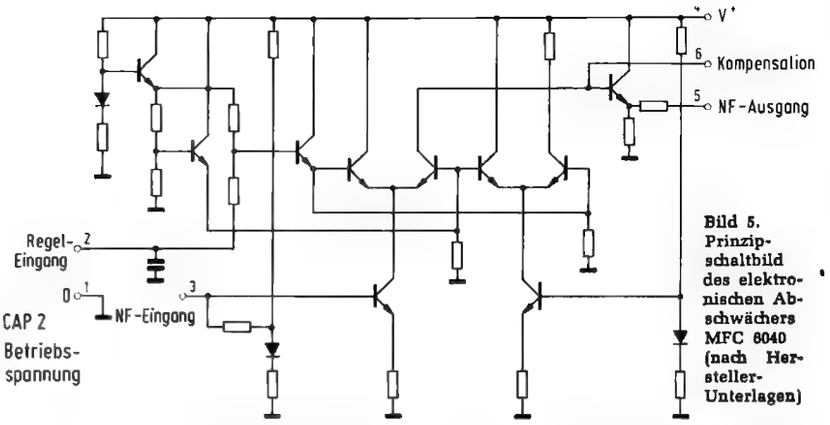
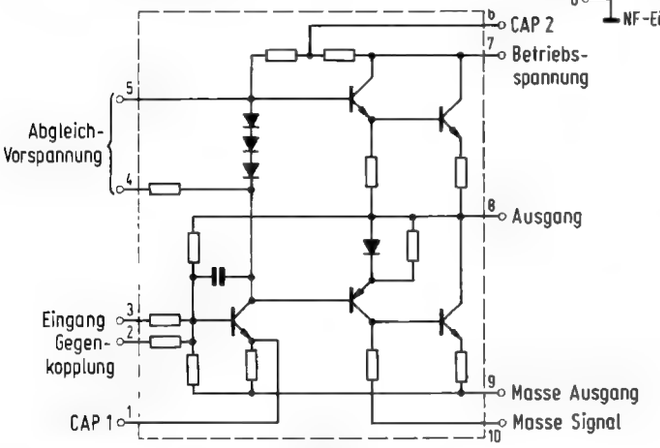
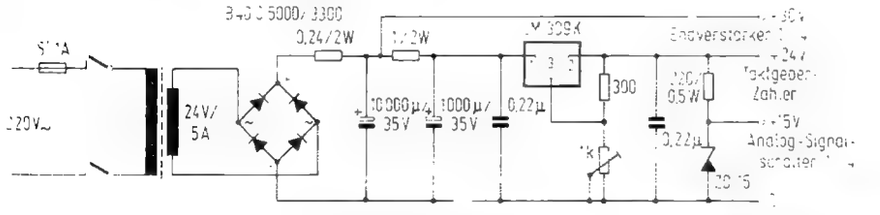


Bild 5. Prinzipschaltbild des elektronischen Abschwächers MFC 6040 (nach Hersteller-Unterlagen)



◄ Bild 7. Prinzipschaltbild des integrierten Hybridbausteines BHA 0002 (nach Hersteller-Unterlagen)



▲ Bild 6. Schaltung der 15-W-Endverstärker

◄ Bild 8. Stromversorgung

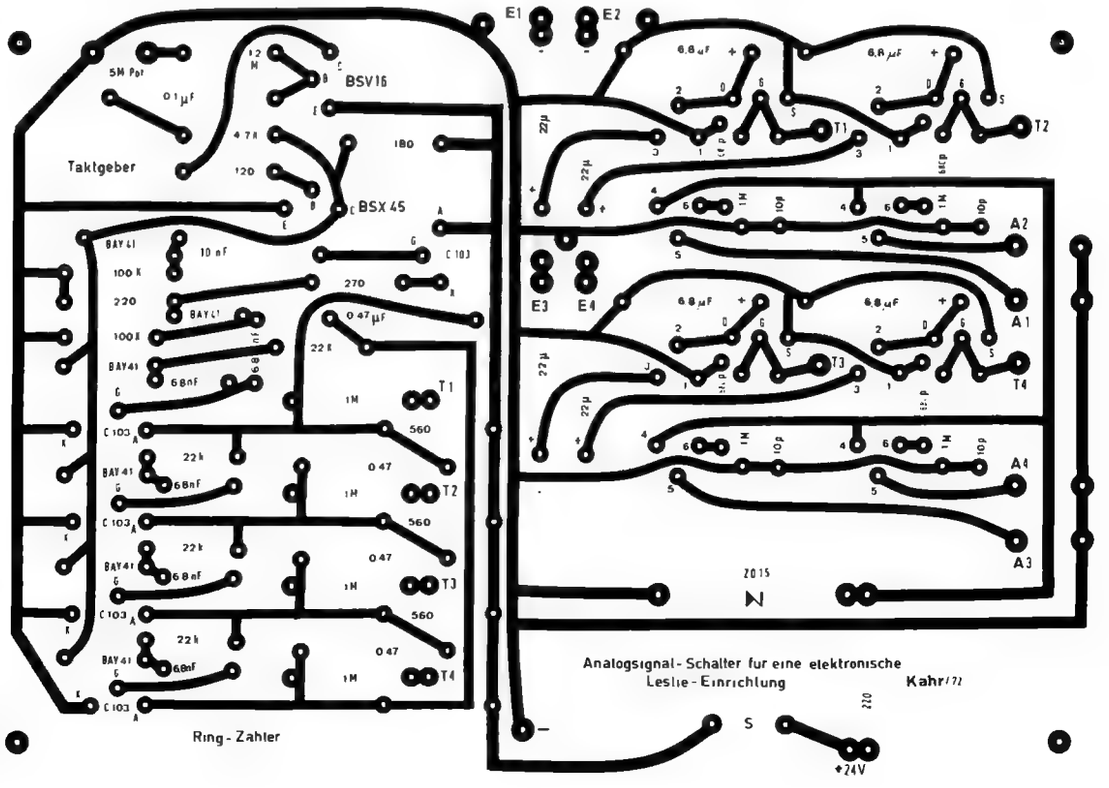


Bild 9. Platine des Steuerteiles. Maßstab 1:1 (Taktgeber, Ringzähler und 4 Analogsignal-Schalter)

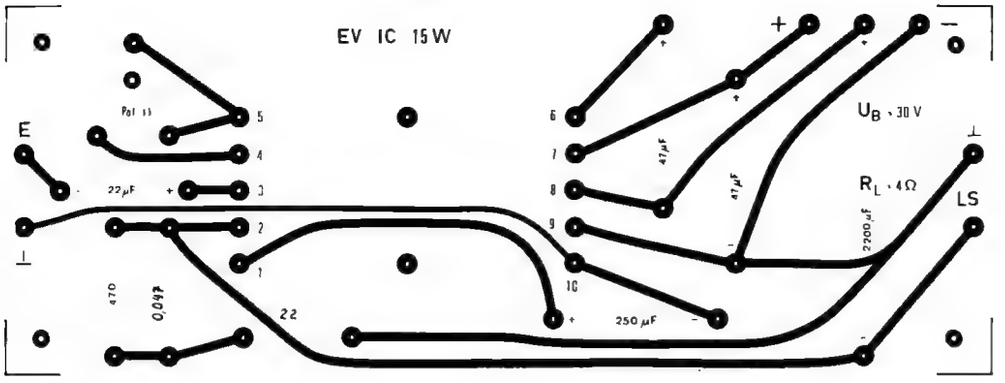


Bild 10. Platine für 15-W-Endverstärker. Maßstab 1:1

rung wird in der Schaltung (Bild 5) durch einen p-Kanal-Sperrschicht-FET realisiert. Die Ansteuerung der FET erfolgt von den Anoden des Ringzählers.

Endverstärker

Die in *Bild 6* angegebene Ausführung eines 15-W-Endverstärkers wurde im Mustergerät verwendet. Es handelt sich hierbei um einen Hybrid-Baustein in einer vom Hersteller (Solitron) angegebenen Schaltung. Die Innenschaltung des Modells ist in *Bild 7* dargestellt.

Tabelle der im Mustergerät verwendeten Spezialbauteile

1 Transistor	BSV 16	Siemens
1 Transistor	BSX 45	Siemens
6 Dioden	BAY 41	Siemens
5 Thyristoren	C 103 A	General Electric
1 IS	LM 309 K	National Semiconductor
4 IS	MFC 6040	Motorola
4 FET	2 N 3820	Texas Instruments
4 Hybrid-Verstärker	BHA 0002	Solitron (Neumüller)
1 Netztransformator	sek. 24 V/5 A	
4 Lautsprecherbausätze z. B.	BK 160 L	SEL-ITT

Der übertragbare Frequenzbereich liegt bei einem Abfall von 2 dB zwischen 25 Hz und 25 kHz. Der Klirrfaktor wird bei der maximalen Sinusausgangsleistung von 15 W mit $< 1\,\%$ angegeben.

Stromversorgung

Die Stromversorgung *(Bild 8)* wurde so ausgelegt, daß auch ein Dauerbetrieb der vier Endstufen gleichzeitig möglich ist. Die Spannung für die Endverstärker ist ungeregelt. Die Regelung der übrigen Spannung erfolgt mit dem monolithischen Spannungsregler LM 309 K. Die genaue Einstellung der + 24 V erfolgt mit dem angegebenen Potentiometer.

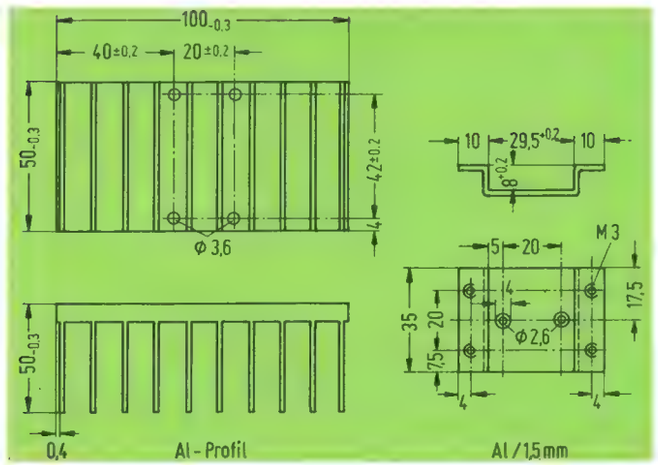
Ausführung

Um einen problemlosen Nachbau dieser elektronischen Leslie-Einrichtung zu ermöglichen wurde die in *Bild 9* dargestellte Leiterplatte entwickelt. Auf dieser befinden sich der Taktgeber, der Ringzähler und die vier Analogsignal-Schalter. Die Lage der Bauelemente geht aus der Platinenbeschriftung hervor. Die Widerstände sollen, sofern nicht anders angegeben, für eine Belastung von 0,25 W geeignet sein (siehe auch *Tabelle*).

Nach der Bestückung sind die Ringzählerausgänge T 1 bis T 4 sinngemäß mit den Analogsignalschalter-Takteingängen T 1 bis T 4 zu verbinden. Für die Endstufen werden vier der in *Bild 10* dargestellten Platinen benötigt. Zur Kühlung der Hybridbausteine werden je ein Kühlkörper aus einem handelsüblichen Kühlprofil und ein Aluminium-Befestigungsbügel *(Bild 11)* benötigt.

Der Stromversorgungsbaustein wird einfachheitshalber in diskreter Bauweise aufgebaut. Die Z-Diode und deren Vorwiderstand zur Betriebsspannungsstabilisation der Analogsignal-Schalter wurden bereits auf der Hauptplatine vorgesehen.

Nach Fertigstellung der einzelnen Baugruppen erfolgt die Zusammenschaltung entsprechend dem Blockschaltbild (Bild 1) und die Inbetriebnahme. ■



◀ Bild 11. Maßzeichnung für Kühlkörper und Befestigungsbügel

Dipl.-Ing. Lothar Placzek

Entzerrungsvorverstärker mit Operationsverstärker

Bei neueren Plattenspielern treten an Stelle von Kristalltonabnehmersystemen immer häufiger magnetische Tonabnehmersysteme. Für diese Tonabnehmersysteme wird jedoch zum Anschluß an einen Verstärker ein Entzerrungsvorverstärker benötigt. Der Entzerrungsvorverstärker dient dazu, die bei der Plattenherstellung aus Platzgründen reduzierten Amplituden der tiefen Töne wieder in die für die Wiedergabe erforderlichen Werte zurücktransformieren.

Die meisten bisher verwendeten Entzerrungsvorverstärker, die mit diskreten Bauteilen aufgebaut sind, weisen neben der Kompliziertheit des Aufbaus noch

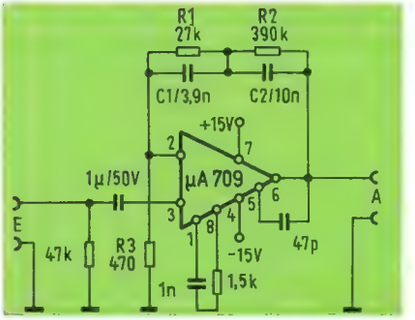


Bild 1. ▶ Beschaltung des Operationsverstärkers

den Nachteil auf, daß sie meist viel Platz beanspruchen. Dagegen läßt sich z. B. mit zwei Operationsverstärkern vom Typ µA 709 ein Entzerrungsvorverstärker für Stereobetrieb auf einer Platine mit den Abmessungen von etwa 5 cm × 5 cm aufbauen.

In *Bild 1* ist die Beschaltung des Operationsverstärkers angegeben. Sie besteht im wesentlichen aus zwei hintereinandergeschalteten RC-Gliedern R 1, C 1 und R 2, C 2, die zusammen mit R 3 die frequenzabhängige Gegenkopplung bilden. Das Korrekturnetzwerk ist so dimensioniert, daß die Ausgangsspannung des Operationsverstärkers die nach DIN 45541 erforderliche Frequenzabhängigkeit aufweist. Die entsprechende Kurve ist in *Bild 2* dargestellt. Das RC-Glied 1,5 kΩ/1 nF dient zusammen mit dem Kondensator von 47 pF zur Kompensation des Frequenzganges des Operationsverstärkers.

Bild 3 zeigt die Schaltung eines für den Entzerrungsvorverstärker geeigneten Netzteiles, falls ein Anschluß an die Betriebsspannung des Verstärkers nicht möglich ist.

In *Bild 4* und *Bild 5* sind die Druckplatte und der Bestückungsplan im Maßstab 1:1 abgebildet. Die Platine ist für Stereobetrieb ausgelegt. (I 117)

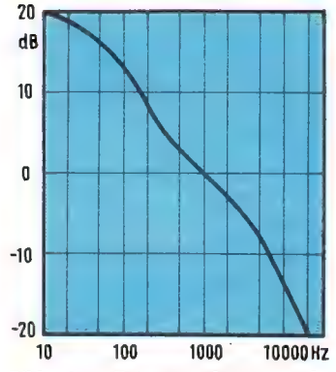


Bild 2. Entzerrungskurve nach DIN 45 541

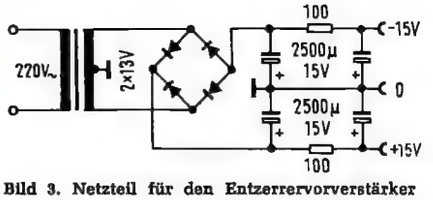
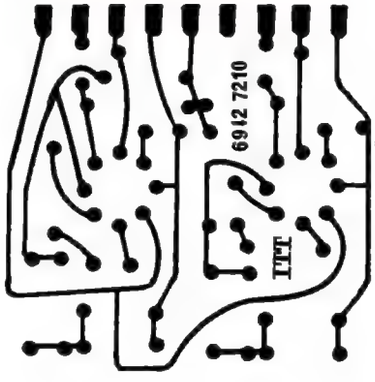


Bild 3. Netzteil für den Entzerrervorverstärker



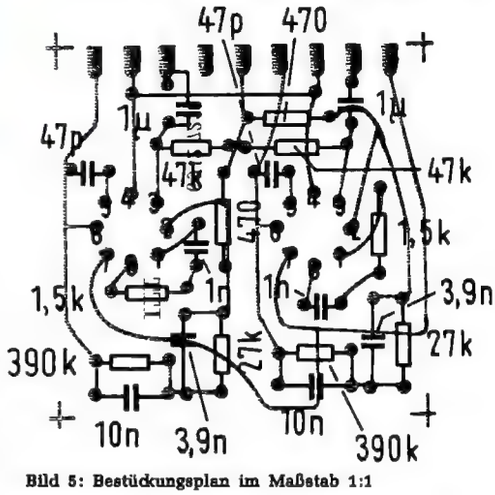


Bild 5: Bestückungsplan im Maßstab 1:1

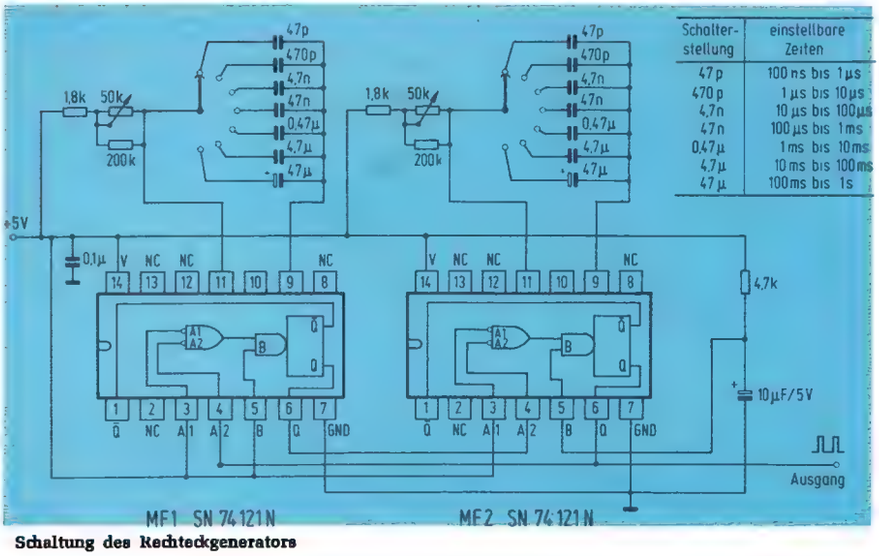
◀ Bild 4. Druckplatte im Maßstab 1:1. Ein Bausatz ist bei ITT Schaub-Lorenz — Abt. Hobbykits — erhältlich

Ernst Gramberg

Rechteckgenerator mit variablem Tastverhältnis

Bei üblichen Rechteckgeneratoren, die ein variables Tastverhältnis haben, läßt sich innerhalb der vorgewählten Impulsfrequenz ein bestimmtes Verhältnis Impulsdauer zu Impulspause einstellen. Wird die Impulsdauer oder -pause zu lang gestellt, so springt die Impulsfrequenz auf einen niedrigeren Wert. Bei der im *Bild* gezeigten Schaltung wird dieser Nachteil vermieden; außerdem lassen sich leicht extreme Tastverhältnisse realisieren.

Der Grundgedanke der Schaltung ist folgender: Zwei Monoflops (MF) werden hintereinander geschaltet. Fällt das MF 1 ab, so wird MF 2 über Anschluß 4 gesetzt; fällt das MF 2 ab, so wird das MF 1 wieder über Anschluß 4 gesetzt usw. Bei beiden Monoflops läßt sich die Verzögerungszeit getrennt einstellen. Der Impuls erscheint dann an einem der Q- oder $\overline{Q}$-Ausgänge, zusammengesetzt aus Impulsdauer und Impulspause. Man muß nun nur noch dafür sorgen, daß der geschilderte Vorgang einmal „ins Rollen" gerät. Dazu dient das RC-Glied an Punkt 5 von MF 2. Nach dem Einschalten der Betriebsspannung steigt die Spannung von 0 V an langsam auf 5 V an, wodurch MF 2 erstmalig gesetzt wird. Bei der vorliegenden Schaltung wurden zwei integrierte Bausteine vom Typ SN 74121 N verwendet. Selbstverständlich läßt sich dafür auch der Baustein SN 74123 N gebrauchen, der bereits zwei Monoflops enthält, allerdings ist dann die Stabilität der Impulse nicht mehr so gut. Mit der angegebenen Beschaltung lassen sich Impulsdauer und -pause jeweils in einem Bereich etwa um den Faktor 10 variieren. Das extremste Tastverhältnis, das eingestellt werden kann, bedeutet jede Sekunde einen 100-ns-Puls.



Schaltung des Rechteckgenerators

Ing. (grad.) Michael Möge

Hochohmiges Vielfachmeßgerät mit Operationsverstärker

Hochohmige Vielfachmeßgeräte sind ein sehr nützliches Hilfsmittel für die Werkstatt. Instrumente dieser Art können an vielen Stellen Röhrenvoltmeter ersetzen. Die gebräuchlichsten Gerätetypen sind: Transistorvoltmeter mit bipolaren Transistoren, Transistorvoltmeter mit Feldeffekttransistoren, Transistorvoltmeter mit Operationsverstärkern.

Transistorvoltmeter mit bipolaren Transistoren besitzen einige wesentliche Nachteile. Es muß bei Schaltungsentwürfen mit geringem Aufwand ein empfindliches Instrument verwendet werden. Um den Aufbau klein zu halten, muß die Gesamtverstärkung total genutzt werden. Das erfordert eine große Anzahl von Abgleichelementen, da Exemplarstreuungen der aktiven Elemente stark in die Funktion eingehen. Zudem ist die Genauigkeit und Eichung meist betriebsspannungsabhängig. Da große Eingangswiderstände gefordert sind, müssen die Eingangstransistoren meist mit kleinen Strömen betrieben werden und gepaart sein, was teure Doppeltransistoren unvermeidbar macht.

Transistorvoltmeter mit Feldeffekttransistoren haben grundsätzlich einen hohen Eingangswiderstand. Die geringe Verstärkung von FET macht jedoch nachgeschaltete Transistorverstärker meist unumgänglich.

Die heute sehr preiswerten Operationsverstärker erlauben einfache und ungewohnt genaue Schaltungen. Für einen annähernd idealen Operationsverstärker gilt die Gleichung *(Bild 1)*:

$U_a = V_o\,(U_1 - U_2)$; V_o = Leerlaufverstärkung (1)

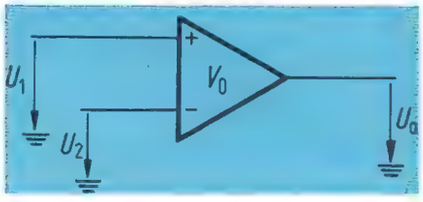


Bild 1. Zur Wirkungsweise eines Operationsverstärkers

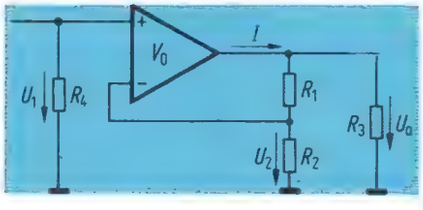


Bild 2. Beschaltung eines Operationsverstärkers

Für diesen Operationsverstärker gelten damit in der Schaltung nach *Bild 2* folgende Beziehungen:

$$U_2 = U_a \frac{R_2}{R_1+R_2} \qquad (2)$$

Daraus wird in Verbindung mit Gleichung 1:

$$U_a = U_1 \frac{V_o\,(R_1+R_2)}{R_1+R_2+V_o \cdot R_2} \qquad (3)$$

Weiterhin ist der Strom I zu benennen:

$$I = \frac{U_a}{R_3} + \frac{U_a}{R_1+R_2} \qquad (4)$$

Unter Verwendung von Gleichung 3 entsteht daraus:

$$I = U_1 \frac{V_o\,(R_1+R_2+R_3)}{(R_1+R_2+V_o \cdot R_2)\,R_3} \approx U_1 \frac{R_1+R_2}{R_2 \cdot R_3} + \frac{U_1}{R_2} \qquad (5)$$

Die Näherung in Gleichung 5 gilt für:

$$R_1+R_2 \ll V_o \cdot R_2 \qquad (6)$$

Außerdem müssen die Eingänge des Operationsverstärkers mit etwa gleichen Widerständen abgeschlossen werden, um den Einfluß des Eingangsruhestromes zu kompensieren. Für den Strom I sind jetzt mit hinreichender Genauigkeit nur externe Widerstände maßgebend, wenn $V_o \geq 1000$ ist (μA 741, U_B = 9 V, $V_o \approx 50\,000$).

In der Schaltung nach *Bild 3* sollten R_1, R_2 und R_4 unverändert bleiben, um die erreichte Temperaturkonstanz nicht zu stören. Da der Strom I nur von externen Widerständen abhängt und keinen praktischen Einfluß auf den Eingang der Schaltung ausübt, ist es möglich, das Gerät mit einer Vielzahl von Instrumententypen zu betreiben. Für die Bemessung des Meßwerkes ist in der Schaltung nach Bild 3 jedoch folgendes zu beachten:

$$I_v = 1\,\mu A + 1\,\mu A \cdot \frac{150\,k\Omega}{R_3} \qquad (7)$$

I_v ist der Strom durch das Meßwerk bei Vollausschlag. Es sollten Meßwerke mit einer Empfindlichkeit $I_v \geq 100\,\mu A$ verwendet werden, um Fehler des nicht idealen Operationsverstärkers klein zu halten. Eine Grenze nach oben stellt die Belastbarkeit des Operationsverstärkers bei der erforderlichen Ausgangsamplitude dar. Die Ausgangsspannung des

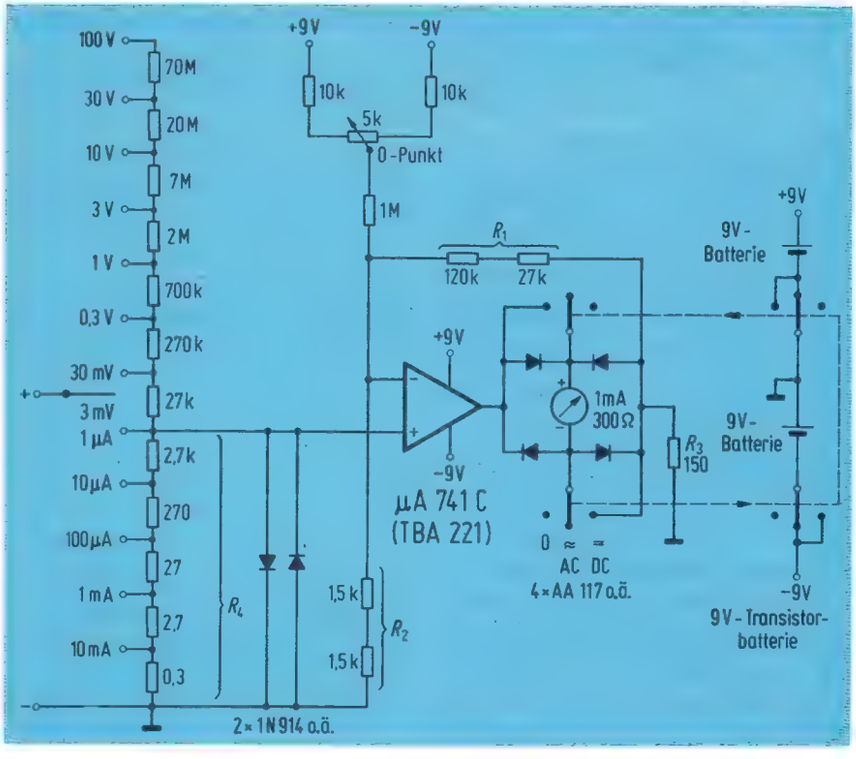


Bild 3. Gesamtschaltung des Vielfachinstrumentes

Bild 4. Blick auf das Mustergerät ohne Gehäuse

Bild 5. Das fertige Mustergerät

Operationsverstärkers ist in Bild 3 für Vollausschlag:

$$U_{av} = 150\,\text{mV} + I_v \cdot R_{Messwerk} \quad (8)$$

U_{av} ist von der Betriebsspannung, der Belastung und der Frequenz (für Wechselspannungsmessungen) abhängig. Für $U_B = 9$ V sollte U_{av} den Wert von 3 V nicht übersteigen. Es hat sich praktisch bewährt, ein 1-mA-Instrument mit einem Innenwiderstand $\leq 2\,\text{k}\Omega$ zu verwenden. Das Vielfachinstrument in Bild 3 hat einen inneren Widerstand von 1 MΩ/V. Bei Strommessungen entsteht ein Spannungsabfall von 3 mV (Vollausschlag) in allen Bereichen am Meßgerät.

Wechselspannungen lassen sich ebenfalls messen. Werden Germaniumdioden verwendet, ist für Eingangsspannungen (3-mV-Bereich) von etwa 30 µV der nichtlineare Verlauf der Diodenkennlinie zu vernachlässigen. Es lassen sich lineare Skalen für Wechsel- und Gleichspannungsmessungen verwenden. Die Anzeige im Wechselspannungsbereich zeigt den arithmetischen Mittelwert der Eingangsgröße bei Doppelweggleichrichtung. Für sinusförmige Eingangssignale gilt $U_{eff} = 1{,}11 \cdot U_{Anzeige}$ auf der Gleichspannungsskala. Für die Strommeßbereiche gilt entsprechend das gleiche.

Die Genauigkeit und Eichung dieses Gerätes sind unabhängig von Temperatur und Betriebsspannung. Eine Änderung der Versorgungsspannung führt zu einer Nullpunktablage, die sich leicht korrigieren läßt. Ein Vorteil der Schaltung ist die beliebige Wahl des elektrischen Nullpunktes (z. B. Skalenmitte). Die Skalenteilung ist in jedem Falle linear. Erreichbar ist eine Genauigkeit von 1 %. Der Temperaturgang des Nullpunktes beträgt 0,2 %/°C.

Der Aufbau des Gerätes ist so einfach, daß eine gedruckte Platine nicht lohnt. Der Verfasser verwendet für die Beschaltung des Operationsverstärkers eine 12polige Keramikleiste. Die Widerstände des Teilers werden direkt an den Drehschalter gelötet (*Bild 4* und 5). Der Aufbau ist unkritisch. Eine räumliche Trennung des Eingangskreises und des Ausgangskreises sollte selbstverständlich sein. Da die Teilerwiderstände und R_1, R_2, R_3 direkt die Genauigkeit beeinflussen, ist die Verwendung von eng tolerierten Widerständen geboten. Bei Verwendung von 2-%-Widerständen ist die angegebene Klasse von 1 % meistens erreichbar. Damit erfüllt das Gerät Laboranforderungen. Der Amateur oder Hobbyelektroniker wird sich in den meisten Fällen sicher schon mit der billigeren 5-%-Klasse zufrieden geben. Um das Gerät gegen äußere Einflüsse zu schützen, sollte man ein Metallgehäuse oder ein mit AC-Folie ausgekleidetes Kunststoffgehäuse verwenden.

Nachstehend erfolgt die Zusammenstellung der Teilwiderstände, die keine Normwerte aufweisen:

0,3	Ω	= 4 · 1,2 Ω, parallel
700	kΩ	= 680 kΩ + 10 kΩ + 10 kΩ
2	MΩ	= 1 MΩ + 1 MΩ
7	MΩ	= 6,8 MΩ + 100 kΩ + 100 kΩ
20	MΩ	= 10 MΩ + 10 MΩ
70	MΩ	= 22 MΩ + 22 MΩ + 22 MΩ + 3,9 MΩ + 100 kΩ

Ein akustischer Digital-Tester

Es hat sich gezeigt, daß bei dem in Heft 4/1973, Seite 132, gebrachten Beitrag in seltenen Fällen von ungünstigen Bauteiletoleranzen die Schaltung nicht einwandfrei arbeitet. Zur sicheren Abhilfe ist folgende Maßnahme vorzunehmen: Der Kollektor des Transistors T2 ist statt mit dem Kollektor von T3 direkt mit der Speisespannung (+ 5 V) zu verbinden. Die Platine kann leicht abgeändert werden, indem die vom Kollektor von T2 (vgl. Bild 3, links) ausgehende Bahn nicht an das obere, sondern an das untere Ende des Widerstandes von 1,5 kΩ geführt wird.

Ferner empfiehlt es sich, in Reihe zum Lautsprecher einen Widerstand von 39 Ω (0,5 W) zu schalten, um diesen vor einer eventuellen Überbelastung zu schützen. Eine Verminderung der Maximallautstärke findet durch diese Maßnahme nicht statt, hingegen sinkt die Gesamtstromaufnahme des Gerätes erheblich.

Die interessantesten Bauanleitungen aus Praxis und Hobby im vergangenen halben Jahr

Drehzahlmesser für Kraftfahrzeuge	Heft 3, Seite 93
Elektronische Modellbahnsteuerung	Heft 3, Seite 98
Vielseitiges Transistormeßgerät	Heft 4, Seite 129
Elektronischer Kuckuck mit einstellbarer Rufzahl	Heft 5, Seite 165
Scheibenwischerautomatik	Heft 6, Seite 201
Akkumulator-Ladegerät 12 V/5 A	Heft 8, Seite 271
Elektronischer Lottozahlengenerator	Heft 9, Seite 334
Fotoelektrischer Blitzauslöser	Heft 9, Seite 337
Nf-Millivoltmeter mit FET	Heft 10, Seite 369
Fernsteuerempfänger mit Keramikfilter	Heft 11, Seite 401
Stabilisiertes Labornetzgerät	Heft 12, Seite 447
Vielseitiger Durchgangsprüfer mit „Pfiff“	Heft 13, Seite 479
Quarzzeitbasis für universelle Anwendung	Heft 13, Seite 482
Nf-Frequenzmesser von 10 Hz bis 100 kHz	Heft 14, Seite 530

Bausätze oder Platinen sind für mehrere der vorstehend genannten Bauanleitungen lieferbar, und die Lieferungen wurden in dem entsprechenden Heft angegeben.

Ob.-Ing. E. Hannausch

Fahrstrom-Regelung bei Modell-Eisenbahnen

Die von den einschlägigen Herstellern als Zubehör gelieferten Regeltransformatoren haben einige Nachteile, beispielsweise Preis und Größe. Die nachstehenden Ausführungen befassen sich mit möglichen Alternativ-Lösungen.

Die Aufgabe der Regeltransformatoren

Die Transformatoren müssen den Fahrstrom für den Zugbetrieb und eine Betriebsspannung für Magnete und Beleuchtung liefern. Die Zugbetriebsspannung ist von 0...12 V regelbar und zugleich mittels der Einknopf-Bedienung polumschaltbar. Gegen Kurzschlüsse sichern Thermo-Bimetallkontakte, die binnen 1...2 s abschalten. Die üblichen Bauformen lassen Stromentnahmen von 0,5...1 A zu. Die Schaltung eines solchen Transformators zeigt *Bild 1*.

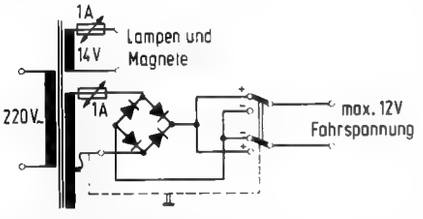


Bild 1. Schaltung eines Modelleisenbahn-Regeltransformators

Wie aus dem Bild hervorgeht, wird die Fahrspannung wechselspannungsseitig mit Hilfe eines Schleifers auf der einlagigen Sekundärwicklung geregelt. Schleifer und Polumschaltung werden mit Einknopfbedienung betätigt.

Spannungserzeugung für Mehrzüge-Betrieb und Bauraum-Ersparnis

Will man für Mehrzüge-Betrieb – z. B. für eine mittelgroße Wohnzimmer-Anlage mit 3 Zügen – Stromversorgungs-Bauraum einsparen, so müssen alle erforderlichen Spannungen mit einem Transformator erzeugt werden:

1. Drei Spannungen für den Zugbetrieb,
2. eine Spannung für die Beleuchtungs-Einrichtungen und
3. eine Spannung zum Schalten der Magnete (Kurzzeit-Betrieb).

Diese Konzentrierung bedingt zugleich, daß die Fahrstrom-Regelung getrennt vom Transformator vorgenommen werden muß, ebenso die Polumschaltung der Fahrspannung. Hierbei ist zu beachten, daß die Polumschaltung jeweils nur dann erfolgen darf, wenn die Fahrspannung auf Null zurück genommen worden ist. Somit ist – wie bei den oben erwähnten Regeltransformatoren – ebenfalls Einknopf-Bedienung für Regelung und Polumschaltung erforderlich, um jedwede Fehlbedienung auszuschließen.

Fahrspannungs-Regelung und Polumschaltung

Verwendung von Stufenschaltern

Die Prinzip-Schaltung für diese Form der Fahrspannungs-Regelung ist in *Bild 2* wiedergegeben. Die Regelung ist sehr aufwendig und befriedigt auch bei Erhöhung der Schaltstufen-Anzahl nicht, da durch die festen Vorwiderstände ein unterschiedliches Fahrverhalten der einzelnen Lokomotiven-Typen bedingt ist.

Verwendung von Einfach-Potentiometern

Die in *Bild 3* wiedergegebene Schaltung bedingt eine Gleichspannungs-Versorgung mit Mittelleiter. Ist die Spannungsquelle ergiebig genug, so können mehrere Regelkreise an den gekennzeichneten Vielfach-Verzweigungen angeschlossen werden. Da der Querstrom durch das Potentiometer R die Verlustleistung desselben bestimmt, ist man geneigt, möglichst hohe Widerstandswerte einzusetzen. Diesem Bestreben steht der Strombedarf der verwendeten Loks entgegen.

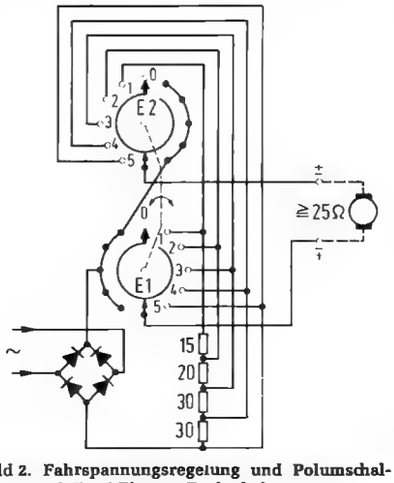


Bild 2. Fahrspannungsregelung und Polumschaltung zwei Zwei-Ebenen-Drehschalter

Schwere Diesel- oder E-Loks der Spur HO haben Motor-Kaltwiderstände von 6...8 Ω. Leichte Lokomotiven sowie solche der 9-mm-Spur weisen Motor-Kaltwiderstände von 20...25 Ω auf. Alle genannten Typen benötigen Anfahrspannungen zwischen 2 V und 3 V.

Da für jede Fahrtrichtung nur der halbe Potentiometer-Drehwinkel für die Fahrstromregelung zur Verfügung steht, darf der Querstrom durch das Potentiometer nicht zu klein werden, da sich

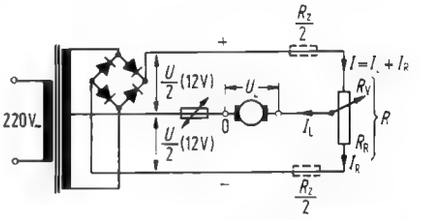


Bild 3. Fahrstromregelung und Polumschaltung mit Einfachpotentiometer

sonst die Regelung auf einen sehr kleinen Bezirk am Ende des Drehbereiches zusammendrängt. Sind die Höhe der Versorgungsspannung U, der Wert des Potentiometers R, die Lastspannung U_L und der zugehörige Laststrom I_L bekannt, so kann der jeweils vom Laststrom und restlichem Querstrom durchflossene Teilwiderstandswert R_V nach folgender Gleichung errechnet werden:

$$R_V = \frac{1}{2}\left(\frac{U}{I_L} + R\right) \pm \sqrt{\frac{1}{4}\left(\frac{U}{I_L} + R\right)^2 - \frac{R}{I_L}\left(\frac{U}{2} - U_L\right)}$$

Hieraus ergibt sich $R_R = R - R_V$.

Legt man einen maximal nutzbaren Drehwinkel von 130° für R zugrunde, so kann man den zum jeweiligen Wert von R_V gehörenden Winkel bestimmen.

In *Bild 4* ist die Regelkennlinie eines 100-Ω-Potentiometers für einen konstanten Lastwiderstand und eine Versorgungsspannung von 2×12 V eingezeichnet (Kurve a).

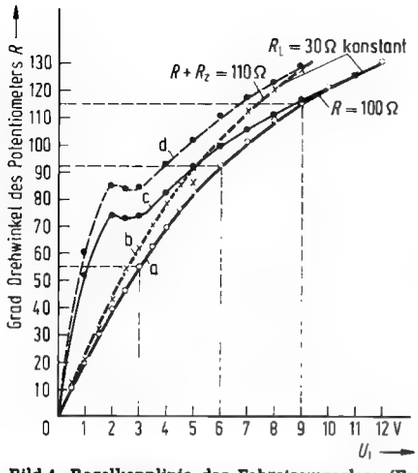


Bild 4. Regelkennlinie des Fahrstromreglers (Erläuterung im Text)

Da die Lokomotiven bei etwa 6 ... 7 V Fahrspannung ihre maßstabgerechte Geschwindigkeit erreichen und diese mit 9 Volt fast verdoppeln, kann man den Einstellbereich des Potentiometers durch Einfügen der Begrenzungswiderstände R_Z etwas erweitern (Kurve b). Diese Zusatzwiderstände bewirken zugleich eine Kurzschlußstrom-Begrenzung.

Die beiden verhältnismäßig günstigen Regelkennlinien lassen sich nur für leichte Loks oder solche der Mini-Modelle erzielen, deren Motorwiderstände von 25 Ω beim Anfahren bis zu etwa 60 Ω bei voller Fahrt betragen. Die Kurve c in Bild 4 zeigt die Regelkennlinie für einen Zug der Spur HO mit einer schweren E-Lok. Die Einsattelung der Kurve zwischen 2 und 3 V Fahrspannung ist durch die beim Anlaufen des Motors auftretende Gegen-EMK bedingt. Man sieht, daß sich die Spannungsregelung zwischen 3 V und 9 V auf einen Drehwinkel von etwa 42° zusammendrängt. Durch Einfügen der Zusatzwiderstände R_Z und damit verbundener Eingrenzung des Regelbereiches auf maximal 9 V Fahrspannung wird der Drehwinkel nur um etwa 3° erweitert, wie die Kurve d zeigt.

Berücksichtigt man, daß die Verlustleistung im Potentiometer R im vorliegenden Beispiel fast 6 W beträgt und im Falle eines 3-Züge-Betriebes somit unmittelbar im Handbereich 18 W Wärme abgeführt werden müssen, so ergibt sich, daß diese bestechend einfache Regelschaltung nur für leichte Loks oder Mini-Modelle verwendet werden kann. Hierbei kann der Wert von R auf 200 Ω oder 250 Ω erhöht und damit die Verlustleistung entsprechend herabgesetzt werden. Zur Beurteilung der Fahreigenschaften von Lokomotiven untereinander leistet die Potentiometerregelung wegen ihres schnellen Aufbaues gute Dienste.

Steht keine mittenangezapfte Wechselspannung zur Verfügung, so müssen

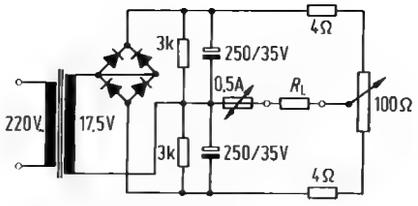


Bild 5. Verdopplerschaltung

die beiden erforderlichen Teilspannungen mit Hilfe einer Verdopplerschaltung erzeugt werden *(Bild 5)*. Die durch die Ladekondensatoren bedingte Lastabhängigkeit der Gleichspannung kann hierbei vorteilhaft zur Begrenzung des Regelbereiches bei Vollast ausgenutzt werden: In Abhängigkeit vom gewünschten maximalen Laststrom sind die Kapazitätswerte der Kondensatoren so zu wählen, daß nur die gewünschte Arbeitsspannung zur Verfügung steht. Die in Bild 5 angegebene Dimensionierung begrenzt die Lastspannung auf 9 V bei einem Laststrom von 0,3 A. Bei Nullstellung des Potentiometers stehen an den Ladekondensatoren 2×15,5 V an. Es muß beachtet werden, daß die Kondensatorspannung des jeweils belasteten Teiles abnimmt, während gleichzeitig die des anderen Teiles hochläuft.

Verwendung von Tandem-Potentiometern

Wenn nur eine feste Gleichspannung von 12 V zur Verfügung steht, kann die Fahrstrom-Regelung mit Polumkehr mit Hilfe von Doppel-Potentiometern durchgeführt werden. Die Schaltung zeigt *Bild 6*. Die zur Berechnung von R_V zu verwendende Gleichung lautet:

$$R_V = \frac{1}{2}\left(\frac{U}{I_L} + R\right) \pm \sqrt{\frac{1}{4}\left(\frac{U}{I_L} + R\right)^2 - \frac{R}{I_L}\left(\frac{U - U_L}{2}\right)}$$

Hinsichtlich Regelkennlinie und Verlustleistung gelten die für Einfachpotentiometer gemachten Ausführungen gleicherweise. Im übrigen ist es zweckmäßig, die Potentiometer in Mittelstellung mit einer Rastung zu versehen, um Fehlströme durch die Lokmotoren bei ungenauer Haltstellung der Potentiometer zu vermeiden.

Verwendung von Halbleitern

Bei Verwendung von Transistoren lassen sich die in den vorangegangenen Abschnitten aufgezeigten Nachteile der Potentiometer-Schaltung vermeiden. In *Bild 7* ist die vollständige Schaltung mit zwei Leistungstransistoren wiedergegeben. Für das 1-kΩ-Potentiometer genügt eine 1-W-Ausführung. Die Regelkennlinie des Potentiometers ist praktisch geradlinig. Die Mitten-Nullstellung ist wegen der Anlaufspannung der

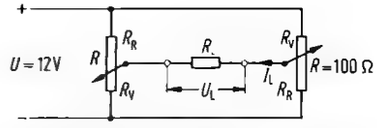


Bild 6. Fahrstromregelung mit Doppelpotentiometer

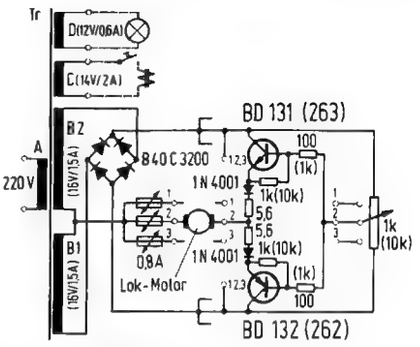


Bild 7. Vollständige Schaltung für 3-Züge-P trieb

Transistoren unkritisch: Innerhalb eines Drehwinkels von ± 10° fließt kein Laststrom. Die beiden Gleichrichterdioden sind erforderlich, um bei Kurzschluß in einem Zweig den Transistor des anderen Kreises vor dem Überschreiten der zulässigen U_{BE}-Sperrspannung zu schützen. Die beiden 5,6-Ω-Zusatzwiderstände dienen hier vordringlich zur Kurzschlußstrom-Begrenzung, um das Überschreiten des maximal zulässigen Kollektorstromes zu verhüten. Ihre Belastbarkeit sollte je 6 W betragen.

Bei schweren Loks und langen Zügen (≈ 1,2 m) beträgt die maximale Verlustleistung des jeweils eingeschalteten Transistors etwa 2,5 W. Da von den insgesamt sechs Transistoren für drei Züge jeweils nur die Hälfte unter Last stehen kann, können alle Transistoren auf einen gemeinsamen Kühlkörper mit 200 cm² Oberfläche montiert werden Bei Verwendung von Darlington-Transistoren gelten die in Klammern gesetzten Werte.

Trennt man die Regelpotentiometer räumlich vom Stromversorgungsteil ab, so gewinnt man zwei Vorteile: Zum einen lassen sich das Starkstromteil und dessen Verlustwärme außerhalb der Zugriffsmöglichkeit von Kinderhänden installieren, zum anderen schrumpft das im Gleis-Bereich unterzubringende Bedienungspult auf die Regelpotentiometer, die Schalter für die Signale und die Tasten für die Magnete zusammen. Die Verbindung zwischen Bedienungspult und Stromversorgung erfolgt zweckmäßig beidseits über mehrpolige Miniaturstecker, hier für 3-Züge-Betrieb mit einem 16adrigen Kabel, z. B. LiYY 0,25², Da = 9,2 mm. Die Trennstellen sind in *Bild 7* mit den Ziffern 1, 2, 3 gekennzeichnet.

Der Netztransformator Tr hat die Kerngröße M 74 und ist wie folgt zu bewickeln:

1. Wcklg. A (220 V) = 1166 Wdg mit 11 Lagen à 106 Wdg 0,35 ϕ CuL.
   Lagen-Isolation: Jede 2. Lage 1 × LP 0,03 gefiedert.
   Deckisolation: 3 × LP 0,1 gefiedert.
2. Wcklg. B1 + B2 (2 × 16 V/1,5 A) = 2 × 96 Wdg zweidrähtig wickeln, in 4 Lagen à 2 × 24 Wdg/0,8 CuL.
   Lagen-Isolation: Jede Lage 1 × LP 0,06 gefiedert.
   Deckisolation: 2 × LP 0,06 gefiedert.
3. Wcklg. C (14 V/2 A kurzzeitig) = 82 Wdg mit 2 Lg à 41 Wdg 1,0 ϕ CuL.
   Deckisolation: 2 × LP 0,06 gefiedert.
4. Wcklg. D (12 V/0,6 A) = 70 Wdg (1 Lage) 0,56 ϕ CuL.
   Deckisolation: 1 × LP 0,1

Die Wicklung C läßt das gleichzeitige Schalten von bis zu drei Weichen-Magnete und Wicklung D den Dauerbetrieb von 12 Signallampen 14 V/0,05 A zu. Bei ständigem Betrieb von drei Zügen und voller Lampenlast wird der Transformator nur mit 50 ... 60 % seiner Typenleistung beansprucht, so daß seine Übertemperatur nur etwa 20° C beträgt.

Helmut Schubert

Lineares Ohmmeter

Außer der praktischen, linearen Ablesung der Ohmwerte zeichnet sich das beschriebene Gerät durch einfachen Aufbau, kleine Meßströme, bequeme Eichung ohne Zusatzgeräte und sicheren Überlastungsschutz des Einbauinstruments aus.

Aus einer ursprünglich für industrielle Meßzwecke entwickelten Schaltung entstand dieses lineare Ohmmeter. Seine Prinzipschaltung zeigt *Bild 1*.

Man schickt einen konstanten Strom durch den zu messenden Widerstand, und mißt den Spannungsabfall, der proportional zu dem jeweiligen Widerstandswert ist. Wenn man nur kleine Ströme fließen läßt, ist auch der Spannungsabfall klein (hier max. 100 mV). Um diese kleinen Spannungen möglichst fehlerfrei zu messen, muß man dies mit einer hochohmigen Schaltung tun. Hier dient ein Feldeffekttransistor als Impedanzwandler mit Verstärkung < 1. Die am Source-Widerstand abgegriffene Spannung wird auf einen Operationsverstärker gegeben und hier etwas verstärkt. Mit R_Z wird der Nullpunkt der Instrumentenanzeige bei kurzgeschlossenem Eingang eingestellt, und mit R_V die Verstärkung für Vollausschlag des Instruments bei höchstem Wert der bereiche.

Der übrige Teil der Schaltung in Bild 1 mit dem zweiten Operationsverstärker erzeugt in eleganter, früher schon einmal beschriebener Weise (ELEKTRONIK 1967, Heft 10, S. 315) den konstanten Meßstrom: Durch die Konstantstromquelle KS wird an dem 10-kΩ-Widerstand ein Spannungsabfall von 1 V erzeugt. Auf den zweiten Operationsverstärker wird die Ausgangsspannung des ersten Operationsverstärkers gegeben, die gleich der Eingangsspannung ist. Da der zweite OP-Verstärker vollständig gegengekoppelt ist (Verstärkung = 1), steht an seinem Ausgang wieder die Eingangsspannung + konstant 1 V. Diese zusammengesetzte Spannung wird über den Meßbereich-Widerstand R_M auf den Eingang zurückgegeben. Der U_E-Anteil der Ausgangsspannung fällt an dem zu messenden Widerstand R_x ab und die Spannung 1 $V_{konstant}$ an dem Bereichswiderstand R_m. Der Konstantstrom der durch R_x fließt wird jetzt nur durch die Größe von R_m bestimmt und beträgt:

$$I_m = \frac{1\,V}{R_m}$$

Die praktische Ausführung dieser Schaltung zeigt *Bild 2*. Die Operationsverstärker werden direkt aus zwei 9-V-Batterien gespeist; die Spannung für den Feldeffekttransistor und die 100-µA-Konstantstrom-Quelle wird durch Z-Dioden stabilisiert, welche ihrerseits davor wieder eine Konstantstromschaltung besitzen.

R_z aus Bild 1 ist hier in mehrere Widerstände aufgeteilt und den Kenndaten des Feldeffekttransistors BFW 11 angepaßt. Bei Verwendung eines anderen Eingangstransistors müssen eventuell

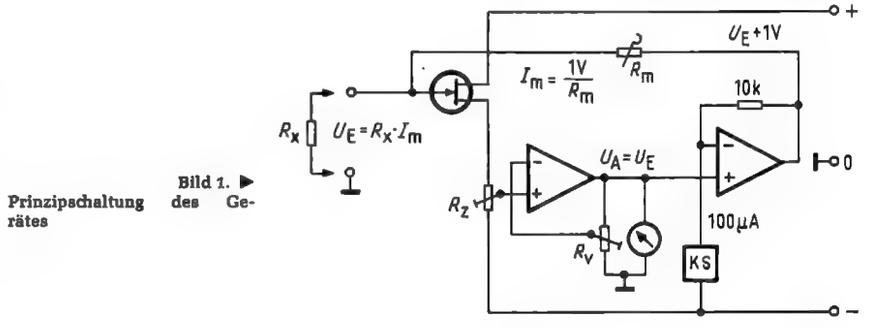


Bild 1. ▶ Prinzipschaltung des Gerätes

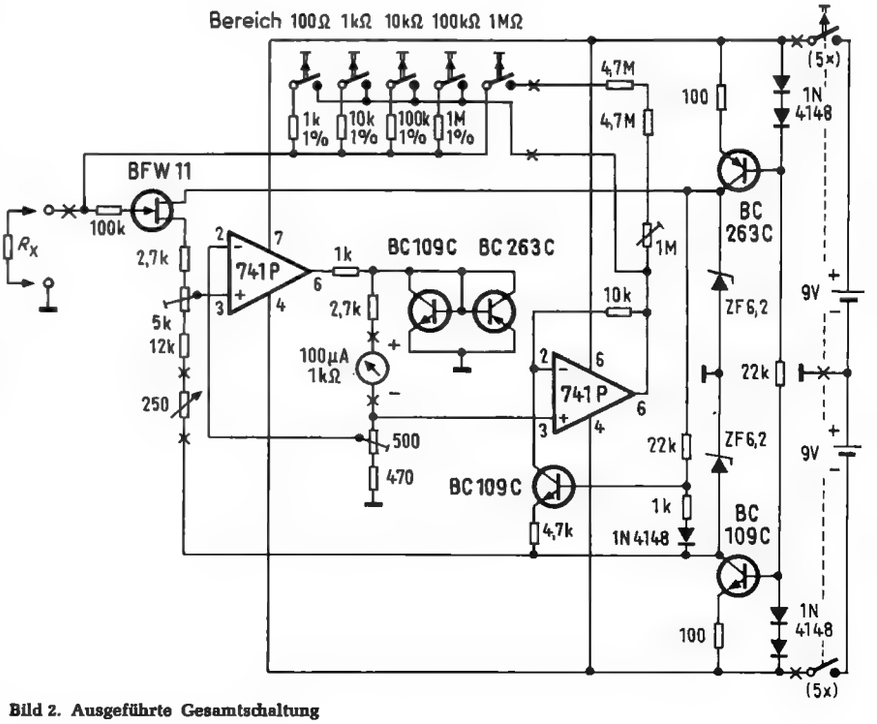


Bild 2. Ausgeführte Gesamtschaltung

auch die Festwiderstände geändert werden. Für den BFW 11 lassen sich die (bei allen Feldeffekttransistoren ähnlichen Typs leider recht großen) Toleranzen der Abschnürspannung mit dem 5-kΩ-Trimmer ausgleichen, und ein 250-Ω-Potentiometer kann zum Feinabgleich des Nullpunkts auf der Frontplatte des Gerätes betätigt werden.

Als Operationsverstärker werden die derzeit preiswerten Typen 741 im Mini-Dip-Gehäuse (= Dual-in-Line mit acht Anschlüssen) verwendet. Auf den bei diesen Ausführungen möglichen Nullabgleich der Offsetspannung durch einen 10-kΩ-Trimmer wird verzichtet, weil in unserer Schaltung übergeordnete Abgleichmöglichkeiten vorgesehen sind.

Die Ausgangsschaltung des ersten Operationsverstärkers ist etwas komplizierter als in der Prinzipschaltung; denn es sollte ein absoluter Schutz des Anzeigeinstruments gegen Überlastung erreicht werden. Die öfters benutzte Schaltung zweier Si-Dioden antiparallel zum Instrument ist erst ab etwa 0,6 V wirksam. Ein 100-mV-Instrument müßte also 6fache Überlastung aushalten, das ist aber meist zuviel. Wenn das Instrument als Strommesser benutzt wird, und auch genügend Spannung zu Verfügung steht, so kann man einen passenden Widerstand vor das Instrument schalten und die Dioden dann parallel zu Instrument plus Widerstand legen. Jetzt fällt ein Großteil der Überlastspannung am Vorwiderstand ab. Eine gute Maßnahme ist auch, die Dioden durch zwei komplementäre, als Dioden geschaltete Transistoren zu ersetzen (Kollektor mit Basis verbunden, auch Transdiode genannt). Der Übergang vom Sperr- in den Durchgangsbereich ist hier viel steiler als bei normalen Dioden.

In unserer Dimensionierung kann die am Instrument liegende Spannung höchstens 40 % höher sein als Vollausschlag und ist daher unschädlich. Gegen Ende des Meßbereichs fließen naturgemäß auch schon ein paar µA durch die Transdioden. Die Schaltung mit Operationsverstärker verhindert aber, daß dadurch ein Meßfehler entsteht: Der durch die Transdioden fließende Strom wird nach Null abgeleitet, fließt aber nicht durch den Gegenkopplungswiderstand. Die einmal eingestellte Verstärkung des Operationsverstärkers bleibt dadurch erhalten, und der Diodenleckstrom wird vom Operationsverstärker zusätzlich geliefert, ohne einen Meßfehler zu verur-

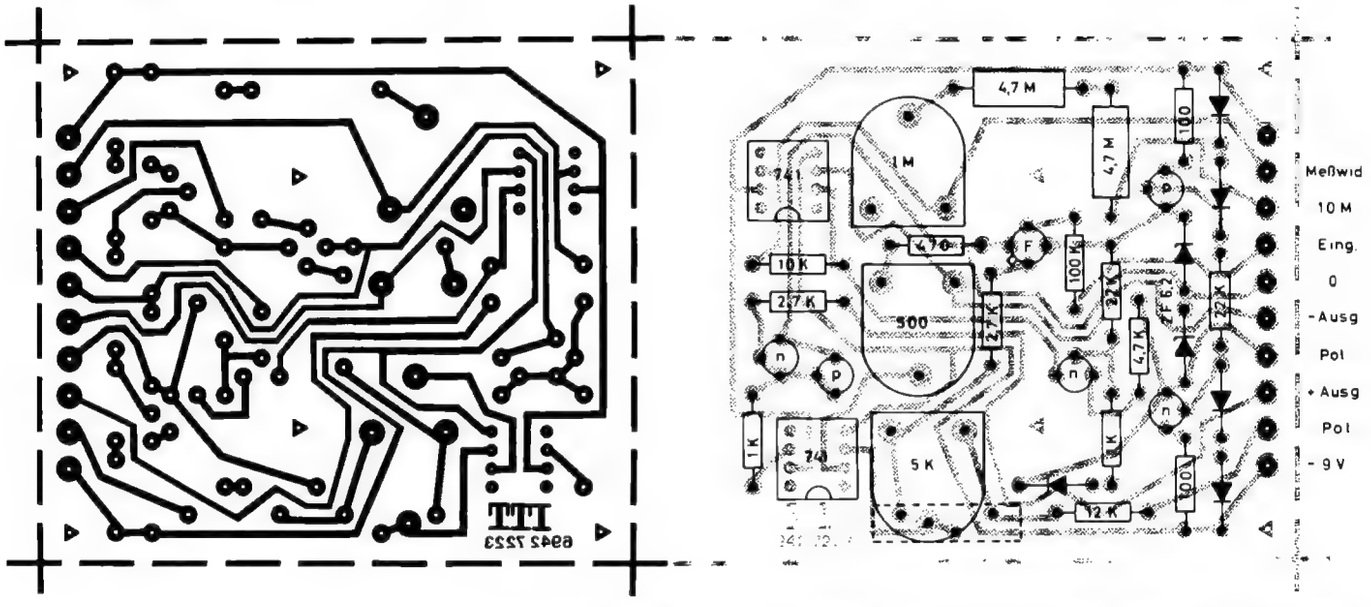
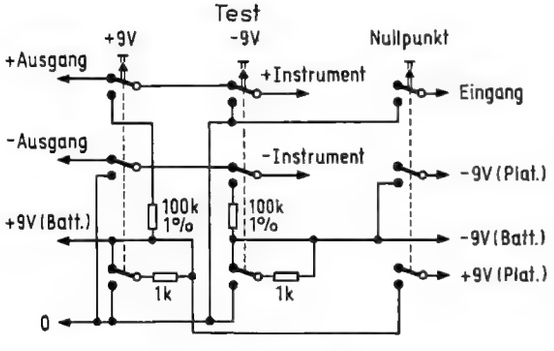


Bild 3. Platine mit Bestückungsplan



◀ Bild 4. Beschaltung der Drucktasten

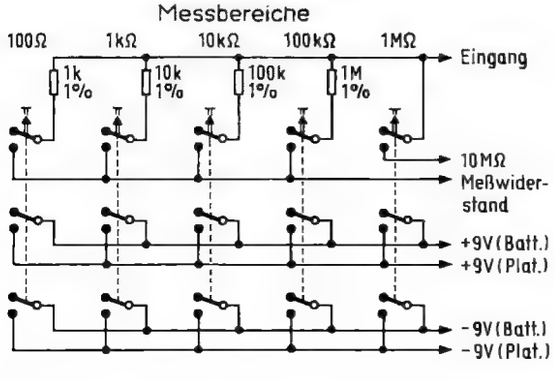


Bild 5. ▼ Mustergerät des Verfassers

sachen. Erst wenn die Spannung am Instrument über den Meßbereich hinaus geht, fließt fast der ganze, durch 1 kΩ begrenzte, Strom durch die Transdioden, und der Spannungsabfall am Instrument beträgt etwa 140 % des Vollausschlags.

Die 100-µA-Konstantstromquelle besteht aus einem Transistor mit Emitterwiderstand und einem Spannungsteiler, der an der Basis eine konstante Spannung erzeugt. Die Diode dient der Temperaturkompensation.

Vom Ausgang des zweiten Operationsverstärkers geht es auf die Bereichswiderstände. Um möglichst wenig eichen zu müssen, wurden hier gute Meßwiderstände mit 1 % Toleranz vorgesehen. Für den 1-MΩ-Bereich ist ein 10-MΩ-Widerstand nötig, der jedoch mit der geforderten Genauigkeit schwer erhältlich ist. Deshalb wurde dieser Meßbe-ch aus normalen Widerständen mit einem Trimmer zusammengesetzt. (Eichvorschrift am Schluß).

Die 1 %-Widerstände wurden nicht auf der Platine *(Bild 3)* montiert, sondern direkt an die Drucktasten gelötet. Damit spart man eine Menge Platinenanschlüsse und Drahtzuleitungen zu den Drucktasten. Die Kreuze in den Leitungszügen des Schaltplans bedeuten Platinenanschlüsse (Bild 2).

Bild 4 zeigt ausführlich die Beschaltung der fünf Bereichs- und der drei Testtasten. Das kleine Federblech zwischen den Tasten ist zu entfernen (bei der Schadow-Miniaturausführung), damit diese nach dem Drücken nicht mehr einrasten, sondern beim Loslassen wieder in die obere Ausgangsstellung gehen. Die Prüftasten sollten vor jeder Meßreihe einmal betätigt werden. Zwei Tasten messen die Spannung der 9-V-Batterien (die Spannung sollte nicht unter 7,5 V abfallen, d. h. nicht unter 75 Skalenteile bei der angegebenen Dimensionierung), und die dritte Taste dient der Nullpunktkontrolle. Diese dritte Taste sollte man etwa 10 s gedrückt halten, bevor man eventuell den Nullpunkt mit dem Drehknopf nachstellt. Bei den nachfolgenden Widerstandsmessungen sollte man den jeweiligen Bereichsknopf auch einige Sekunden gedrückt halten, da die Z-Dioden kurze Zeit brauchen, um ihren stabilen Endwert zu erreichen. Beim Loslassen der Tasten wird ja die ganze Schaltung stromlos; das hat den Vorteil, daß man nicht vergessen kann die Batterien abzuschalten.

Bild 5 zeigt das Mustergerät im Kunststoffgehäuse. Die Platine schraubt man zusammen mit zwei Lötösen auf die Anschlüsse des Instruments.

(Fortsetzung folgt)

Ing. Günter Peltz

Elektronisches Klavier mit 5 Oktaven 2. Teil

Die Klangfilter

Bild 10 zeigt unter anderem das Klangfilter. Es ergibt mit den angebotenen Impulsformen einen optimalen Klavierklang. Der Transistor T1 ist über ein Doppel-T-Glied gegengekoppelt und hebt den Frequenzbereich bei 750 Hz stark an. Es folgt ein Tiefpaß mit einem als Miller-Integrator geschalteten Verstärker T2. Hier werden die unerwünschten Harmonischen höherer Ordnungszahl unterdrückt. Die Gesamtdurchlaßkurve dieser Anordnung ist in *Bild 11* zu sehen. Bei Orgelbetrieb benutzt man die erste Stufe des Klangfilters nicht.

Der Trennverstärker

Die Schaltung des Trennverstärkers ist ebenfalls in Bild 10 enthalten. Das Tonsignal wird über ein logarithmisches Lautstärkepotentiometer 100 kΩ, welches auch ein Pedalpotentiometer sein kann, einer modifizierten eisenlosen Endstufe zugeführt. Diese arbeitet abweichend von den üblichen Schaltungen im A-Betrieb mit einem Ruhestrom von etwa 35 mA. Die Spannungsverstärkung beträgt etwa 20 dB, die maximale Ausgangsspannung etwa 2,5 V. Es können mehrere Kopfhörer mit Innenwiderständen von mindestens 6 Ω angeschlossen werden. Besonders geeignet sind offene, hochohmige Leicht-Hi-Fi-Hörer.

Als Endverstärker eignet sich jeder Verstärker mit einer Ausgangsleistung von mindestens 10 W und einer Eingangsempfindlichkeit von etwa 2 ... 3 V

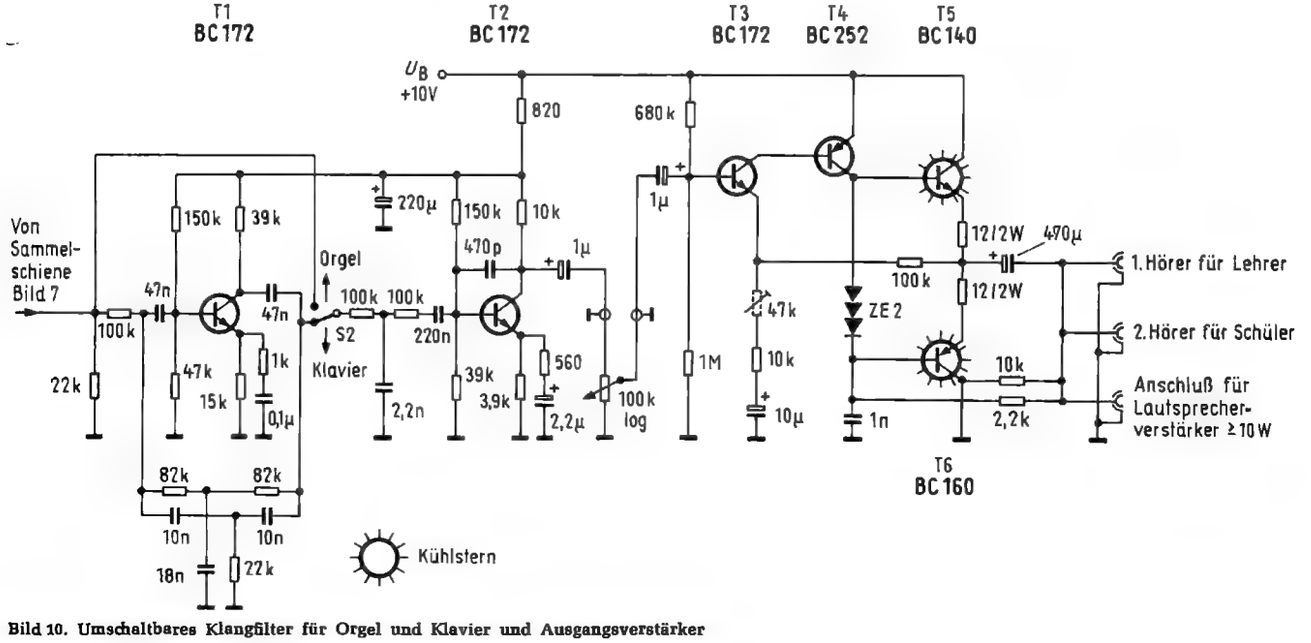


Bild 10. Umschaltbares Klangfilter für Orgel und Klavier und Ausgangsverstärker

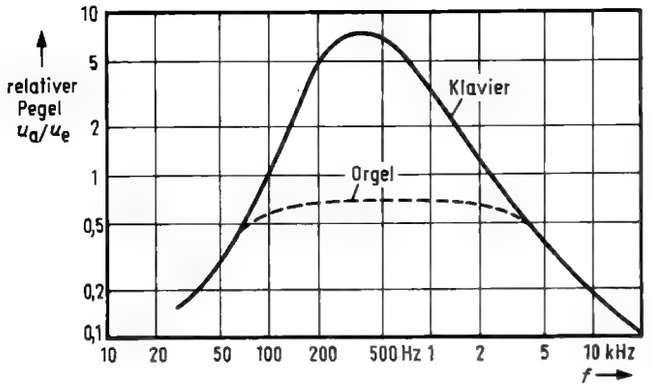


Bild 11. Durchlaßkurven des Klangfilters nach Bild 10

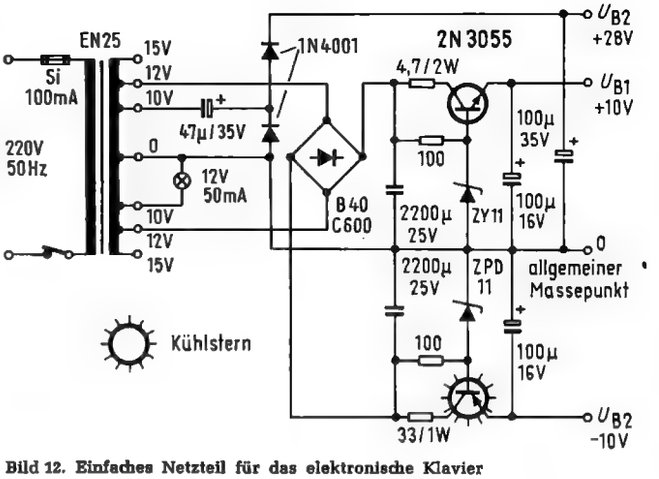


Bild 12. Einfaches Netzteil für das elektronische Klavier

für Vollaussteuerung. Diese Leistung ist erforderlich, da die Perkussionsspitze des Klavierklanges ein Vielfaches der Leistung benötigt, die für mittlere Lautstärke erforderlich wäre. Doch haben heute ja auch relativ einfache Stereo-Empfänger bereits Endstufen mit 2 × 10 W. Für Endverstärker ohne Lautstärkesteller kann es erforderlich sein, die Ausgangsamplitude zu reduzieren. Mit einem zusätzlichen Einstellwiderstand von 47 kΩ (in Bild 10 gestrichelt gezeichnet) läßt sich die Verstärkung auf etwa 6 dB reduzieren.

Die Stromversorgung

Drei Versorgungsspannungen sind für den Betrieb der bisher beschriebenen Schaltungen erforderlich. Eine positive Spannung von etwa 10 V für die Frequenzteiler SAJ 110, die aktiven Filter, den Trennverstärker und den Mutteroszillator mit den IS SAH 190. Der Mutteroszillator erhält noch eine zusätzliche negative Spannung von etwa −10 V, und für die Aufladung der 10-µF-Kondensatoren wird eine Spannung von etwa 28 V benötigt. Bei der Konzeption des Netzgerätes wurde Wert auf Verwendung eines handelsüblichen Netztransformators gelegt. Zwei Varianten wurden erprobt, eine einfache Version und eine kurzschlußsichere Ausführung. Sie sind beide im Folgenden beschrieben.

Netzteil I

Ein konfektionierter Elektronik-Netztransformator mit in Reihe geschalteten, angezapften 15-V-Wicklungen erzeugt die Niederspannung *(Bild 12)*.

Eine Brücken-Gegentaktgleichrichterschaltung erzeugt daraus je eine positive und negative Gleichspannung. Diese beiden Gleichspannungen werden gesiebt und in einfachen Emitterfolger-Stabilisierungsschaltungen auf die Sollwerte herabgesetzt. Die 28-V-Spannung für die Perkussion wird mittels Spannungsverdopplerschaltung aus der 10-V-Anzapfung des Trafos erzeugt. Das übliche Zubehör, wie Kontrollampe, Sicherung und Netzschalter ergänzen die Schaltung.

Netzteil II

Hier ist zusätzlich eine Strombegrenzung für die beiden 10-V-Spannungen vorhanden *(Bild 13)*. Sobald durch den Ausgangsstrom der Spannungsabfall an den Fühlwiderständen R1 oder R2 den Wert von 0,6 ... 0,7 V übersteigt, leitet Transistor T4 bzw. T5 und schließt die Basis-Emitter-Strecken der Darlingtonschaltung T1 und T2 bzw. die Basis-Emitter-Strecke des Transistors T3 mehr oder weniger kurz, so daß der Strom aus der positiven Spannungsquelle 0,7 A, aus der negativen 200 mA nicht übersteigt. Bei länger dauerndem Kurzschluß oder Überlastung sprechen die jeweiligen Sicherungen Si1 oder Si2 an.

Der Transistor 2 N 3055 ist bei beiden Ausführungen auf einen Kühlkörper mit max. 12 K/W zu montieren. Geeignet ist ein Aluminiumblech 80 mm × 80 mm. Für die Transistoren BC 140 u BC 160 genügen Kühlsterne mit etwa 45 K/W. *(Fortsetzung folgt)*

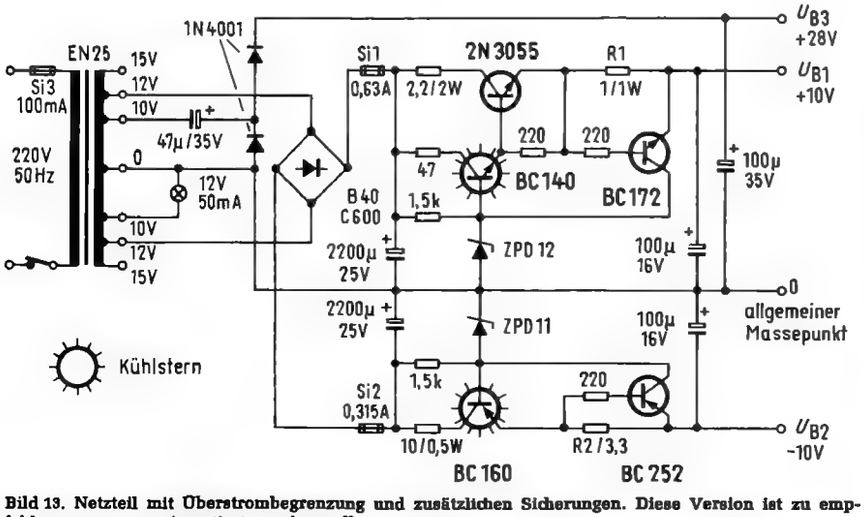


Bild 13. Netzteil mit Überstrombegrenzung und zusätzlichen Sicherungen. Diese Version ist zu empfehlen, wenn experimentiert werden soll

Literatur

[1] *Neufeld, K.*: Ein elektronisches Klavier. Funk-Technik 23, 1968, Nr. 10, Seiten 405 und 406.

[2] *Peltz, G.*: Piano-Forte-Schaltung für elektronische Orgeln. Funk-Technik 27, 1972, Nr. 19, Seiten 695 — 699.

[3] Autorenkollektiv: Integrierte Schaltungen für elektronische Musikinstrumente. Intermetall 1973, Best.-Nr. 6251-52-2D.

[4] *Peltz, G.*: Zwölftongenerator für elektronische Orgeln. FUNKSCHAU 6/1973, Seiten 197 — 200.

[5] *Mielke, H.*: Frequenzteiler für elektronische Orgeln. Funk-Technik 22, 1967, Seiten 661 bis 665 bzw. Technische Information Halbleiterbauelemente der Firma Intermetall, Best.-Nr. 6200-41-1D.

[6] *Lorkovic, M.*: SAJ 110, ein siebenstufiger Frequenzteiler in integrierter Technik. FUNKSCHAU 9/1970, Seiten 284 — 287 bzw. Technische Information Halbleiterbauelemente der Firma Intermetall, Best.-Nr. 6200-67-1D.

Integrierte Bausteine als Taktgeber für Zeitraffer-Einrichtungen

1. Teil

Ing. Oswald Müller

Zeitraffer-Einrichtungen haben die Aufgabe, entweder eine Laufbild- oder eine Stehbild-Kamera in festgelegten Zeitintervallen zur Auslösung zu bringen. Die Aufnahme von Einzelbildern, auf denen eine gewisse Zustandsänderung des Aufnahmeobjektes momentan festgehalten ist, ergibt z. B. bei der Laufbildprojektion einen fließenden Ablauf. Erst durch die Methode der Zeitraffung wird es möglich, daß die für das menschliche Auge normalerweise nur in größeren Zeitabschnitten wahrnehmbaren Ereignisse in Bildserien oder im Film beobachtbar werden.

Zeitraffer-Aufnahmen benötigen neben der Aufnahmekamera einen Taktgeber, einen Auslösemechanismus und eine Steuerung von Beleuchtungseinrichtungen, seien es nun Elektronenblitz oder Fotolampen *(Bild 1)*. Die Filmkamera muß eine Einzelbild-Auslösung gestatten, entweder mechanisch durch einen Drahtauslöser (Federwerksantrieb) oder elektrisch, wenn der Antrieb auch elektrisch erfolgt. Die letztere Methode ist heute allgemein bei den Superacht-Filmkameras üblich. Der Zeitbereich von Taktgebern kommerzieller Zeitraffer-Einrichtungen [1] reicht von 0,2 s bis 24 h. Zur Ausleuchtung der Aufnahmeobjekte, die in der Regel botanischer Natur sind, bietet sich das „kalte" Licht des Elektronenblitzes an, für dessen Auslösung zahlreiche Filmkameras schon einen eingebauten Synchronkontakt aufweisen.

Käufliche Zeitraffer-Einrichtungen übersteigen oft die Finanzkraft der Filmamateure, so daß es naheliegt, daß „elektronisch" begabte Filmer an den Selbstbau eines Zeitraffergerätes denken. Sind die vorgenannten Eigenschaften an der Kamera vorhanden – also elektrisch auslösbares Einzelbild und Blitzsynchronisation –, so genügt der Aufbau eines in einem gewissen Zeitbereich variierbaren Taktgebers, um eine Zeitraffer-Einrichtung zusammenzustellen.

In diesem Beitrag interessiert daher nur der Aufbau des Taktgebers, da komplette Zeitraffer-Einrichtungen schon an anderen Stellen beschrieben wurden [2; 3].

Taktgeberschaltungen nutzen die Tatsache, daß durch die Aufladung eines Kondensators über einen reellen Widerstand eine von beiden Schaltelementen abhängige zeitliche Verzögerung der Kondensatorspannung gegenüber der angelegten Spannung besteht. Wird nun eine bestimmte Spannungsschwelle am Kondensator erreicht, so geben Taktgeberschaltungen ein Ausgangssignal ab und starten nach Entladung des Kondensators mit einem neuen Zyklus.

Historisch gesehen hat dieses Verfahren alle Stadien der Elektrotechnik und

Bild 1. Ein Beispiel für eine komplette Zeitraffer-Einrichtung zeigt dieses Foto. Die Filmkamera wird durch einen magnetisch betätigten Drahtauslöser im „Einergang" betrieben. Eine Fotolampe schaltet sich kurz vor der Auslösung durch das Steuergerät ein und beleuchtet das Aufnahmeobjekt, hier die Blütenbildung an einer Aechmea. Das Steuergerät liefert auch die Auslöseintervalle für die Schmalfilm-Kamera (s. a. Literaturhinweis 3)

Tabelle 1. Übersicht der integrierten Bausteine nach Firmenangaben

Typ	Hersteller	Versorgungsspannung (V)	Stromaufn. (mA)	Frequenzbereich (Hz)	Zeit-Bereich (s)	Abweich./t ppm/° C	Abweich./U %/V	Ausgangsstrom (mA)	Schaltung Bild
SN 74121 N	Texas Instr.[1])	4,75–5,25	13–40		$4 \cdot 10^{-8}$–40	2500	1		2c
SN 74123 N	Texas Instr.[2])	4,75–5,25	40				1		4c
XR-220 M	Exar Inc.	4,5–20	2–12,5		10^{-6}–3200	100–300	0,15	100	6b
XR-220	Exar Inc.	4,5–20	2–12,5		10^{-6}–3600	100–300			6b
XR-320	Exar Inc.	4,5–20	2–12,5		10^{-6}–3600	150			6b
XR-205	Exar Inc.[3])	8–26	8–12	0,1–10^7	10^{-7}–10				
NE-555 V	Signetics	4,5–16	10–15		10^{-6}–3600	50	0,01	200	7b
SE-555 V	Signetics	4,5–18	10–12		10^{-6}–3600	30–100	0,005–0,02	200	
8038 CC	Intersil	10–30	12–20	10^{-3}–1,5 10^6	1,5 10^{-3}–4980	50 typ.	0,05	2–5	8c
8038 BC	Intersil	10–30	12–20	10^{-3}–1,5 10^6	1,5 10^{-3}–4980	100 max.	0,05	2–5	
8038 AC	Intersil	10–30	12–20	10^{-3}–1,5 10^6	1,5 10^{-3}–4980	50 max.	0,05	2–5	
8038 BM	Intersil	10–30	12–20	10^{-3}–1,5 10^6	1,5 10^{-3}–4980	100 max.	0,05	2–5	
8038 AM	Intersil	10–30	12–20	10^{-3}–1,5 10^6	1,5 10^{-3}–4980	50 max.	0,05	2–5	
CD 4047 A	RCA	3–15	< 1					0,8–2	9c
LP 1000	Lithic Systems	3	< 1	0,1–10^6	10^{-6}–10			50	10b

[1]) [2]) wird auch von anderen Herstellern gefertigt [3]) Funktionsgenerator

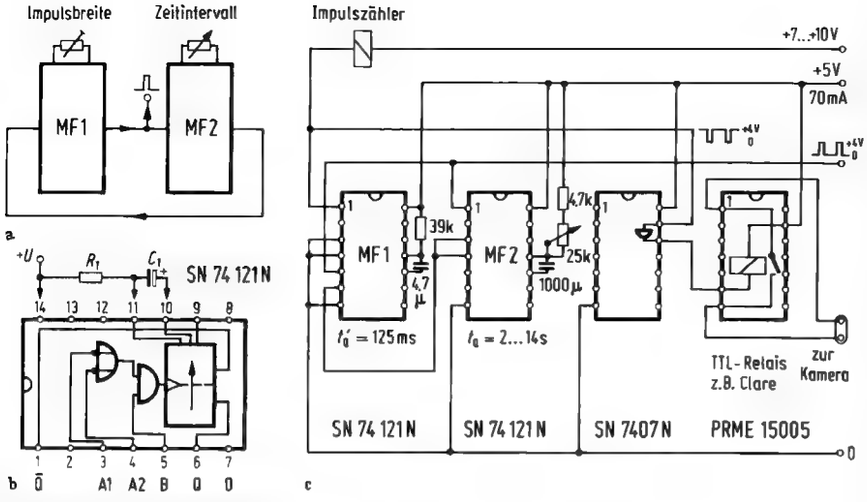


Bild 2. Prinzip (a), Funktionsschema (b) und Schaltbild (c) eines Taktgebers mit den TTL-Schaltungen SN 74121 N und SN 7407

der Elektronik durchgemacht, bis es heute bei den integrierten Schaltungen angelangt ist. In der jüngsten Zeit haben eine Reihe neuer monolythischer Bausteine in preiswerter Ausführung die schon länger bekannten Monoflopschaltkreise nicht nur ergänzt, sondern sind dabei, sie zu verdrängen. Insbesondere der stark erweiterte Zeitbereich ist hierbei hervorzuheben. Eine Übersicht zeigt die *Tabelle 1*.

Schaltungstechnik der Taktgeber

Die ersten Bausteine für Taktgeber waren monostabile Kippstufen, z. B. aus der 74er-Serie der Typ SN 74 121 N o. ä. Nach *Bild 2 b* enthält dieser TTL-Baustein eine monostabile Kippstufe mit drei Trigger-Eingängen A_1, A_2 und B. Die A-Eingänge sind flankengesteuerte Logikeingänge und triggern die Kippstufe bei Übergang von H auf L, während der B-Eingang auf H-Signal liegt.

Langsame Eingangsflanken bis 1 V/s können am B-Eingang beim Übergang von L auf H triggern, sofern entweder A_1 oder A_2 auf L liegt. Einmal getriggert, sind die Ausgangsimpulse Q bzw. $\overline{Q}$ nur eine Funktion der Zeitkomponenten R_T und C_T. Die Impulsdauer t_Q ist weitgehend unabhängig von Versorgungsspannung und Temperatur.

$$t_Q = C_T \cdot R_T \cdot \ln 2 \approx C_T \cdot R_T \cdot 0{,}7 \quad (1)$$
$$(ms)\ (\mu F)\ (k\Omega)$$

Für die Zeitkonstantenglieder gelten aber leider folgende Einschränkungen: $C_{T\,max} = 1000\,\mu F$ und $R_{T\,min} = 1{,}4\,k\Omega$ bzw. $R_{T\,max} = 40\,k\Omega$, womit die maximal mögliche Impulsdauer mit etwa 30 s festliegt. Zum Aufbau einer Taktgeberschaltung nach Bild 2*a* bzw. 2*c* benötigt man zwei gleiche Bausteine; die eine IS (MF_1) liefert den Arbeitsimpuls und triggert den zweiten Baustein (MF_2), der für die Pause bis zum nächsten Arbeitsimpuls zuständig ist. Der von H nach L gehende Impuls betätigt über einen Treiber SN 7404 N o. ä. ein TTL-Relais, dessen Kontakte eine Filmkamera im Einergang auslösen können. Ein Impulszähler (z. B. ein Telefongesprächszähler) registriert dabei die Anzahl der Auslösungen. Da die zur Verfügung stehenden Impulsspannungen für ein Ansprechen dieses Impulszählers ($R_i = 1500\,\Omega$) nicht ausreichen, wird der Zähler positiv vorgespannt, d. h. auf log. 1 gelegt. Beim Auslöseimpuls ($\rightarrow$ log 0) wirkt dann die volle Hilfsspannung von etwa 7...10 V, so daß das Zählwerk anspricht.

Mit der angegebenen Bauelemente-Dimensionierung werden Intervalle von 2 s bis 14 s erreicht. Längere Zeiten sind nun dadurch zu erzielen, daß diese Intervalle z. B. durch Untersetzung mit Dezimalzählern dekadisch vergrößert werden. Ein Ausführungsbeispiel ist in [3] beschrieben.

Eine weitere Möglichkeit, die Impulslänge zu vergrößern, gibt die Fa. Texas Instruments in ihrem TTL-Kochbuch [4]. Mit Hilfe eines npn-Transistors im Zeitkonstantenzweig wird der Widerstand R_T um den Faktor der Transistorverstärkung h_{FE} vergrößert *(Bild 3a)*. Das Basis-Potentiometer erlaubt hierbei eine Variation der Impulslänge. Für einen Taktgeber nach Bild 2*c* wäre dann der Monoflop MF_2 nach dieser Methode zu modifizieren.

Den zweiten Monoflop MF_1 kann man sich aber auch sparen, wenn der Schaltungsvorschlag von [5] angewandt wird. Wie Bild 3*b* zeigt, liegt der langsame Triggereingang B über zwei Emitter-Basisstrecken und zwei 4-kΩ-Widerstände am positiven Potential $+U_{cc}$. Ein am B-Eingang liegender Kondensator wird sich also über den Gesamtwiderstand R_i von etwa 2 kΩ aufladen, bis die Triggerschwelle für den Monoflop erreicht ist. An den Pins 1 und 6 des Bausteines stehen nun nach der Triggerung Ausgangsimpulse zur Verfügung, deren Länge von R_T und C_T bestimmt werden.

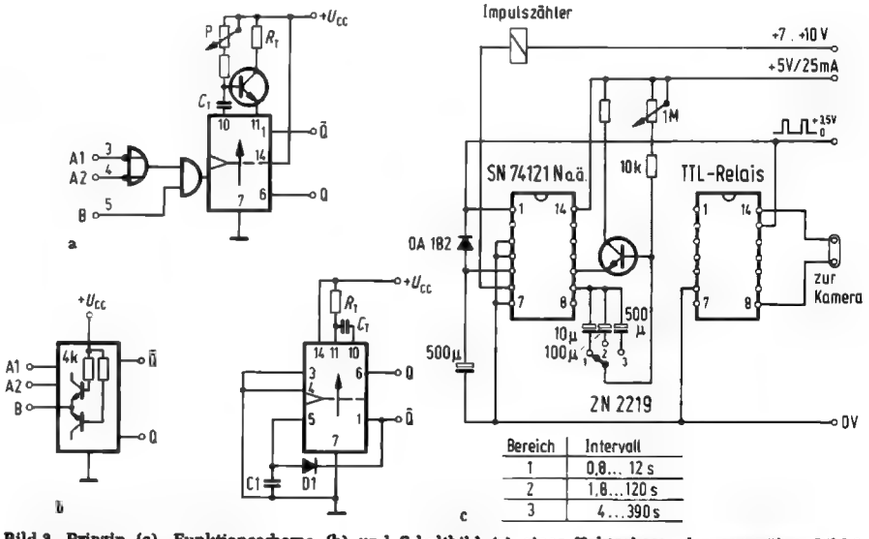


Bild 3. Prinzip (a), Funktionsschema (b) und Schaltbild (c) eines Taktgebers, der gegenüber Bild 2 größere Impulslängen zuläßt

Für einen neuen Zyklus ist es erforderlich, daß der Kondensator C_1 entladen wird. Hierzu dient die Diode D 1 vom Ausgang $\overline{Q}$ zum Kondensator C_1. Während des Ladevorganges ist diese Diode durch das positive Potential (log. 1) an $\overline{Q}$ gesperrt, wird aber sofort nach der Triggerung leitend und schließt somit den Kondensator kurz. Eine praktisch erprobte Schaltung zeigt das Bild 3*c*, eine Kombination aus beiden zuletzt besprochenen Varianten. Mit $P = 1\,M\Omega$ und $C_T = 500\,\mu F$ wurde eine

maximale Intervallzeit von rund 400 s erzielt. Größere Kondensatorwerte sind nicht zu empfehlen, da ihre Leckströme zu groß sind.

In derselben Serie gibt es noch den Baustein SN 74 123 N o. ä., der zwei monostabile Kippstufen aufweist *(Bild 4b)*. Er hat den Vorteil des geringeren Platzbedarfes und der unbeschränkten oberen Grenze für den Kondensator C_T. Bei Verwendung von Elektrolytkondensatoren ist eine Schutzdiode vorzusehen, dabei muß sich R_T in den Grenzen 5...30 kΩ bewegen. Die Impulsdauer ergibt sich zu:

$$t_Q \; (\text{ns}) = 0{,}28 \cdot C_T \; (\text{pF}) \cdot R_T \; (\text{k}\Omega) \cdot \left(1 + \frac{0{,}7}{R_T} \right) \quad (2)$$

Das ergibt mit einem technisch noch vertretbaren und nicht zu unhandlichen Kondensator von 5000 µF und 30 kΩ einen Zeitwert von etwa 40 s.

Für die Taktgeberschaltung nach Bild 4c gilt dasselbe bezüglich einer Intervall-Erweiterung. *(Fortsetzung folgt)*

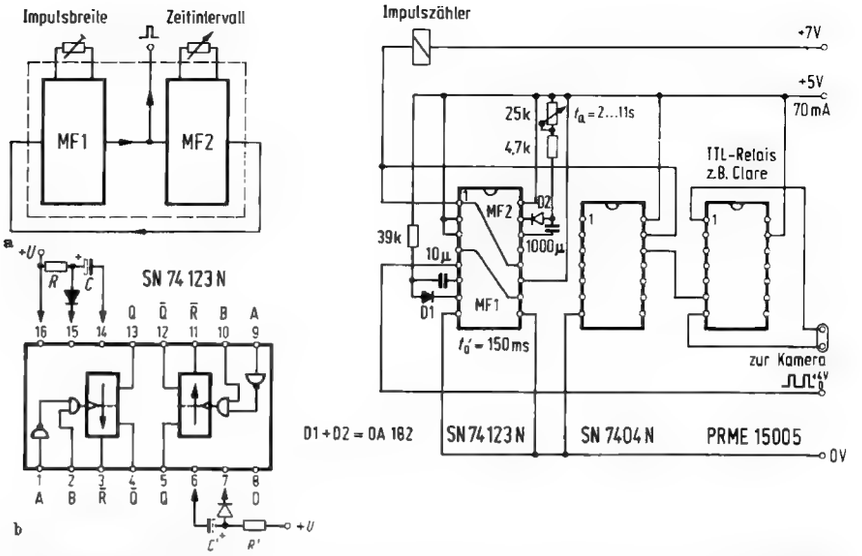


Bild 4. Prinzip (a), Funktionsschema (b) und Schaltbild (c) eines Taktgebers mit den TTL-Schaltungen SN 74123 N und SN 7404 N

Literatur

[1] *Müller, O.:* Praxis der kinematographischen Zeitraffung Film+Ton-Magazin 1973, Heft 6.

[2] *Horst, M.:* Elektronischer Zeitraffer. FUNKSCHAU 1972, Heft 22, S. 839...840.

[3] *Müller, O.:* Der noch langsamere Gang. Film+Ton-Magazin, Heft 10/11/12 (1972) und Heft 1 (1973).

[4] Das TTL-Kochbuch. Texas Instruments Deutschland GmbH, 1972.

[5] *Müller, W.:* Variabler Rechteckgenerator mit einer IS. ELEKTRONIK 1972, Heft 4, S. 141...142.

Hans Lissy

Schaltungen aus der Beat-Elektronik

Fuzz-Booster mit Klangregelung

Allgemein übertragen Verzerrer fast den gesamten Frequenzbereich von Saiteninstrumenten. Die Praxis hat bewiesen, daß viele Musiker einen Verzerrer mit Klangregelung verwenden würden. Leider werden solche fast ausschließlich von ausländischen Firmen hergestellt. Man muß also schon suchen. Obwohl große Musikhäuser über ein reichhaltiges Angebot an Fuzz-Booster verfügen, ein Gerät mit Klangregelung findet man nur selten.

Durch das Klangregelnetzwerk wird das Ausgangssignal zwar etwas geschwächt, reicht aber für eine Aussteuerung von herkömmlichen Verstärkern vollkommen aus. Die besonders auffallend niedrige Betriebsspannung von 1,5 V bewirkt eine feinere Verzerrung, was dem Sound zugute kommt.

Verwendung des Fuzz-Booster als Treble-Booster

Bei entsprechender Einstellung kann man den Fuzz-Booster auch als Treble-Booster verwenden. Man verfährt dabei wie folgt:

Der Lautstärkeregler des Instrumentes ist in Mittelstellung zu bringen, d. h. daß der Schleifer des Potentiometers ungefähr in der Mitte steht. In der gleichen Weise ist mit dem Fuzz-Booster zu verfahren, Fuzz- und Tone-Einsteller auf Mitte. Nach diesen Vorgängen ist nur noch die Lautstärke des Verstärkers einzustellen.

Bei Verwendung eines guten Verstärkers kann man verschiedene Toneffekte erzeugen. Besondere Kombinationen mit Nachhall, Tremolo, Vibrato und verschiedenen Toneinstellungen lassen sich durch Versuche ermitteln.

Die Schaltung

Bild 1 zeigt die Schaltung des Fuzz-Booster. Das tonfrequente Eingangssignal wird durch den Einsteller R 1 eingekoppelt. Mit R 1 stellt man die gewünschte Verzerrung ein. Durch den Kondensator C 1 gelangt die niederfrequente Wechselspannung auf die Basis des Transistors T 1. Die verstärkte Spannung erreicht vom Kollektor T 1 die direktgekoppelte Stufe mit dem Transistor T 2, der als ein Übersteuerungsverstärker arbeitet. Vom Kollektor T 2 gelangt das verzerrte Signal durch den Widerstand R 8 und den Kondensator C 3 auf das Klangregelnetzwerk.

Das Klangregelnetzwerk ist in einen ohmschen und einen RC-Zweig aufgeteilt. Der ohmsche Zweig, zusammengesetzt aus den Widerständen R 9 und R 10, bildet einen Spannungsteiler und bringt keine zusätzlichen Verzerrungen.

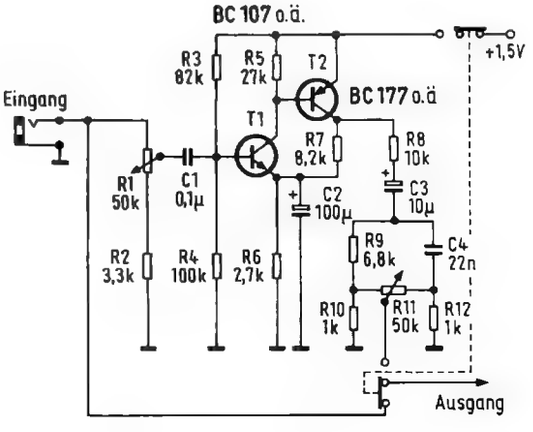


Bild 1. Schaltung des Fuzz-Booster mit Klangregelung

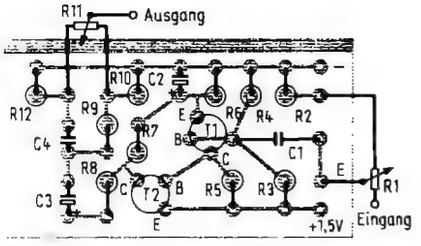


Bild 2a. Platine von der Bestückungsseite aus gesehen

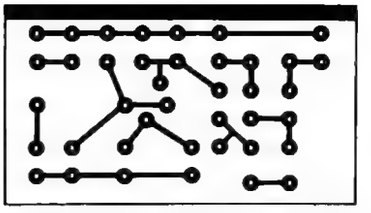


Bild 2b. Printvorlage der Platine, Maßstab 1:1

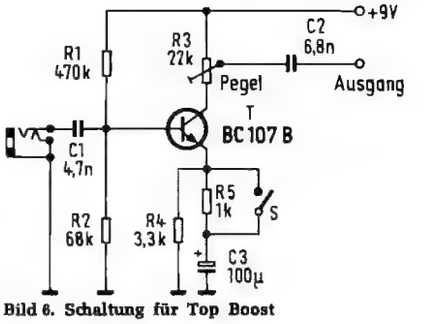


Bild 6. Schaltung für Top Boost

Bild 3. Aufbau und Anordnung der Bauteile im Gehäuse

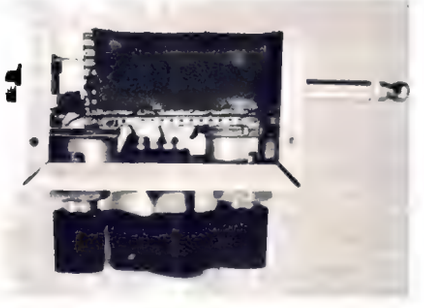


Bild 4. So wird die Platine an die Potentiometer gelötet

Bild 5. Der fertige Fuzz-Booster

Der RC-Zweig, bestehend aus dem Kondensator C 4 und dem Widerstand R 12, verzerrt das Signal weiter (Anhebung des Fuzz-Sound) und schwächt die niedrigen Frequenzanteile des Signals. Der Klangregler R 11 ist zwischen den beiden Zweigen verbunden. Über den Schleifer des Einstellers R 11 gelangt das verzerrte Signal auf den Umschalter „Normal-Fuzz".

Die Batterie ist mit dem Plupol direkt mit der Schaltung verbunden. Der Minuspol wird entweder über den Umschalter oder bei Einstecken des Instrumentensteckers über den eventuell vorhandenen Klinkenbuchsen-Schaltkontakt angelegt.

Im Mustergerät wurden die Transistoren BC 107/BC 177 verwendet. Selbstverständlich sind auch andere Typen geeignet. BC 109/BC 179, BC 108/BC 178, BC 147/BC 157, BC 167/BC 257, BC 237/BC 307 o. ä.

Der Aufbau

Die Bilder *2a* und *b* zeigen den Aufbau des Fuzz-Boosters auf einer Platine. Im Mustergerät wurde eine Lochrasterplatine verwendet. Als Gehäuse empfiehlt sich der Teko-Typ B 2.

Die *Bilder 3, 4* und *5* veranschaulichen den vollständigen Aufbau des Boosters. Die Platine wird, wie Bild 4 zeigt, an die beiden Potentiometer gelötet. Diese Art des Befestigens erweist sich hier als ganz zweckmäßig. Beim Einbau der Regler ist darauf zu achten, daß sie nicht zu hoch in das Gehäuse eingebaut werden, ansonsten liegt man über der Einbauhöhe. Die Klinkenbuchse sowie der Klinkenstecker sind 15 mm hoch (von der Gehäuse-Unterkante aus gemessen) einzubauen. Sind sämtliche erforderlichen Löcher gebohrt, so wird die Gehäuse-Oberfläche mit feinem Schmirgel-Papier bearbeitet, bis die Eloxyd-Schicht verschwindet. Man achte hierbei besonders darauf, daß nur in eine Richtung geschmirgelt wird, sonst sieht die Fläche verkratzt aus. Nach Beendigung dieser Arbeit wird die Oberfläche gründlich gereinigt (Seifenlauge).

Die Beschriftung erfolgt mit Druckbuchstaben wie sie in großen Kaufhäusern erhältlich sind.

Es bleibt der Phantasie eines jeden überlassen wie er das Gehäuseäußere gestaltet. Um Fingerabdrücke zu vermeiden, wird die geschmirgelte Fläche mit Plastik-Spray von Kontakt-Chemie besprüht, was einen guten Oberflächenschutz bietet.

Vorverstärker mit Umschaltung auf „Top Boost"

Der Vorverstärker arbeitet im Prinzip wie ein Solo-Rhythmusschalter. Durch die verstärkende Wirkung der Schaltung allein beim Rhythmusspiel, ergibt sich im „Top-Boost"-Betrieb ein enorm starker Klang-Effekt.

Wie *Bild 6* erkennen läßt, ist die Schaltung sehr einfach. Sie ist eine Abänderung des in der FUNKSCHAU 1972, Heft 20, Seite 747, beschriebenen Treble-Boosters. Durch den geringen Aufwand an Bauteilen ist ein Einbau der Schaltung in das Instrument (Gitarre) möglich.

Schaltung

Das Eingangssignal erreicht durch den Kondensator C 1 die Basis des Transistors T und gelangt verstärkt über R 3 und C 2 auf den Ausgang. Den Top-Boost-Effekt erreicht man durch Kurzschließen des Emitterwiderstandes R 5. Dadurch wird die vorhandene Wechselstromgegenkopplung, welche wesentlich kleiner ist als die Gleichstromgegenkopplung, unwirksam gemacht. Durch den Kurzschluß von R 5 liegt der Emitterkondensator C 3 parallel zum Widerstand R 4, und es entsteht die bekannte Gleichstromgegenkopplung, welche für die notwendige Verstärkung sorgt.

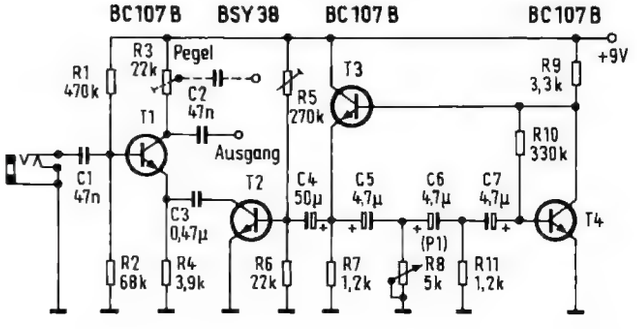


Bild 7. Schaltung des stabilen Tremolos

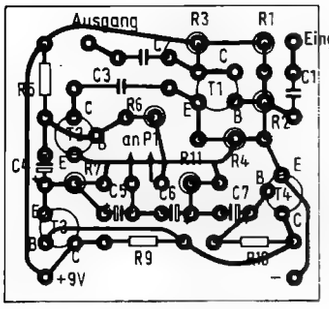


Bild 8a. Bestückungsplan der Platine

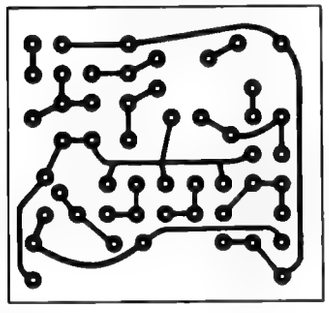


Bild 8b. Vorlage für Printplatte. Maßstab 1:1

Stabiles Tremolo

Bild 7 zeigt eine äußerst stabile Tremolo-Schaltung. Der Sinusgenerator besteht aus den Transistoren T 3 und T 4 und arbeitet nach dem Prinzip des Phasenschiebergenerators, wobei T 3 für eine stabile Ausgangsamplitude sorgt. Mit dem Regler R 8 wird die Frequenz geregelt.

Die Schaltung

Das Eingangssignal (Bild 7) gelangt durch den Kondensator C 1 auf die Basis des Transistors T 1 und wird über C 2 verstärkt ausgekoppelt. Die Widerstände R 1, R 2, R 3, R 4 dienen der Arbeitspunkteinstellung und Temperaturstabilisierung des Transistors T 1. Das Sinussignal des Generators wird durch den Kondensator C 4 der Basis von T 4 zugeführt und durch C 3 auf den Emitter von T 1 gegeben. Dadurch ergibt sich eine für den Tremolo-Effekt erforderliche, wirksame Amplitudenmodulation des Eingangssignals. Die Widerstände R 5, R 6 dienen der Arbeitspunkteinstellung von Transistor T 2. Bei Verwendung von Vergleichstransistoren ist der Widerstand R 5 besser als Trimmpotentiometer einzusetzen, um T 2 gut in den Arbeitspunkt zu regeln.

Bild 8 zeigt einen Vorschlag für die Herstellung einer gedruckten Schaltung.

Die Tremoloschaltung gewährleistet eine Anschaltung an alle herkömmlichen Instrumentenverstärker. Verschiedene Tremolo-Schaltungen versagen aufgrund von Fehlanpassung. Ein Ein-Ausschalter für den Sinusgenerator ist nicht erforderlich. Sobald der Regler R 8 zugedreht wird, setzen die Schwingungen aus, und ein Spiel in „Normal" ist möglich.

Aufbau

Der Schaltungsaufbau erfolgt auf der abgebildeten Platine. Als Gehäuse lassen sich die stabilen Teko-Gehäuse gut verwenden. Der schon beschriebene „Fuzz-Booster mit Klangregelung" zeigt nur ein Beispiel der praktischen Ausführung. ■

Dr. Siegfried Geckeler

Berechnung von Reziproken mit einem Taschenrechner

Unter Anwendung des beschriebenen Rechenverfahrens ist es möglich, Ausdrücke der Form x/y^n (wobei y das Ergebnis irgendeiner vorausgegangenen Rechnung, n eine positive ganze Zahl und x eine beliebige Zahl ist, die erst nach der Berechnung von y eingegeben werden muß) mit einem Taschenrechner zu berechnen, der nur die vier Grundrechenarten beherrscht. Voraussetzung ist, daß der Rechner, z. B. bestückt mit dem Baustein TMS 0105 NC von Texas Instruments, die Division durch eine Konstante erlaubt (a/z, b/z, c/z usw., wobei der konstante Divisor z nur einmal eingegeben werden muß). Das Rechenverfahren kann ein Glied in einer Kettenrechnung sein und verläuft so:

1. Wenn das Ergebnis y einer vorhergehenden Rechnung (z. B. eine Summe) auf der Ziffernanzeige sichtbar ist, wird die Divisionstaste gedrückt.
2. Während der Konstantenschalter K eingeschaltet ist, wird die Additions-/Ergebnis-Taste (+=) gedrückt. Dadurch wird die Division y/y ausgeführt, das Ergebnis 1 erscheint auf der Anzeige und y wird konstanter Divisor für nachfolgende Divisionen.
3. Wird, nachdem K ausgeschaltet wurde, noch einmal += gedrückt, erhält man den Reziprokwert $1/y$. Wird K nicht ausgeschaltet und wird += wiederholt gedrückt, erhält man nacheinander $1/y^2$, $1/y^3$ usw. Außerdem darf in jeder Phase der Rechnung eine beliebige Zahl x eingetastet werden. Die nachfolgenden Ergebnisse sind dann x/y, x/y^2, x/y^3 usw.

Soll ein Ergebnis in einer nachfolgenden Rechnung weiterverarbeitet werden, muß K vor der letzten Division ausgeschaltet werden.

Elektronisches Klavier mit fünf Oktaven

Dieses neuartige elektronische Musikinstrument hat gleich nach Erscheinen des 1. Teils der Beschreibung in Heft 17 großes Interesse gefunden. Der 2. Teil folgte in Heft 18, die beiden letzten Teile 3 und 4 können aus technischen Gründen erst in den Heften 20 und 21 veröffentlicht werden.

Ein spielfertiges Mustergerät fand am Stand des Franzis-Verlages auf der Funkausstellung viel Beachtung.

Helmut Schubert

Lineares Ohmmeter

2. Teil

Die Eichung

Geeicht wird folgendermaßen: Man dreht das 250-Ω-Potentiometer mit dem äußeren Drehknopf ungefähr auf die Mitte, drückt dann den Nullpunkt-Testknopf, und stellt mit dem 5-kΩ-Trimmer das Instrument möglichst genau auf Null. Dieser Trimmer ist gefühlvoll zu drehen, da er einen großen Bereich erfaßt. Er läßt sich aber nicht verkleinern, weil man sonst die Feldeffekttransistoren aussuchen müßte. Die *genaue* Nullstellung wird jetzt mit dem 250-Ω-Potentiometer vorgenommen. Wer den Nullvorabgleich etwas bequemer und genauer haben will, benutzt einen 5-kΩ-Spindeltrimmer (z. B. von Dralowid). Um einen solchen einlöten zu können, sind die Bohrlöcher und Leitungen auf der Musterplatine schon vorgesehen und im Be-

Der 1. Teil erschien in Heft 18, S. 713

stückungsplan gestrichelt gezeichnet. So ein Trimmer wurde in eine Platine für Industriezwecke eingelötet; er ist aber erheblich teurer als gewöhnliche Trimmer und in Einzelstücken schwerer erhältlich. In dieser Schaltung hier genügt ein einfacher Trimmer vollauf.

Nach der genauen Nulleinstellung wird dasjenige Ende des 1%igen 1-kΩ-Widerstands (des 100-Ω-Meßbereichs), das an der Taste liegt, (und bei ihrer Ruhestellung elektrisch in der Luft hängt), durch ein Kabel provisorisch mit dem Nullpotential der Schaltung verbunden. Damit ist ein genauer 1-kΩ-Widerstand als zu messender Eichwiderstand an die Prüfbuchsen geschaltet. Jetzt drückt man die Meßbereichtaste *1 k* und verstellt mit dem 500-Ω-Trimmer die Verstärkung, bis das Instrument genau Vollausschlag zeigt.

Nun muß noch der 1-MΩ-Bereich geeicht werden. Dazu schließt man den 1-MΩ-Widerstand des 100-kΩ-Bereichs genau so als zu messender Widerstand an wie vorher den 1-kΩ-Widerstand. Nach Drücken der 1-MΩ-Bereichstaste verstellt man den 1-MΩ-Trimmer bis das Instrument wieder genau Vollausschlag zeigt. Damit ist das ganze Gerät geeicht.

Zusätzlicher 10-Ω-Bereich

Beim Arbeiten mit dem Gerät ergab es sich, daß gelegentlich auch ein 10-Ω-Bereich ganz nützlich sein kann, z. B. um den Widerstand von Lautsprecherspulen, niederohmigen Drosseln, Transformatorwicklungen u. ä. zu messen. Bei den niedrigen Widerständen muß man einen etwas höheren Konstantstrom fließen lassen (hier 10 mA), um bei 10 Ω einen Spannungsabfall von 100 mV zu bekommen. Dazu ist die vorherige Konstantstromschaltung nicht so gut geeignet.

Bild 6 a zeigt das Prinzip einer Zusatzschaltung: Aus einer separaten 3-V-Batterie fließt über eine Zweipol-Konstantstromschaltung („Elektronische Drossel") bei Tastendruck ein Strom von 10 mA über den zu messenden Widerstand. Der Spannungsabfall daran wird wie vorher gemessen; nur der zweite Operationsverstärker kat keine Funktion.

Bild 6 b zeigt die praktische Ausführung der 10-mA-Konstantstromschaltung, die auf eine kleine Zusatzplatine gebracht *(Bild 7)* und mit zwei Schrauben an einer Seitenwand im Gehäuse befestigt wird. An der oberen Schmalseite des Gehäuses ist innen noch Platz für die Halterung einer 3-V-Stabbatterie. Eine Zweierdrucktaste (Einrastung entfernen) dient zum Test der 3-V-Batterie und zur Messung im 10-Ω-Bereich. Die Verdrahtung der Tasten zeigt *Bild 8.* Zum Eichen dieses Bereiches ist in dem Meßzusatz selbst kein 10-Ω-Widerstand vorgesehen. Wer diesen Zusatz auch bauen will, kauft am besten gleich einen 10-Ω-Meßwiderstand mit 1 % Genauigkeit dazu. Zum Eichen des Bereichs legt man diesen Widerstand an die Meßbuchsen, und stellt nach Drücken der 10-Ω-Taste das Instrument mit Hilfe des 100-Ω-Trimmers der Zusatzplatine auf Vollausschlag.

Die Anordnung der Zusatztasten auf der Frontseite des Gerätes, links neben den anderen Tasten, ist in *Bild 9* dargestellt. Wer den Zusatzbereich gleich einplant, kann für das ganze Gerät einen Vierer- und einen Sechser-Tastensatz vorsehen. (I. 118)

Im Mustergerät verwendete Spezialteile

Gehäuse: Jautz Nr. 7007a mit Bodenplatte (Völkner)
Tasten: Schadow-Miniaturtastenschalter Serie D, 5 Tasten und 3 Tasten je mit gegenseitiger Auslösung (Völkner), oder mit 10-Ω-Bereich: 6 Tasten und 4 Tasten
Instrument: Typ RE 100, 100 µA/1 kΩ (Bürklin)
Meßwiderstände: Dralowid MLAD 1 %
Operationsverstärker: 741 P (= 741 C im DIP-Gehäuse, d. h. Dual-In-Line mit 8 Beinen)
Feldeffekttransistor: Valvo BFW 11
Transistoren: beliebige npn-Typen, ähnlich BC 109 C, und beliebige pnp-Typen ähnlich BC 263 C
Dioden: 1 N 4148 oder 1 N 914
Platine oder Bausatz: ITT Schaub-Lorenz, Abt. Hobbykits

Für den 10-Ω-Zusatzbereich

Schadow-Tastenschalter mit 2 Tasten (wenn nicht schon im Grundgerät 6 + 4 Tasten vorgesehen)
Meßwiderstände 1 %: 33 kΩ und event. 10 Ω als Eichwiderstand

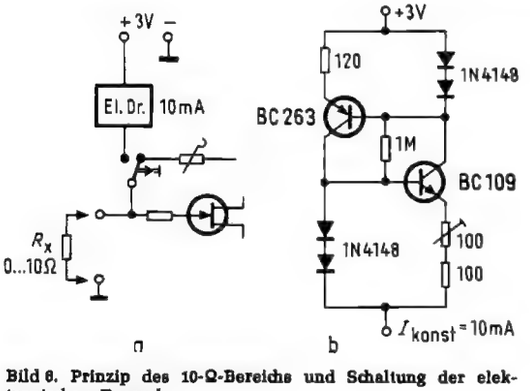


Bild 6. Prinzip des 10-Ω-Bereichs und Schaltung der elektronischen Drossel

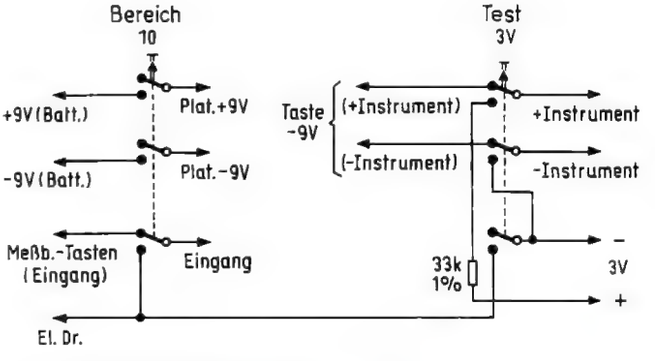
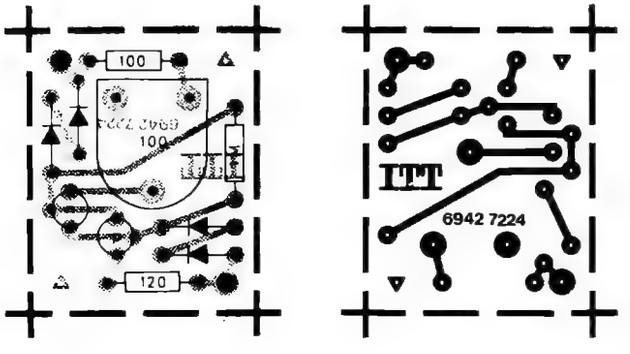


Bild 8. Verdrahtung der Zusatztasten



◀ Bild 7. Platine für 10-Ω-Bereich

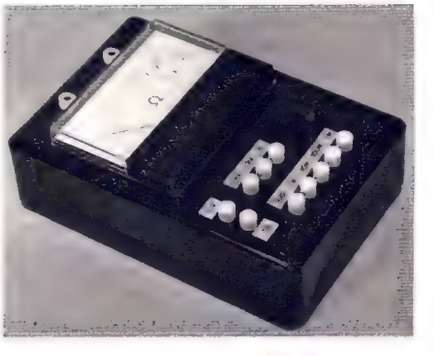


Bild 9. ▶ Ansicht des Geräts mit nachträglich eingebauten Zusatztasten für den 10-Ω-Bereich

Ein elektronisches Klavier mit fünf Oktaven

3. Teil

Ing. Günter Peltz

In dieser Folge dieses Beitrages beginnen wir mit den Hinweisen für den Nachbau. Es werden insbesondere die Aufteilung in Baugruppen und die mechanische Konstruktion erläutert. Es folgen einige Hinweise für die Inbetriebnahme. Die Erweiterung der Spielmöglichkeiten durch zusätzliche Register und sonstige Hilfsschaltungen wird anhand einiger Beispiele aufgezeigt. Die ersten beiden Teile dieses Aufsatzes erschienen in Heft 17/1973, Seite 643, und Heft 18, Seite 715.

Der mechanische Aufbau

Bei Verwendung eines käuflichen Bausatzes ist die Konstruktion vorgegeben. Die folgenden Hinweise sind für den schöpferischen Leser gedacht, der in der inneren und äußeren Gestaltung des Instrumentes seine eigenen Ideen verwirklichen möchte.

Für eine Eigenkonstruktion ist die Aufteilung der Schaltung in Baugruppen vorteilhaft. Dabei kann das Blockschaltbild (Bild 1 in Heft 17/1973) als Richtschnur dienen. Nur die Filter und der Trennverstärker werden zweckmäßigerweise zusammengefaßt. Als Grundplatten für die einzelnen Baugruppen sind selbstentworfene Druckschaltungen, Lochrasterplatten mit Lötaugen, sogenannte Veroboard-Platten und ähnliches geeignet.

Beim Entwurf der Leiterplatten müssen die gleichen Vorsichtsmaßnahmen wie beim Bau von Hi-Fi-Verstärkern, zum Beispiel in Bezug auf Brummschleifen, getroffen werden.

Die einzelnen Baugruppen werden, evtl. unter Zwischenlage einer Isolierstoffplatte, zusammen mit den Tastenkontakten mit Distanzbolzen an der Klaviaturmontageplatte befestigt. Eine günstige Verteilung der einzelnen Platten unterhalb der Klaviatur zeigt *Bild 14*.

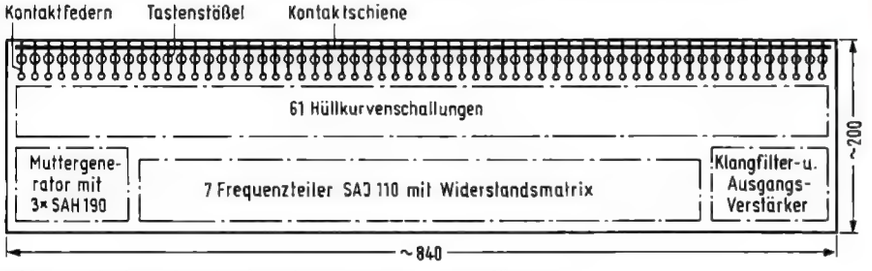


Bild 14. Aufteilung der einzelnen Baugruppen unter der Klaviatur

Klaviaturen für elektronische Musikinstrumente gibt es in den verschiedensten Ausführungen. *Bild 15* und *Bild 16* zeigen die Anordnung der einzelnen Platinen und der Kontaktfedersätze in der Seitenansicht unterhalb verschiedener Typen.

Besonderer Wert ist auf die Kontaktfedern zu legen. Sie sollten aus einem Material bestehen, das vom Hersteller für Niederstromkontakte vorgesehen ist. Die Ruhe- und Arbeitskontakte

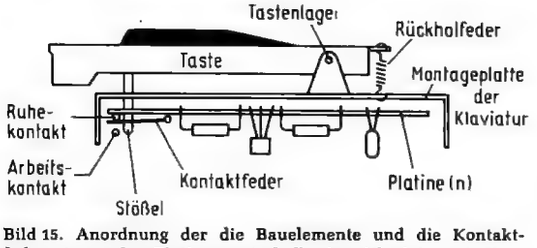


Bild 15. Anordnung der die Bauelemente und die Kontaktfedern tragenden Platinen unterhalb einer Klaviatur mit Kontaktstößel vorn

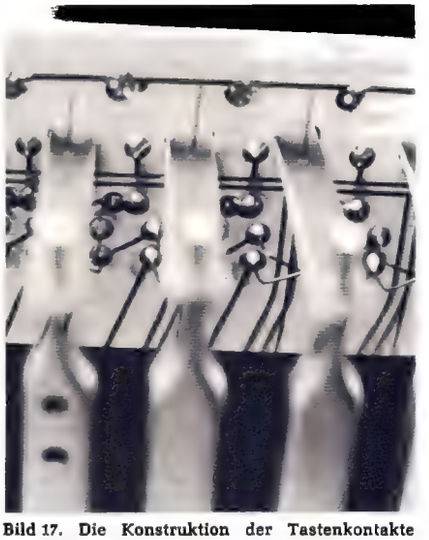


Bild 17. Die Konstruktion der Tastenkontakte des Prototyps

können dann aus versilbertem Kupferdraht von 1 mm ⌀ bestehen. Alle Kontakte müssen vor der Inbetriebnahme sorgfältig gereinigt und mit einem Kontaktpflegemittel für Schwachstromkontakte behandelt werden. Das Foto *(Bild 17)* zeigt die Konstruktion der Kontaktsätze des Prototyps.

Es ist vorteilhaft, die ganze Klaviatur mit den einzelnen Schaltungen beweglich, z. B. über ein Scharnier (Klavierband) auf einer verwindungsfreien Grundplatte von etwa 1000 mm x 250 mm zu montieren. Dann ist seitlich von der Klaviatur genügend Platz für Netzteil und Betriebsartenschalter sowie für

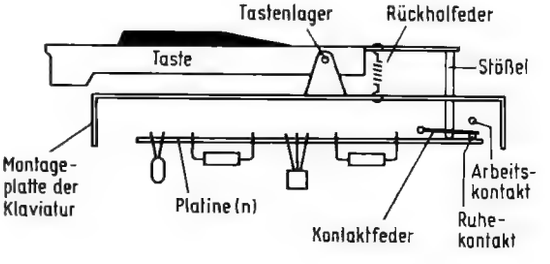


Bild 16. ▶ Anordnung der die Bauelemente und die Kontaktfedern tragenden Platinen unterhalb einer Klaviatur mit Kontaktstößel hinten

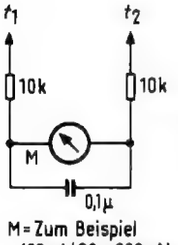
Bild 18. Das spielbereite elektronische Klavier

Bild 19. Eine Innenansicht des elektronischen Klaviers

die Registerschalter und Zusatzschaltungen, die bei einer evtl. Erweiterung des Instrumentes erforderlich werden. Das Gehäuse, mit Aussparungen für die Klaviatur und die sonstigen Bedienungseinrichtungen, wird von oben über das Instrument gestülpt und an die Bodenplatte geschraubt.

Bild 18 zeigt das komplette Instrument, *Bild 19* eine Innenansicht. Diese Bilder können Richtlinien für eigene Konstruktionen geben.

Bei Verwendung eines Gehäuses und einer Bodenplatte aus Isoliermaterial



M = Zum Beispiel 100 µA (30...200 µA)

Bild 20. Hilfsschaltung zur Symmetriekontrolle der Taktsignale des Top-Oszillators. M: Vielfachinstrument, auf 100 µA Vollausschlag geschaltet

sollten diese innen mit Schirmfolie oder Leitlack ausgekleidet sein, um Streuungen zu verhindern.

Die Inbetriebnahme

Die Inbetriebnahme erfolgt stufenweise. Zunächst wird das Netzteil in Gang gesetzt und dann die einzelnen Baugruppen dem Signalweg entsprechend zugeschaltet. Zur Funktionsprüfung genügt ein Signalverfolger, zum Beispiel ein beliebiger Verstärker mit Trennwiderstand. Für die Fehlersuche ist ein Oszillograf ideal, doch genügt auch ein übliches Vielfachinstrument mit mindestens 5 kΩ/V.

Hier sollen keine bis ins einzelne gehende Prüfanweisungen für jede Baugruppe gegeben werden, aber über den Muttergenerator in Bild 2 seien einige Anmerkungen gestattet. Die einzelnen Ausgänge des Muttergenerators $fis^2 ... f^3$ sind gegen $+U_{B1}$ arbeitende elektronische Schalter. Beim Anschluß eines Signalverfolgers an diesen Ausgängen ist daher nur dann ein Signal zu hören, wenn die Ausgänge gleichzeitig mit einem Widerstand abgeschlossen sind. Im Betriebsfall wird der Abschluß durch den Eingangswiderstand der Frequenzteiler-IS SAJ 110 realisiert, für Versuchszwecke sollten die Ausgänge über einen Widerstand von etwa 22 kΩ gegen Masse geschaltet werden.

Die Frequenzeinstellung kann bereits vorgenommen werden, wenn nur der Mutteroszillator in Betrieb ist. Dazu wird das Ausgangssignal an a^2 mit der Sollfrequenz von 880 Hz mit dem Kammerton a^1 = 440 Hz einer Stimmgabel verglichen. Die Einstellung auf Schwebungsnull erfolgt mit der Spule L_1 des Toposzillators. Der 250-pF-Drehkondensator steht dabei etwa in Mittelstellung.

Sind mehrere Töne doppelt vorhanden, deutet dies auf einen falsch angeschlossenen Punkt 10 der IS SAH 190 hin. Es kann aber auch eine durch unterschiedliche Bauelemente bedingte Unsymmetrie der Taktimpulse T 1 und T 2 schuld sein. Diese Symmetrie wird überprüft, indem ein Strom- oder Spannungsmesser mit Parallelkondensator über Trennwiderstände nach *Bild 20* an die Taktausgänge T 1 und T 2 angeschlossen wird. Bei absoluter Symmetrie erfolgt Nullanzeige; einige zehn Millivolt sind jedoch noch zulässig.

(Fortsetzung folgt)

Eckart Märkel

Auslösung eines zweiten Gongs

Die in FUNKSCHAU 1973, Heft 8, Seite 274, beschriebene Schaltung zur Auslösung eines zweiten Gongs, wobei die Verbindung zwischen Klingelknopf und erstem Gong nicht zugänglich ist, erschien mir für den einfachen Zweck zu aufwendig. Daher habe ich eine einfachere Schaltung entwickelt, die als Meßgröße nicht die Spannung, sondern den Strom, der leichter auszuwerten ist, benutzt. Dies läßt eine Vereinfachung zu, bei der unter anderem die platzschluckenden Elektrolytkondensatoren und die Batterie wegfallen *(Bild 1)*.

Wird geklingelt, fällt am Widerstand R auf Grund des durch K 1 fließenden Stroms eine Spannung ab, die den Transistor T durchsteuert, wobei K 2 ausgelöst wird. Der Einweggleichrichter D verhindert, daß der Transistor T während der negativen Halbwelle in „Kollektorschaltung" K 2 auch ohne Auslösung betätigt.

Um Leistungsverluste zu vermeiden, ist der Widerstand R so zu bemessen, daß T völlig durchschaltet (Sättigungsbereich). Für den Transistor T wird ein Leistungstransistor verwendet, dessen Grenzdaten sich nach K 2 und der Betriebsspannung richten. Germaniumtransistoren bieten den Vorteil der niedrigeren Schleusenspannung, was die Verluste an R niedrig hält. Zwischen a und c sowie zwischen b und c können zur Spannungserhöhung Elektrolytkondensatoren geschaltet werden.

Ist der Transformator zur gleichzeitigen Speisung beider Signalgeber zu schwach, braucht man noch immer nicht zur Batterie zu greifen. *Bild 2* zeigt eine

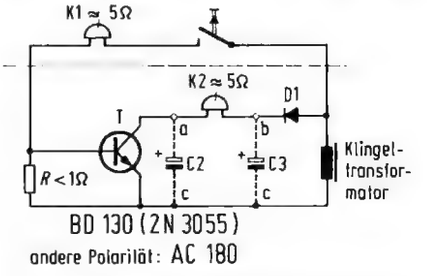


Bild 1. Schaltung zur stromgesteuerten Auslösung eines zweiten Signals

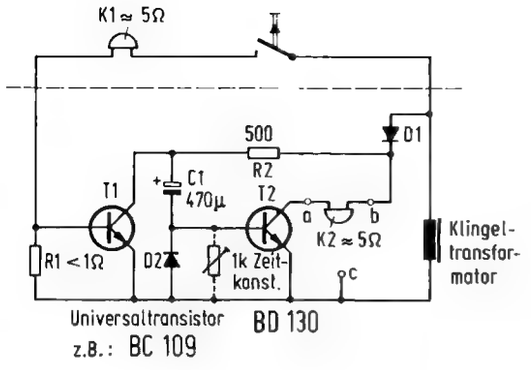


Bild 2. Schaltung für schwächere Stromquellen. Die Signale werden nacheinander ausgelöst

Schaltung, die K 1 und K 2 nacheinander ansprechen läßt.

Hierbei wird wie bei der Schaltung nach Bild 1 auch der Transistor T 1 angesteuert (auch hier ist ein Germaniumtransistor vorteilhaft). Er entlädt über D 2 den vorher über R 2 aufgeladenen Kondensator C, dessen Kapazität sich nach der gewünschten Klingeldauer richtet. Sobald der Transistor T 1 wieder sperrt, wird der Kondensator C über R 2, R 3 und T 2 aufgeladen, wodurch K 2 betätigt wird. Der Widerstand R 2 soll so klein sein, daß der Basisstrom ein Mehrfaches des Stroms ist, der zum vollen Durchschalten gebraucht wird. Dann wird die Schließzeit von T 2 nicht zu lang, und der Transistor erwärmt sich nicht zu sehr.

Nach längerem Netzausfall spricht K 2 an. Ein Ruhestrom fließt, von Restströmen abgesehen, nicht.

Es ist zu beachten, daß bei beiden Schaltungen durch K 2 ein pulsierender Gleichstrom fließt; bestimmte Signalgeber sind daher ungeeignet, wenn man nicht die Kondensatoren C 2 und C 3 verwendet. Im Versuchsgerät arbeitete eine Wechselstromklingel.

Integrierte Bausteine als Taktgeber für Zeitraffer-Einrichtungen

2. Teil

Selbstanlaufende Taktgeneratoren [6] lassen sich auch mit NAND-Gliedern oder mit Invertern aufbauen. Der Kondensator C_T in *Bild 5a* und *b* wird z. B. bei logisch 1 am Ausgang über R_T geladen, bis die Kondensatorspannung die Schaltschwelle der ersten Stufe erreicht hat. Dann erfolgt eine rasche Umpolung der Kondensatorspannung mit einer Entladung über den Widerstand R_T, bis die Kondensatorspannung am dritten NAND- oder Inverterglied unter die Schaltschwelle gesunken ist. Dies hat zur Folge, daß der Ausgang erneut ein positives Potential, also logisch 1 annimmt und der Zyklus von neuem beginnt.

$$t_i = 2\,R_T\,C_T \qquad (3)$$

Eine einfache Taktgeberschaltung zeigt das *Bild 5c*. Durch kleinere Kondensatorenwerte mit guten Isolationseigenschaften lassen sich sehr stabile Zeitintervalle in der Größenordnung ± 0,05 % erreichen.

Bild 6 zeigt eine weitere Version eines Taktgebers, der ebenfalls mit wenigen Bausteinen auskommt. Das ist nur möglich, weil die integrierten Schaltungen XR-220/ – 320 schon mit einem Treiber versehen sind, die Ausgangsströme bis 100 mA liefern können. Für den Betrieb sind nur drei äußere Bauelemente erforderlich: R_T, C_T und ein Lastwiderstand R_L. Die Zeitkonstante bzw. Impulsdauer beträgt

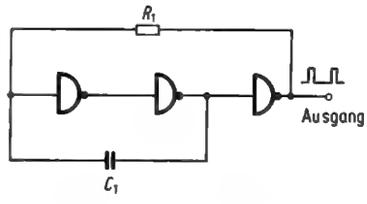
$$t_Q = 2\,R_T\,C_T \qquad (4)$$

Als unterste Grenze für R_T ergab sich bei 5 V Versorgungsspannung ein Widerstandswert von etwa 3,2 kΩ.

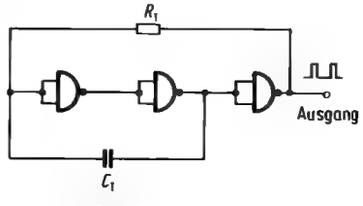
Ein kleiner Nachteil ist die mit den Zeitintervallen sich ändernde Impulsbreite des Arbeitsimpulses, z. B. von 0,15 s bis 2 s bei der Dimensionierung nach Bild 6b. Dies wird aber bei vielen Anwendungen unbedeutend sein, da die Einzelbild-Auslösung von Schmalfilmkameras so ausgelegt ist, daß der Auslöseimpuls nur eine Mindestdauer aufweisen muß. Dauert die Auslösung länger als z. B. 0,5 s, so wird trotzdem nur ein Bild ausgelöst, also belichtet und die Umlaufblende geschlossen. In der Regel wird jetzt bei Impulsende (oder beim Loslassen des mechanischen Auslösers) der Film um ein Bild weitertransportiert und die Auslösemechanik neu vorbereitet.

Die in der Schaltung angegebenen Zeitintervalle lassen sich natürlich noch beliebig erweitern; die Datenblätter lassen noch Widerstandswerte für R_T von 10 MΩ zu, wobei die Versorgungsspannung dann aber 20 V betragen muß. Sieht man einmal von der Impulsdauer-Angabe der Datenblätter ab (1 µs bis 1 h), so ist für den obersten C_T-Wert keine definierte Grenze angegeben. Für 10 MΩ und 3600 s Intervallzeit wäre erforderlich:

$$C_T = \frac{t_Q}{2\,R_T} = \frac{3600}{20} = 180\,\mu F \qquad (5)$$



a z.B. ½ 7404



b z.B. ¾ 7400

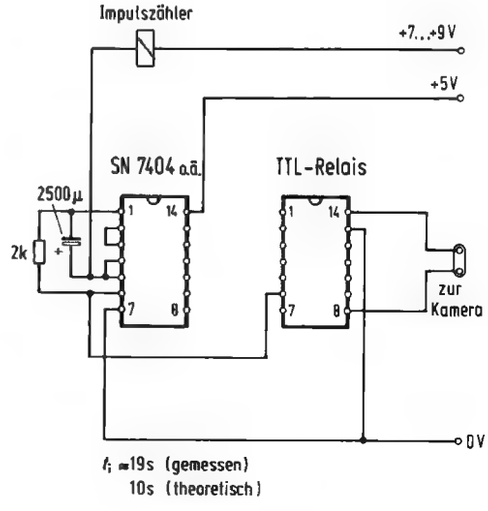


Bild 5. Funktionsschema (a, b) und Schaltbild (c) eines Taktgebers mit der TTL-Schaltung SN 7404

Die bisher angegebenen Zeitkonstanten-Formeln gelten natürlich für ideale Kondensatoren ohne Leckverluste. Bei großen Kapazitätswerten kommen auch nur Elektrolyttypen in Frage, so daß praktische Zeitwerte sowohl von der Toleranz als auch von der Qualität des Kondensators abhängen.

Ein weiterer interessanter Baustein ist der Signetics-Timer 555, der für zwei Temperaturbereiche lieferbar ist. Wie der vorgenannte Baustein XR - 220/ – 320 ist auch diese integrierte Schaltung ein Universalgebilde, das nicht nur als Taktgeber arbeiten kann, sondern als fremdgetriggerte Kippstufe, Frequenzteiler, Pulsmodulator für Breite und Abstand der Signale u. v. a. m.

Bei der Verwendung als Taktgeber werden zwei Widerstände R_A und R_B sowie ein Kondensator C_T benötigt. Wie das Funktionsschema *Bild 7a* zeigt, wird die Kapazität C_T über die Widerstände R_A und R_B aufgeladen, aber nur über den Widerstand R_B entladen. In der Zeitkonstanten-Formel drückt sich das so aus:

$$t_1 \text{ (Ladezeit)} = 0{,}685\ (R_A + R_B) \cdot C_T \quad \text{(1-Status)} \qquad (6)$$

bzw.

$$t_2 \text{ (Entladez.)} = 0{,}685\ (R_B) \cdot C_T \quad \text{(0-Status)} \qquad (7)$$

Der Zeitintervall wird dann

$$t_i = t_1 + t_2 = 0{,}685\ (R_A + 2\,R_B) \cdot C_T \qquad (8)$$

Dadurch ist es möglich, den Arbeitsimpuls mit definierter Breite zu bemessen, vorausgesetzt, daß das Produkt aus $R_B \cdot C_T$ konstant gehalten wird.

Die oberste Grenze für R_A und R_B ergibt sich aus der notwendigen Schwellen-Stromstärke (0,1...0,25 µA) zu 20 MΩ bei einer Versorgungsspannung von 15 V. Für R_A und R_B gelten weiterhin

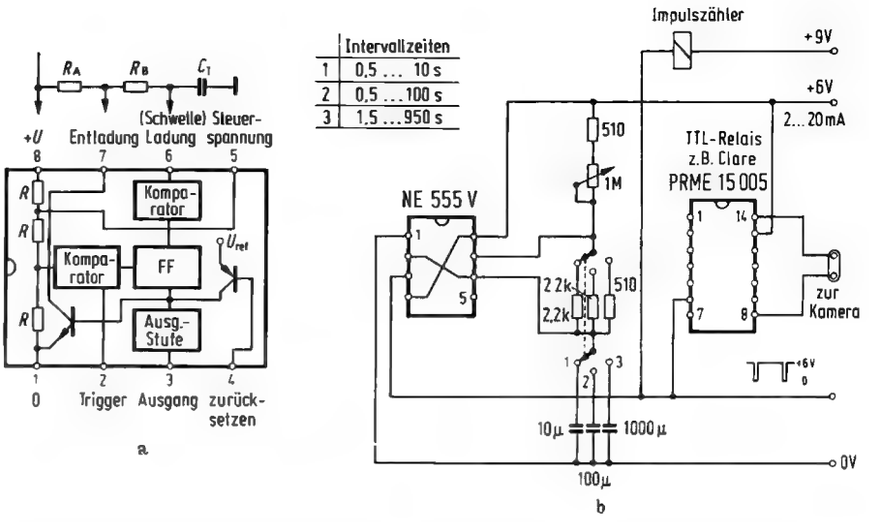


Bild 7. Funktionsschema (a) und Schaltbild (b) eines Taktgebers mit dem Baustein NE 555 V

als unterste Grenze einen Widerstandswert von etwa 500 Ω.

Eine praktisch ausgeführte Schaltung zeigt *Bild 7b*. Um in allen Zeitbereichen ein möglichst gleichlangen Arbeitsimpuls, also die Entladezeit t_2 konstant zu halten, muß der Widerstand R_B umschaltbar gemacht werden. Bemerkenswert ist der sehr niedrige Betriebsstrom von 3 mA, der nur während der Entladezeit, also beim Arbeitsimpuls, auf etwa 20 mA ansteigt.

Es sei noch hinzugefügt, daß diese integrierte Schaltung über einen Eingang (Pin 5) verfügt, über den normalerweise eine Frequenzmodulation des Ausgangssignales erfolgen kann. Wird dagegen eine Gleichspannung angelegt, so läßt sich der Impulsabstand proportional zur Spannungsänderung variieren. Hierbei soll die Steuerspannung etwa 1...2 V unter der Betriebsspannung bleiben; ebenso ist je nach Höhe der Betriebsspannung eine untere Grenze von 1...2 V einzuhalten. Der Variationsbereich ergibt sich dann aus der verbleibenden Spannungsdifferenz.

Mit der integrierten Schaltung Typ 8038 bringt die Fa. Intersil einen Baustein, der einen kompletten Funktionsgenerator für Rechteck-, Sägezahn und Sinussignale im Bereich 0,001 Hz bis etwa 1,5 MHz darstellt. Aus dem Funktionsdiagramm *(Bild 8a)* ist ersichtlich, daß auch hier das Lade- und Entladeprinzip zur Anwendung kommt. Dabei wird nicht nur für die Aufladung der Kapazität C_T von einer Konstantstromquelle Gebrauch gemacht, sondern auch für deren Entladung. Die beiden Komparatoren 1 und 2 sind so dimensioniert, daß sie bei den Spannungsschwellen 2/3 *U* bzw. 1/3 *U* ansprechen und die Flipflopstufe triggern.

Bild 8b zeigt die äußere Beschaltun zur Zeitbestimmung. Mit zwei Widerständen R_A und R_B lassen sich Länge des Arbeitsimpulses und der Pause in weiten Grenzen variieren, wobei R_A den 1-Status (Pause) und R_B den 0-Status (Arbeitsimpuls) festlegen:

$$t_1\ (1) = \frac{5}{3}\ R_A \cdot C_T \qquad (9)$$

bzw.

$$t_2\ (0) = \frac{5}{3} \cdot \frac{R_A \cdot R_B \cdot C_T}{2\,R_A - R_B} \qquad (10)$$

Zeitintervall $t_i = t_1 + t_2 =$

$$\frac{5}{3}\ R_A \cdot C_T \left(1 + \frac{R_B}{2\,R_A - R_B}\right) \qquad (11)$$

Wie aus den Formeln (9 bis 11) hervorgeht, besteht jedoch die Einschränkung, daß $R_A \geq R_B$ sein muß. Außerdem ist die Breite des Arbeitsimpul-

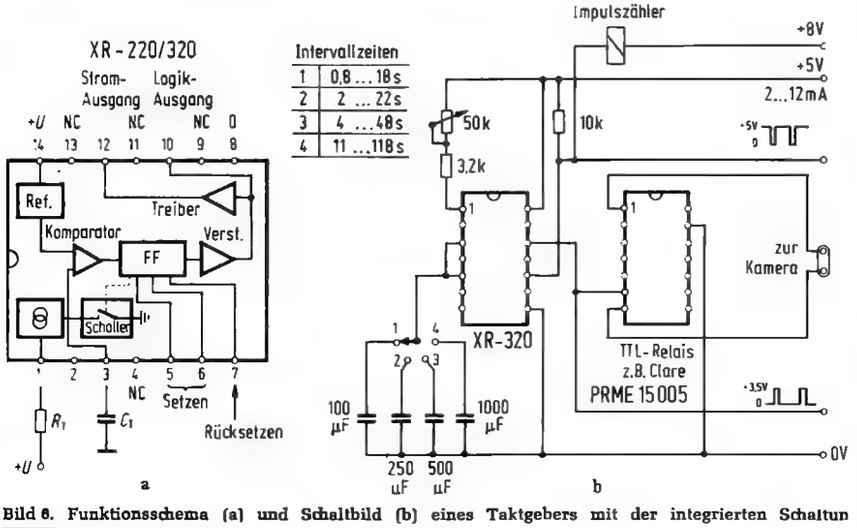
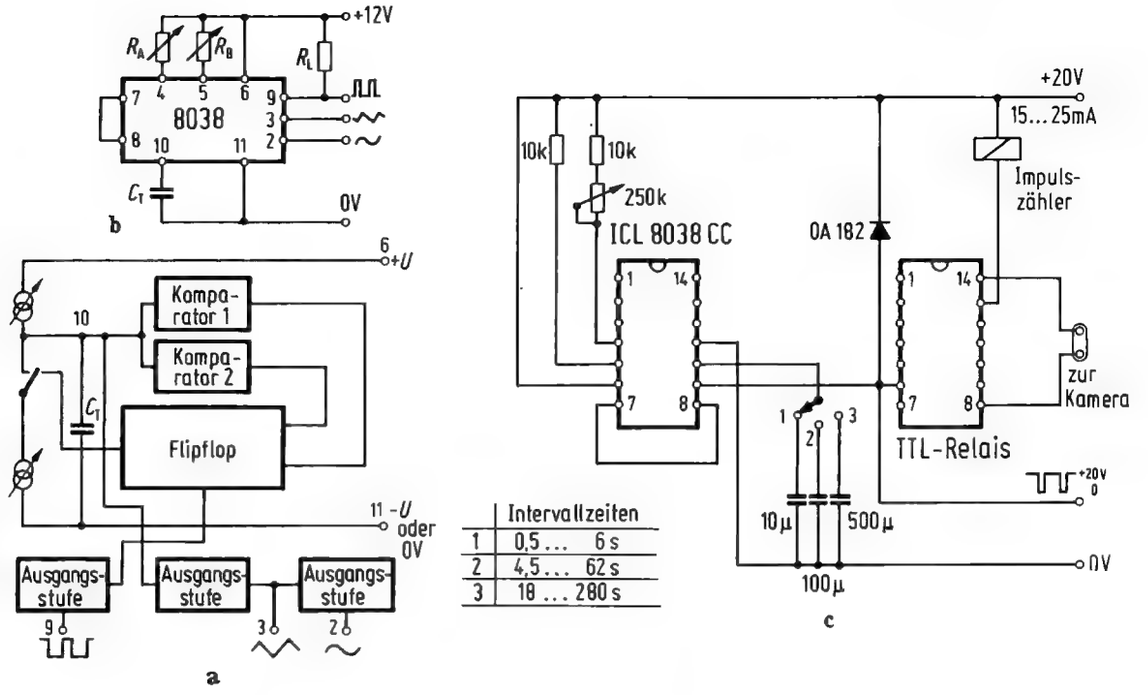


Bild 8. Funktionsschema (a) und Schaltbild (b) eines Taktgebers mit der integrierten Schaltun XR-320



	Intervallzeiten
1	0,5... 6 s
2	4,5... 62 s
3	18 ... 280 s

Bild 8. Funktionsschema (a), Beschaltung (b) und Schaltbild (c) eines Taktgebers mit der integrierten Schaltung ICL 8038 CC

ses noch abhängig vom Widerstand R_A, so daß bei Änderung des Zeitintervalles auch die Arbeitsimpulsbreite variiert. Aus der Forderung $R_A \geq R_B$ resultiert, daß im Schaltungsbeispiel Bild 7c für die Einstellung des Zeitintervalles der Widerstand R_A variabel ausgeführt werden muß, während R_B mit 10 kΩ konstant gehalten wird. Der Widerstandswert von 10 kΩ ist zugleich der unterste Grenzwert für R_A und R_B (die Datenblätter geben 500 Ω an). Der gegen 0-Potential gehende Arbeitsimpuls wird in dieser Version zur gleichzeitigen Betätigung von Auslöserelais und Impulszähler benutzt, wobei eine Freilaufdiode das Auftreten von Spannungsspitzen verhindert.

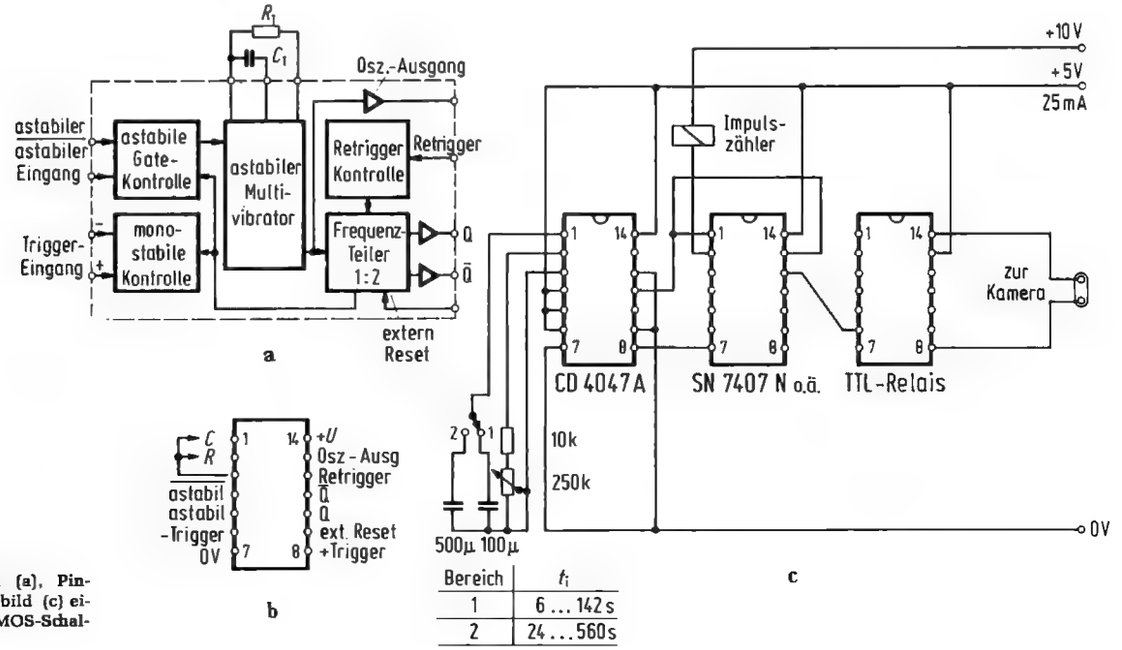
RCA nennt ihren universellen Baustein „monostabilen/astabilen COS/MOS"-Multivibrator und gab ihm die Typenbezeichnung CD 4047 A. Er ist geeignet als Frequenzdiskriminator, für Zeit- und Zeitverzögerungsschaltungen sowie für Hüllkurvendetektion, Frequenzvervielfacher und Frequenzteiler. Sein logisches Blockschema zeigt *Bild 9a*. Als selbstanlaufender Taktgeber benötigt er nur zwei äußere Schaltelemente R_T und C_T und liefert an drei Ausgängen positiv logische Pegel, deren Amplitude von der Betriebsspannung abhängen.

Für den Zeitintervall gilt:

an Pin 10 und 11 $t_i = 4{,}4 \cdot R \cdot C$ (12)
und an Pin 13 $t_i = 2{,}2 \cdot R \cdot C$ (13)

Grenzen für die Zeitglieder sind die Leckwiderstände von Kondensatoren und für den Widerstand 10 kΩ $\leq R_T \leq$ 1 MΩ.

Bild 9c zeigt einen vollständigen Taktgeber für Intervalle bis 560 s. Trotz Pufferstufen an den drei Ausgängen ist es



Bereich	t_i
1	6 ... 142 s
2	24 ... 560 s

Bild 9. Funktionsschema (a), Pinbelegung (b) und Schaltbild (c) eines Taktgebers mit COS/MOS-Schaltung C D 4047 A

nicht möglich, ein empfindliches TTL-Relais direkt anzusteuern. Es ist deshalb eine Treiberstufe, z. B. SN 7407 N o. ä., dazwischenzuschalten. Ein weiterer Nachteil ist das unveränderliche Tastverhältnis von 50 %, so daß bei langen Intervallen ein Relais während der halben Intervallzeit angezogen bleibt. Zu umgehen ist diese Tatsache durch Zwischenschalten einer Monoflopstufe mit etwa 0,5 s Impulsdauer.

Als „MISER" (= Monolithic Integrated Stored Energy Regulator) bezeichnet die Fa. Lithic Systems ein Bauelement, das die Größe eines Transistors im TO-18-Gehäuse aufweist. Die *U/I*-Kennlinie dieser LP 1000 genannten IS enthält einen negativen differentiellen Widerstandsbereich und ähnelt damit einem Unijunction-Transistor. Im Gegensatz zu diesem enthält aber der „MISER" eine Vergleichsstufe, eine Schwellwertstufe und einen Leistungsschalter. Das Funktionsdiagramm in *Bild 10a* zeigt die Verbindung der einzelnen Stufen untereinander.

Während ein UJT noch Speisespannungen um 20 V benötigt, beträgt die Höckerspannung beim LP 1000 nur 2,5 V, die Talspannung 1,9 V. Als Anwendungsmöglichkeiten geben die Firmenunterlagen u. a. Batteriekontrolle mit Leuchtdiodenanzeige, wobei eine mittlere Leistungsaufnahme im µW-Bereich erzielt wird. Weitere Beispiele sind Sägezahngenerator, Schmitt-Trigger und Timer. Für die Verwendung als Taktgeber wird ein Kondensator C_T über einen Ladewiderstand R_T aufgeladen

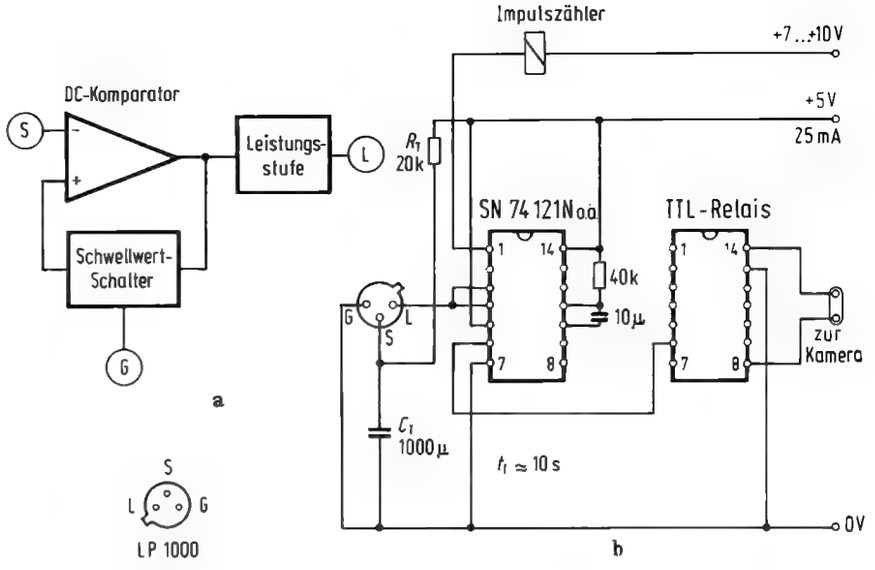


Bild 10. Funktionsschema (a) und Schaltbild (b) eines Taktgebers mit einer vom Hersteller als MISER bezeichneten IS

(Bild 10*b*). Die Komparatorstufe vergleicht die Kondensatorspannung mit einem internen Schwellwert, d. h. sie schaltet bei Erreichen der Höckerspannung die Leistungsstufe, so daß sich der Kondensator über die Last entladen kann. Bei Erreichen der Talspannung wird die Entladung gestoppt und ein neuer Zyklus eingeleitet. Beide Schwellwerte, Höcker- und Talspannung, sind genau definiert, so daß ein stabiler Timer entsteht.

Soweit eine kleine Auswahl integrierter Bausteine für Taktgeber mit praktisch erprobten Schaltungen, deren Meßwerte in der *Tabelle 2* zusammengefaßt sind. Daß es noch eine Vielzahl anderer IS gibt, zeigt einen Blick in [7]. Dort findet man rund 82 Multivibratoren und etwa 345 (!) Exemplare für die Zeitverzögerung. Nicht unerwähnt soll aber noch der monostabile Multivibrator H 117 aus der H-100-Logikfamilie von SGS sein. Durch die hohe Versorgungsspannung von 10,8...20 V ist er sehr unempfindlich gegen Störspannungen, was man von den vorgenannten Typen nicht immer behaupten kann. Abschaltspitzen, z. B. eines magnetisch geregelten Lötkolbens, können die Timer ohne weiteres aus dem Tritt bringen. Der Monoflop hat noch den Vorteil, mit relativ hohen Zeitglied-Widerständen arbeiten zu können, so daß Intervallzeiten über 100 s erreichbar sind. Ausführliche Beispiele sind in [8] aufgeführt.

Tabelle 2 Zusammenfassung der Meßwerte

IS-Typ	Schaltung	Bereich	Drift (%)	Stabilität(%)
SN 74121	2c	1	−1,6	±0,1
SN 74121	3a	1	+5	±1
SN 74121	3b	1	−1	±0,01
SN 74121	3c	1	−0,1	±0,05
		2	+0,5	±0,05
		3	−0,2	±0,1
SN 74123	4c	1	−2	±0,25
SN 7404	5c	1	+4	±0,05
XR-320	6b	1	−1	±0,025
		2	−0,4	±0,01
		3	−0,5	±0,1
		4	−0,15	±0,1
XR-220 M	6b	1	−0,4	±0,02
		2	−0,4	±0,015
		3	−0,12	±0,075
		4	−0,17	±0,05
NE 555 V	7b	1	−0,2	±0,05
		2	−0,2	±0,015
		3	−15	±0,5
ICL 8038 CC	8c	1	−1,5	±0,075
		2	−2,5	±0,05
		3	−15	±1,7
CD 4047 A	9c	1+2	−0,1	±0,1
LP 1000	10b	1	−4	±0,5

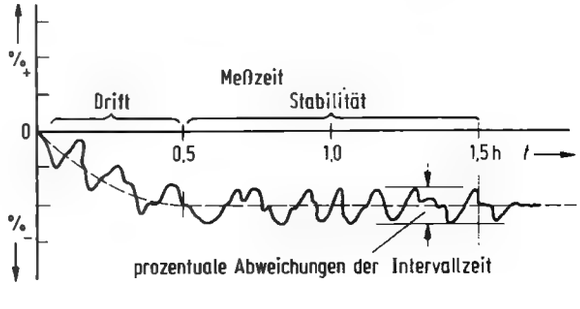
Literatur

[6] Selbstanlaufender Taktgenerator mit NAND-Gliedern. ELEKTRONIK 1971, Heft 10, S. 340.

[7] Digital integrated circuit D.A.T.A. Book, Spring 1973, 16th Edition, Section 5 – Clock or multivibrator; Section 10 – Timedelay.

[8] Integrierte Digitalschaltungen. H 100 – eine vielseitige Logik mit großem Störabstand, Telekosmos-Verlag, Franck'sche Verlagshandlung, Stuttgart, 1972.

zu Tabelle 2



Adolf Strigl, OE 7 DA

Der 2-m-Amateur-Transponder OE 7 XTI

Während die Funkamateure in der Bundesrepublik einen großen Teil ihrer UKW-Funkgespräche über Kanalumsetzer abwickeln, also nach dem gleichen Prinzip wie die Polizei Relaisstellen mit einem Empfangs- und einem Sendekanal für FM benutzen, haben sich die Österreicher etwas Anderes einfallen lassen: Sie machen Versuche mit einem Transponder für alle Betriebsarten, der gleichzeitig mehrere nebeneinanderliegende Frequenzen umsetzt. Die Versuche auf dem Hafelekar bei Innsbruck und auf dem österreichischen Zugspitzgipfel brachten ausgezeichnete Ergebnisse. Über den endgültigen Aufstellungsort ist noch nichts bekannt.

Das von der Antenne aufgenommene Signal *(Bild 1)* gelangt über einen Ferrit-Ringmischer (Hexalator) zum Empfängerfilter (Dämpfung auf 144,150 MHz – 2 dB, auf der Sendefrequenz 145,750 MHz – 52 dB), wird hier vorselektiert und weiter zum Empfängereingang. Die Hf-Vorstufe besteht aus zwei Dual-Gate Mosfet, jeweils mit Bandfilterkopplung, um eine entsprechende Vorselektion zu erreichen. Die Hf-Vorstufen sind verzögert an die Regelspannung angeschlossen, um die größtmögliche Empfindlichkeit zu sichern. Die Mischstufe ebenfalls ein Dual-Gate Mosfet.

Der Empfängeroszillator besteht aus zwei Stufen: Oszillator mit Ziehkreis und Verdoppler. Ein Bandfilter am Ausgang des Verdopplers sichert dem Empfänger die notwendige Nebenwellenfestigkeit.

An die Mischstufe schließt sich das 1. Quarzfilter (10,7 MHz) an. Hier war viel Wobbelarbeit notwendig, um die Welligkeit des Filters möglichst klein zu halten. Auf das Quarzfilter folgen eine geregelte Impedanzwandlerstufe aus einem Dual-Gate Mosfet, sowie der eigentliche Zf-Verstärker mit drei Single-Gate-Feldeffekttransistoren, ebenfalls geregelt. Nach dem Zf-Verstärker wird das Signal aufgeteilt: Einmal geht es über Koax zum Sendeteil, weiter zur Regelplatine und von dort zum 2. Empfängermischer.

Im Eingang des Sendeteils liegt das 2. Quarzfilter. Dieses Filter war unbedingt notwendig, da die Bandbreite des Zf-Verstärkers weit über der Kanalbreite liegt. Außerdem war sonst die Frequenz des 2. Empfängeroszillators von 11,150 MHz vom Sendemischer nicht

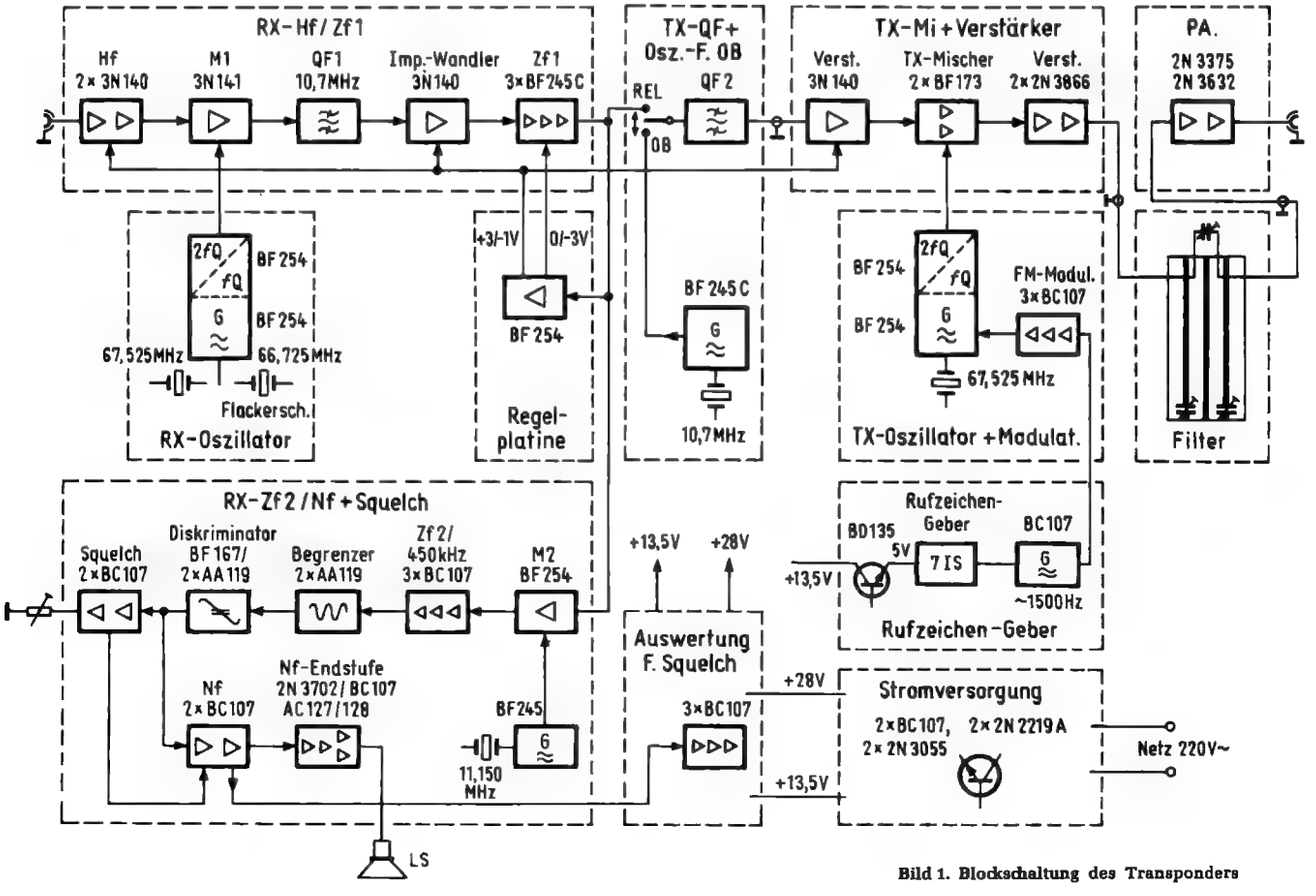


Bild 1. Blockschaltung des Transponders

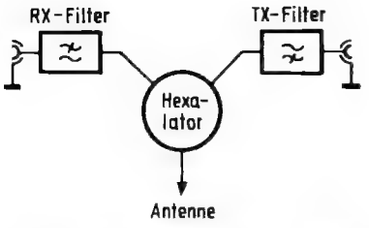


Bild 2. Zusammenschaltung von Empfänger und Sender auf die gemeinsame Antenne

fernzuhalten. Ein Quarzoszillator von 10,7 MHz ermöglicht Direktbetrieb vom Transponder aus.

An das Quarzfilter schließt sich eine vorwärtsgeregelte Stufe bestückt mit einem Dual-Gate Mosfet an, um Regelfehler auszugleichen. Der folgende symmetrisch aufgebaute Gegentaktmischer bringt das Signal auf die Ausgangsfrequenz von 145,750 MHz.

Der Sendeoszillator ist ähnlich aufgebaut wie der Empfängeroszillator. Im Rückkopplungszweig des Quarzes ist hier eine Kapazitätsdiode angebracht, die über einen 3stufigen Modulator die Frequenzmodulation der Sendefrequenz ermöglicht. Bei Relaisbetrieb liegt der Eingang des Modulators am Tongenerator des Rufzeichengebers, bei Ortsbetrieb wird er auf die Mikrofonbuchse geschaltet. Es kann dann von der Relaisstation aus gesprochen werden.

Auf den Gegentaktmischer folgen ein 2kreisiges Bandfilter, der linear verstärkende Vortreiber mit zwei Transistoren 2 N 3866, der das Signal auf etwa 250 mW verstärkt. Ein folgendes 2kreisiges Koaxfilter befreit das Sendesignal von anhaftenden unerwünschten Mischprodukten und der 10,7-MHz-Komponente der Zf. Die anschließend linear arbeitenden Treiber und Endstufe verstärken das Signal auf eine Ausgangsleistung von etwa 10 W. Das Sendefilter unterdrückt das in den Empfangskanal fallende Rauschen auf 144,150 MHz. Über den Hexalator wird der Senderausgang auf die gemeinsame Antenne mit dem Empfänger geschaltet *(Bild 2)*.

Hilfseinrichtungen

Regelspannungserzeugung

Die vom Zf-Verstärker abgeleitete 10,7-MHz-Komponente wird in der Regelstufe weiter verstärkt und anschließend zweimal getrennt gleichgerichtet. Eine Regespannung von 0...– 3 V steuert die Single-Gate-FET, die zweite von + 3 bis – 1 die Dual-Gate-Mosfet. Im Hf- und Zf-Verstärker werden mit Ausnahme der Empfängermischstufe alle Stufen geregelt. Für die Regelzeitkonstante mußte ein Kompromiß gefunden werden. Einerseits soll sie für SSB-Betrieb groß sein, damit eine Kompression des Signals verhindert wird, für Mobilbetrieb wird andererseits eine sehr

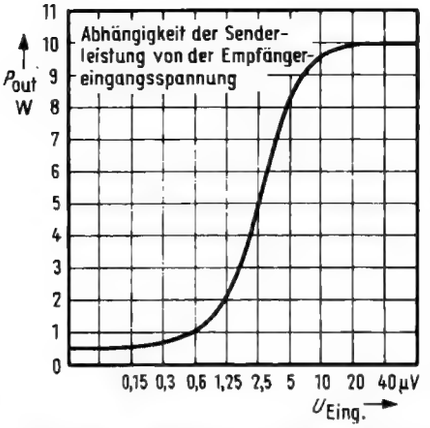


Bild 3. Abhängigkeit der Senderleistung von der Empfängereingangs-Spannung

kleine Konstante gefordert, um das beim Fahren auftretende Fading möglichst rasch ausregeln zu können.

Zweite Empfänger-Zf-, Nf- und Squelchverstärker

Das 10,7-MHz-Signal des 1. Zf-Verstärkers wird im Mischer 2 (Quarzfrequenz 11,150 MHz) auf eine Frequenz von 450 kHz heruntergemischt, anschließend verstärkt, begrenzt und im Phasendiskriminator gleichgerichtet. Das gewonnene Nf-Signal wird dem Squelch und über eine Deemphasis dem Nf-Verstärker zugeführt. Im Squelch wird aus dem Rauschen eine Frequenz von 10 kHz ausgesiebt, verstärkt und gleichgerichtet. Mit der gewonnenen Gleichspannung wird über eine Kippstufe, die auch als Verstärker dient, der gesamte Nf-Vor- und Endverstärker gesteuert. Die eisenlose Nf-Endstufe liefert etwa 600 mW an den abschaltbaren Lautsprecher. Die Charakteristik der Squelchkippstufe bewirkt, daß nur 2 dB Signaländerung am Empfängereingang ein volles Sperren bzw. Öffnen des Nf-Verstärkers zur Folge hat (das gleiche gilt für die Freigabe des Senders).

Eine von der Nf-Vorstufe abgeleitete und von der Squelchkippstufe gesteuerte Gleichspannung wird dazu herangezogen, über einen Gleichstromverstärker das Senderelais zu erregen, es gibt den Sender frei. Ein Zeitglied hält auch nach Wegfall des Trägers den Sender noch für 3 s fest.

Stromversorgung

Das Netzgerät liefert alle für den Transponder notwendigen Spannungen (13,5 V und 28 V) elektronisch stabilisiert und kurzschlußfest.

Rufzeichengeber

Der Rufzeichengeber ist mit IS aufgebaut (entworfen und gebaut von OE 7 TP), er tastet den Tongenerator mit dem Rufzeichen OE 7 XTI.

Betriebserfahrungen

Durch die lineare Hf-Umsetzung ist der Umsetzer gleichzeitig mit mehreren Signalen ansprechbar. Duplex oder Mehrfachausnützung ist also möglich. Dabei spielt es keine Rolle, ob bei Duplexbetrieb eine Station in FM und die andere in SSB arbeitet, wenn der unbedingt notwendige Frequenzabstand gewahrt wird. Allerdings teilt sich die Sendeleistung im Verhältnis der Signale am Eingang *(Bild 3)*. Theoretisch wäre es möglich, gleichzeitig zehn SSB-Signale in einem Abstand von 3 kHz zu übertragen. Praktisch wurde bisher nur der Versuch unternommen, drei Signale gleichzeitig zu übertragen (2 × SSB und 1 × FM). In der Übertragungsqualität tritt hierbei keine Beeinträchtigung auf. Lediglich AM-Signale klingen etwas gepreßt, wenn das Signal am Empfängereingang > 10 µV auftritt. Die Ursache liegt in der gewählten Regelspannungserzeugung.

Beim Funkbetrieb über den Transponder *(Bild 4)* wird es so gehandhabt, daß die mittleren 10 kHz des Durchlaßbereiches von den FM-Stationen benützt werden, während die jeweiligen Bereiche am Rand der Durchlaßkurve für die SSB-Stationen vorgesehen sind.

Besonders gelobt wird die hohe Übertragungsqualität, da das Signal, welches am Empfängereingang auftritt, unverfälscht am Senderausgang wieder herauskommt. Nf-Frequenzkorrekturen durch Preemphasis und Deemphasis fallen zur Gänze in der Übertragung fort.

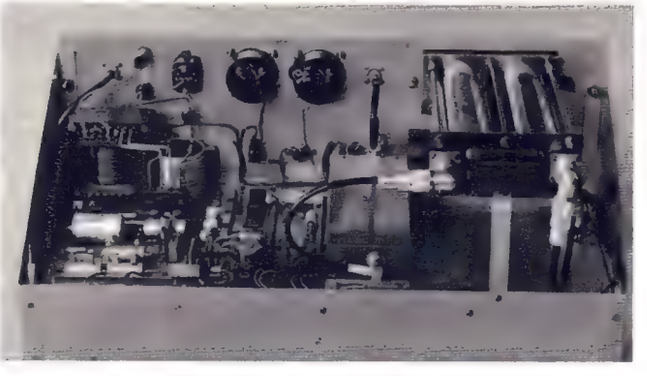


Bild 4. Rückansicht des Transponders.
Von l. n. r.: Netzgerät, Rufzeichengeber mit Tongenerator, Squelch-Auswertung, abgeschirmte Senderendstufe und Koaxfilter

Präzisionsgerät mit integrierten Schaltungen

Heinrich Stöckle

Schaltungen und Bauanleitungen für einstellbare Netzgeräte sind keine Seltenheit. Hier soll jedoch ein Gerät vorgestellt werden, das ausgesprochene Laboreigenschaften aufweist. Der Nachbau ist problemlos, da bei Verwendung der lieferbaren Leiterplatte kaum Schaltungsfehler auftreten können und alle Mustergeräte einwandfrei arbeiten.

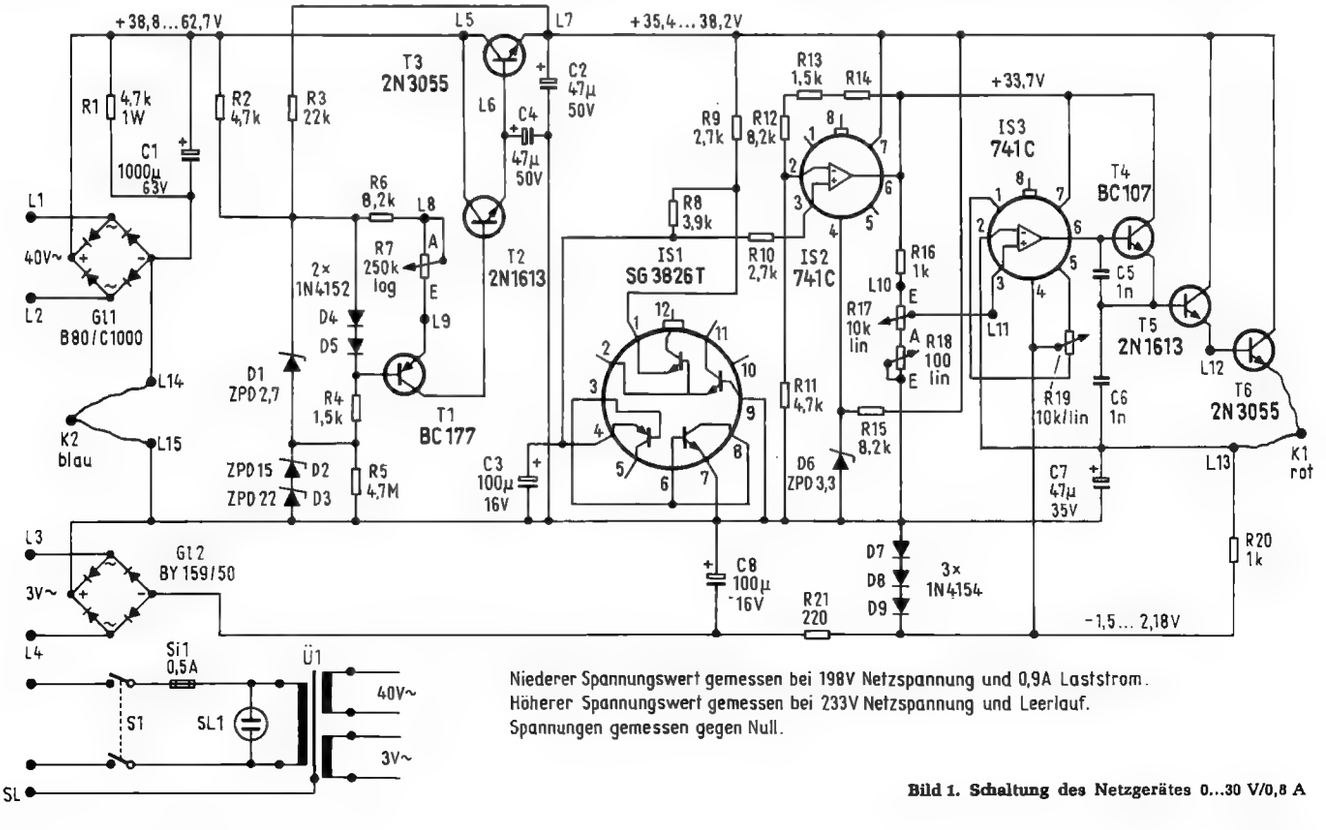
Das Gesamtschaltbild zeigt *Bild 1*. Der Eingangsübertrager liefert sekundärseitig zwei Spannungen 40 V und 3 V, die mit Brückengleichrichtern gleichgerichtet und durch Kondensatoren geglättet werden. Die Spannung 40 V wird zunächst mit dem Widerstand R 1 belastet, damit bei Leerlauf die zulässige Betriebsspannung von 63 V des Kondensators C 1 nicht überschritten wird.

Die Vorstabilisierung, bestehend aus den Transistoren T 1...T 3, Dioden- und Widerstandsnetzwerk, erfüllt gleichzeitig zwei Aufgaben, nämlich die stark schwankende Eingangsspannung zu stabilisieren und auf den für die integrierten Schaltungen zulässigen Wert zu begrenzen sowie eine einstellbare Strombegrenzung mit elektronischer Kurzschlußsicherung zu ermöglichen. Der Wert der am Lötpunkt L 7 erscheinenden Gleichspannung hängt im wesentlichen von den Z-Dioden D 2 und D 3 ab. Die Strombegrenzung erfolgt durch den Transistor T 1, der als Konstantstromquelle geschaltet ist. Das Basispotential von T 1 wird von den Dioden D 4 und D 5 bestimmt, wodurch dem Transistor ein definierter Emitterstrom aufgezwungen wird, dessen Wert sich durch das Potentiometer R 7 verändern läßt. Der Widerstand R 6 begrenzt den Ausgangsstrom, wenn R 7 vom Schleifer kurzgeschlossen ist, auf etwa 0,9 A. Um das Basispotential des Transistors T 1 und damit die Strombegrenzung nicht von den Schwankungen der Eingangsspannung abhängig zu machen, wurde mit der Z-Diode D 1 eine zusätzliche Stabilisierung vorgesehen.

Der Transistor T 2 ist als Emitterfolger geschaltet und steuert den Längstransistor T 3 an, der außerhalb der Platine auf einem Kühlkörper befestigt ist. Aus Gründen der Übersichtlichkeit des Schaltbildes wurden die außerhalb der Platine befindlichen Bauelemente nicht getrennt herausgezeichnet, sondern zwischen Lötstützpunkte gesetzt. Diese Lötstützpunkte L 1...L 15 erscheinen auf der Platine als steckbare Lötösen, an die später die Verbindungsleitungen angeschlossen werden.

Die für die Qualität des Gerätes ausschlaggebende Funktionseinheit ist die Erzeugung der hochstabilen Referenzspannung durch die integrierte Schaltung IS 1, einem monolithischen Transistor-Array, bestehend aus vier Transistoren. Die Referenzspannungsquelle ist in *Bild 2* etwas übersichtlicher herausgezeichnet.

Temperaturstabile Referenzspannungsquellen sind verhältnismäßig teuer, so daß nach einem anderen Weg gesucht werden mußte. Die vorgeschla-



Niederer Spannungswert gemessen bei 198V Netzspannung und 0,9A Laststrom.
Höherer Spannungswert gemessen bei 233V Netzspannung und Leerlauf.
Spannungen gemessen gegen Null.

Bild 1. Schaltung des Netzgerätes 0...30 V/0,8 A

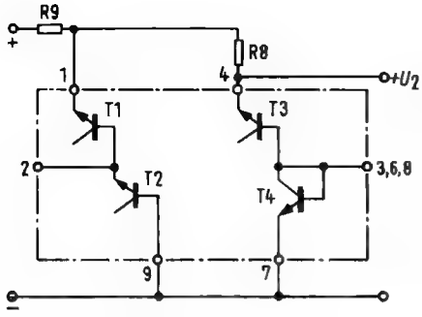


Bild 2. Erzeugung der Referenzspannung

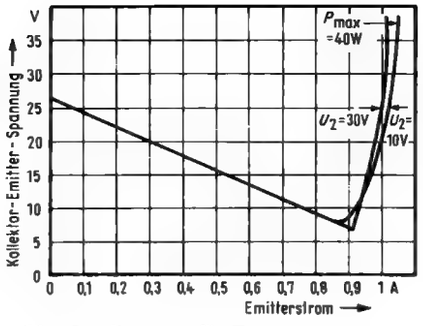


Bild 3. Lastdiagramm für T 3

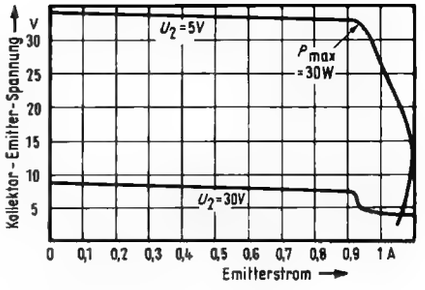


Bild 4. Lastdiagramm für T 6

gene Schaltung benutzt Transistoren, die im Durchbruchgebiet betrieben werden und die bessere Stabilisierungseigenschaften aufweisen als durchschnittliche Z-Dioden. Die Durchbruchspannung eines Siliziumtransistors liegt zwischen 6 V und 10 V. Die erste Stufe enthält zwei in Reihe geschaltete Transistoren T 1 und T 2 der integrierten Schaltung und hat die Aufgabe, die Schwankungen der Eingangsspannung aufzuheben. An diese Stufe schließt sich die eigentliche Referenzspannungsquelle an, deren Transistor T 3 wieder im Durchbruchgebiet arbeitet, während T 4 als Diode geschaltet ist. Messungen haben ergeben, daß die Temperaturkoeffizienten eines Transistors in Flußrichtung und im Durchbruchbetrieb etwa gleich sind, jedoch umgekehrtes Vorzeichen haben. Schaltet man nun zwei Transistoren gleicher Technologie und mit enger thermischer Kopplung in der erwähnten Weise zusammen, so heben sich die Temperaturkoeffizienten nahezu auf, und man erhält die gewünschte Konstanz der Referenzspannung.

Da sich die Referenzspannung mit dieser Schaltung nur in Stufen von etwa 9 V einstellen läßt, wird sie durch den integrierten Operationsverstärker IS 2 auf den endgültigen Wert angehoben (Bild 1). IS 2 ist daher als Gleichspannungsverstärker geschaltet, an dessen nichtinvertierendem Eingang 3 die Referenzspannung liegt. Das Gegenkopplungsnetzwerk R 11...R 14 bestimmt die Verstärkung und damit den Wert der am Ausgang 6 von IS 2 erscheinenden Spannung. Diese Spannung speist das Potentiometer R 17, das den Sollwert für den Regelverstärker IS 3 abgibt. Um die maximal zulässige Betriebsspannung von IS 2 nicht zu überschreiten, wurde dessen Minusanschluß nicht an Null gelegt, sondern an die Z-Diode D 6, die das Potential etwas anhebt. Um die Eigenschaften des Gerätes nicht zu verschlechtern, sollten für R 11...R 13 weder Trimmer noch Kohleschichtwiderstände, sondern stabile Metallfilmwiderstände verwendet werden. Der Abgleichwiderstand R 14, dessen Wert einige hundert Ω beträgt, kann als Schichtwiderstand ausgeführt werden und wird so ausgewählt, daß sich an Ausgang 6 von IS 2 eine Spannung von 33,5...34,5 V einstellt. Wird diese Spannung unterschritten, dann kann die Ausgangsspannung von 30 V nicht ganz erreicht werden. Wird sie überschritten, dann wird die zulässige Betriebsspannung von IS 3 überschritten, was erfahrungsgemäß einige Volt Überspannung, jedoch noch nicht die Zerstörung des Operationsverstärkers zur Folge hat.

Die Vergleichsspannung von etwa 34 V wird als Teilspannung an den Potentiometern R 17 (grob) und R 18 (fein) abgegriffen. Es wird jedoch darauf hingewiesen, daß die in den technischen Daten angegebenen Werte mit einem Zehngang-Präzisionspotentiometer erreicht wurden, das etwa DM 30.– kostet und den Bausatz fühlbar verteuert. Die billigen Kohleschichtpotentiometer sind für kurzzeitige Einsätze des Gerätes durchaus geeignet. Möchte man jedoch die Ausgangsspannung innerhalb der garantierten Grenzen über Stunden oder Tage, insbesondere bei wechselnder Umgebungstemperatur und Luftfeuchte, konstant halten, dann sollte dem Wendelpotentiometer der Vorzug gegeben werden.

Die an R 17 abgegriffene Spannung wird dem Operationsverstärker IS 3 zugeführt (Sollwert), dessen invertierender Eingang von der Ausgangsspannung (Istwert) angesteuert wird. Der Verstärker arbeitet ohne Gegenkopplung, so daß er Spannungsabweichungen mit seiner vollen Leerlaufverstärkung, die laut Datenblatt mindestens 20 000 beträgt, ausregelt. Durch diese Schaltung wird die Höhe der überlagerten Ausgangswechselspannung bestimmt, die in diesem Fall nur als Rauschspannung erscheint, da ein Netzbrumm praktisch nicht mehr nachweisbar ist.

Die Hilfsspannung von 3 V dient der Speisung des Operationsverstärkers IS 3, da dieser sonst nicht auf Null durchgesteuert werden kann. Durch die negative Speisespannung wird bewirkt, daß die Ausgangsspannung bis herab auf 0,0000 V einstellbar ist. Auf den Umstand, daß der Wert Null tatsächlich bis zur Grenze der Meßbarkeit erreicht wird, wurde großer Wert gelegt, da ein Großteil der veröffentlichten Schaltungen den Wert Null nur bis auf einige zehn Millivolt erreicht.

Schaltungsvarianten

Um dem Amateur die Möglichkeit zur Verwirklichung eigener Ideen zu geben, sollen noch einmal kurz die Grenzen der Gerätes aufgezeigt werden.

Die Strombegrenzung arbeitet nicht sehr genau. Aus Preisgründen wurde kein großer Aufwand getrieben. Eine Verbesserung ist jedoch gegeben, wenn die Konstantstromquelle z. B. durch einen zweiten Transistor erweitert oder durch einen Operationsverstärker ersetzt wird.

Zur Grobanzeige der Ausgangsspannung kann an den Ausgang ein Voltmeter 30 V angeschlossen werden. Ferner hat es sich als zweckmäßig erwiesen, die Ausgangsklemmen K 1 und K 2 zu verdoppeln, sofern die Frontplatte genügend Platz bietet.

Um das Gerät so billig wie möglich zu halten, wurde ein Teil der Bauelemente bis zur zulässigen Grenze ausgenützt. Dies betrifft besonders die Ströme durch den Gleichrichter Gl 1 und des Übertragers. Um die Größe der Kühlbleche festlegen zu können, wurden in *Bild 3* und *4* die Strom-Spannungs-Kurven für die Leistungstransistoren T 3 und T 6 aufgenommen. Aus den Diagrammen ist auch die Wirksamkeit der Strombegrenzung zu ersehen, die auf 0,9 A eingestellt war. Die Kühlbleche sind so ausgelegt, daß ein Dauerkurzschluß sowie der ungünstigste Belastungsfall, nämlich volle Stromentnahme bei wenigen Volt Ausgangsspannung, vom Gerät ohne Schaden überstanden wird. Das Gerät kann bei einiger Vorsicht durchaus mit 1 A belastet werden, wenn sichergestellt ist, daß kein Kurzschluß auftritt sowie wenn, besonders bei niedriger Netzspannung, darauf geachtet wird, daß die Stabilisierung nicht aussetzt, was jedoch nur bei voller Ausgangsspannung auftreten kann. Bei Nennspannung tritt dieser Fall nicht auf, bei 198 V Netzspannung (– 10 %) muß man die Ausgangsspannung gegebenenfalls um 100 mV niedriger einstellen.

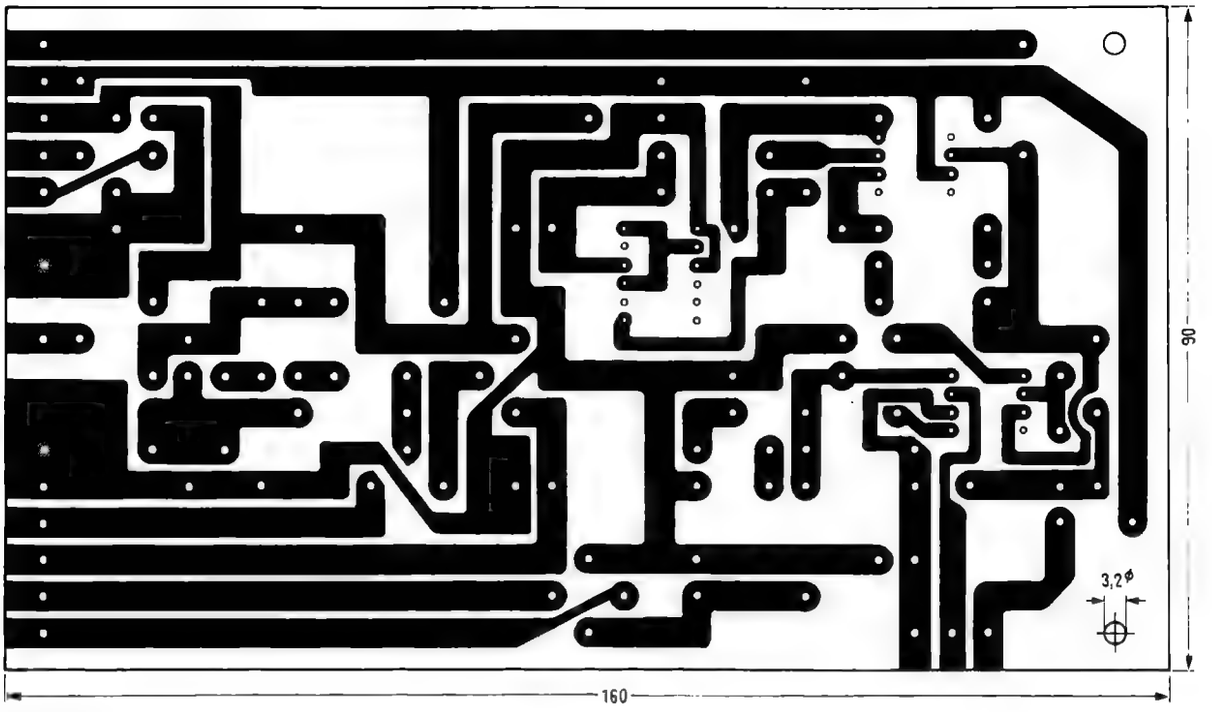


Bild 5. Ätzmuster der Leiterplatte. Sie ist zusammen mit einem Bausatz bei IWE-Elektronik, Hemmingen, erhältlich

Wer höhere Ströme entnehmen möchte, kann dies ohne weiteres tun, wenn der Übertrager, der Gleichrichter Gl 1 sowie die beiden Kühlbleche stärker ausgelegt werden. Beim Übertrager ist noch zu beachten, daß die Sekundärspannung um einige Volt erhöht wird, was wiederum zur Folge hat, daß die Nennspannung von C 1 vergrößert werden muß, d. h. man muß zwei Kondensatoren 470 µF/100 V vorsehen.

Der schwächste Punkt der Schaltung ist, wie in den meisten Schaltungen überhaupt, der Temperaturkoeffizient. Die Drifteigenschaften werden in erster Linie durch die beiden Operationsverstärker bestimmt. Nicht sehr viel teurer, aber auch nicht sehr viel besser als der Typ 741 ist der Nachfolgetyp 307 (z. B. SN 72307 von Texas Instruments). Eine wesentliche Verbesserung wird durch die neueste Entwicklung erreicht: Operationsverstärker mit Super-Beta-Transistoren am Eingang, die von Texas Instruments und Silicon General (Neumüller) angeboten werden.

Das Potentiometer R 19 zum Abgleich der Offsetspannung von IS 3 ist nur erforderlich, wenn diese ein positives Vorzeichen hat. Es kann ersetzt werden durch einen Widerstand von einigen hundert kΩ von Anschluß 4 nach Anschluß 5 des Operationsverstärkers. Man kann R 19 weg lassen, wenn man in Kauf nimmt, daß der Nullpunkt gegebenenfalls um den Wert der Offsetspannung (einige mV) nicht ganz erreicht wird.

Aufbau und Abgleich

Die Bauteile werden auf der Leiterplatte mit dem in *Bild 5* gezeichneten Ätzmuster aufgebaut. Wer die Platine selbst ätzen möchte, verwende als Basismaterial zweckmäßigerweise glasfaserverstärktes Epoxyharz, das beim Bohren weniger splittert als Hartpapier. Die Platine hat die Größe 90 mm × 160 mm. Um Messungen an der Platine leichter vornehmen zu können, wurde beim Entwurf darauf geachtet, daß die Lötösen, an die der Kabelbaum angelötet wird, auf zwei Kanten beschränkt sind. Selbstverständlich kann man auch die Platine etwas größer machen oder die Leiterzüge enger zeichnen, so daß sämtliche Lötösen an einer Kante vereinigt sind, wie dies bei der erhältlichen, fertig geätzten Platine der Fall ist. Die Bauelemente werden anhand der Bestückungszeichnung *Bild 6* auf die Platine gesetzt.

Die Anschlüsse der integrierten Schaltungen in Bild 1 und Bild 6 sind von oben gesehen. In *Bild 7* sind die Anschlüsse aller Bauteile, soweit sie nicht beschriftet sind, zusammengefaßt, und zwar von unten gesehen. Bei der Wahl der integrierten Schaltungen wurden Metallgehäuse bevorzugt, da dem Amateur das Einhalten des Rasters für die Dual-in-Line-Gehäuse Schwierigkeiten bereiten dürfte.

Die beiden Kühlkörper werden isoliert vom Gehäuse befestigt. Dies geschieht am einfachsten durch eine Vierkant-Kunststoffmutter und eine Isolierstoffscheibe nach *Bild 8*. Pro Kühlkörper genügen zwei Schrauben mit Muttern und Scheiben. Die Kühlkörper werden mit senkrecht verlaufenden Rippen übereinander angeordnet. Es besteht allerdings die Gefahr, daß beim Lockerwerden der Befestigungsschrauben die Kühlkörper einander berühren und die Bauteile dadurch gefährden. Sofern Platz vorhanden, können sie auch nebeneinander befestigt werden. Ist dies nicht der Fall, dann können mit Alleskleber einige Stückchen Isolierstoff an den Kanten befestigt werden. Der Isolierstoff darf jedoch nicht zu groß sein, um die Luftkonvektion nicht zu behindern.

Die Kühlkörper sind so ausgelegt, daß die vorgesehene Wärmeableitung der Leistungstransistoren durch eine Silikon-Wärmeleitpaste unterstützt werden

Technische Daten der Mustergeräte

(bezogen auf $U_2 = 30$ V)
Ausgangsspannung: 0...30 V, einstellbar
Ausgangsstrom: 0...0,8 A
Strombegrenzung: 0,1...0,9 A, einstellbar
Betriebsspannung: 220 V, + 5 %, − 10 %, 50 Hz
Umgebungstemperatur: 0...+ 40 °C
Einlaufzeit: ≈ 15 s
Kurzschluß am Ausgang: unbegrenzt
Stabilisierung bei 10 % Netzspannungsänderung: < 0,005 %
Stabilisierung bei Laständerung von 0 auf 100 %: < 0,005 %
Temperaturkoeffizient der Ausgangsspannung: < 0,005 %/°C
Innenwiderstand: < 1 mΩ
Rausch- und Brummspannung: ≈ 1 mV_{eff}

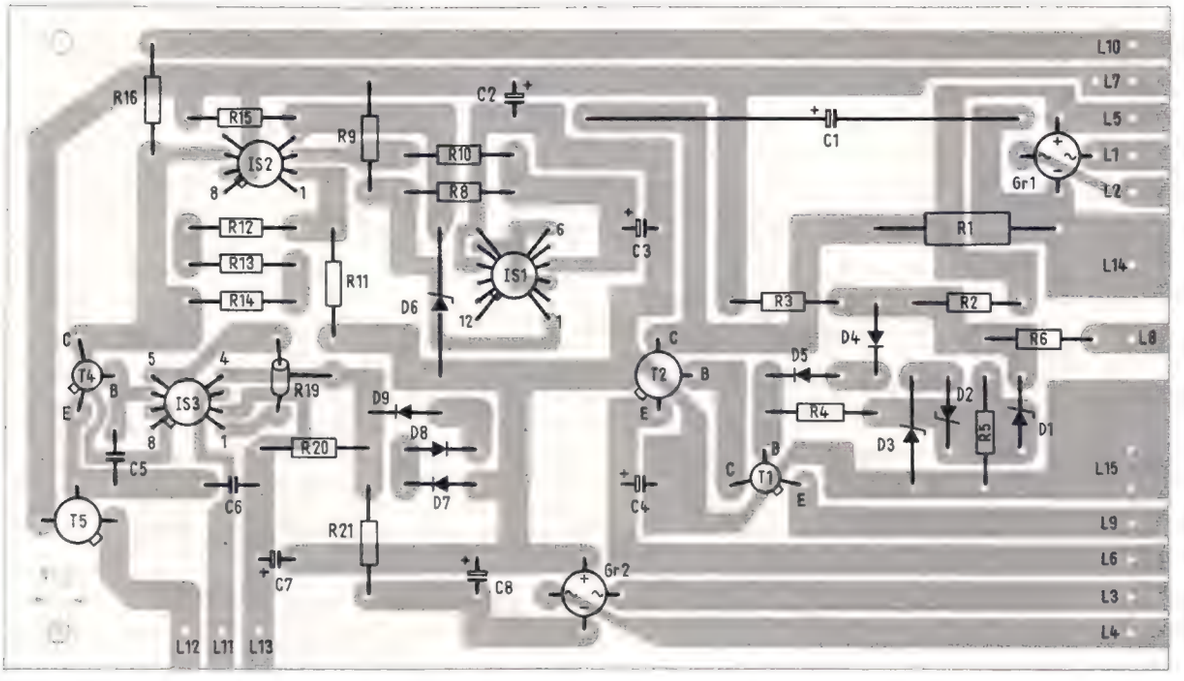
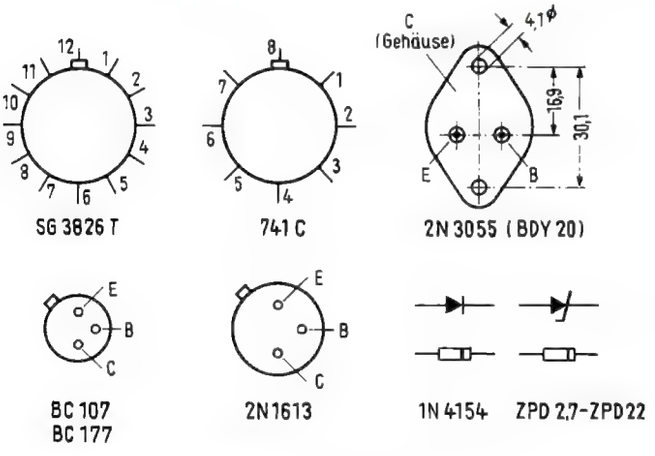


Bild 6. Bestückungsplan zu Bild 5



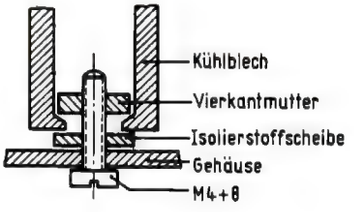
◀ **Bild 7. Anschlußschaltbilder der verwendeten Halbleiter (von unten gesehen)**

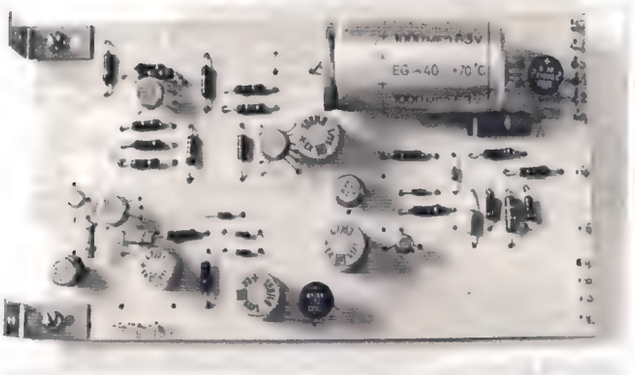
muß. Statt dessen kann auch der Kühlkörper vergrößert werden.

Die Platine wird an Befestigungswinkeln in möglichst großer Entfernung vom Netzübertrager am Gehäuse befestigt. Das Netzkabel wird durch eine Gummitülle mit Zugentlastung in das Gehäuse geführt. Die bestückte Platine ist in *Bild 9* abgebildet, Vorschläge für ein Doppelnetzgerät in einem gemeinsamen Gehäuse sind aus *Bild 10* zu ersehen.

Um bei einem Schaltungsfehler, z. B. durch verkehrt eingesetzte Dioden, keine Bauteile zu gefährden, werden die drei integrierten Schaltungen sowie die Transistoren T 4...T 6 zunächst noch nicht angeschlossen. Erst wenn die Spannung an L 7 etwa den in Bild 1 angegebenen Wert aufweist, werden IS 1 und IS 2 eingelötet. Durch entsprechende Wahl von R 14, oder, falls der Einstellbereich nicht ausreicht, auch von R 13, wird die Ausgangsspannung am Anschluß 6 von IS 2 auf 33,5...34,5 V eingestellt. Nunmehr können die restlichen Bauteile angelötet und angeschlossen werden. Die Kollektoren von T 3 und T 6 verbindet man über Kabelschuhe, die unter die Befestigungsschrauben dieser

Bild 8. ▶ Befestigung der Kühlkörper





◀ **Bild 9. Ansicht der bestückten Leiterplatte**

Bild 10. ▶ Das fertige Doppel-Netzgerät im Gehäuse

Transistoren geklemmt werden, mit der Schaltung. Die Kabelschuhe sind jedoch zwischen Schraubenkopf und Transistor, also nicht zwischen Transistor und Kühlblech, zu klemmen, da der Transistor sonst nicht auf dem Kühlblech aufliegt und dadurch zerstört wird.

Die Stabilisierung ist nur an dem Punkt genau, der von IS 3 überwacht wird. Daher sollten die sehr beachtlichen Spannungsabfälle an den Zuleitungen zu den Ausgangsklemmen mit in die Stabilisierung einbezogen werden. Dies geschieht dadurch, daß man den Eingang 2 von IS 3 (Anschluß L 13) nicht an den Emitter von T 6, sondern durch eine getrennte Leitung unmittelbar an die Klemme K 1 anschließt.

Außerdem sollte mit Rücksicht auf den hohen Spannungsabfall der Leitung zwischen Emitter von T 6 und K 1 ein Querschnitt von 1...1,5 mm² gewählt werden. Ähnliche Überlegungen gelten für den Nullanschluß. L 15 wird unmittelbar mit K 2 verbunden, zwischen K 2 und L 14 wird eine kräftige Leitung gelegt. Die zu den Klemmen führenden Leitungen enden in Kabelschuhen. Bei Parallelschaltung mehrerer Klemmen wird ein Streifen aus Kupferblech als Verbindungsleitung empfohlen.

Spezielle Bauteile

Keines der verwendeten Bauteile, mit Ausnahme des Übertragers, ist kritisch oder muß besondere Eigenschaften aufweisen. Die Transistoren können durch andere Universal- und Leistungstransistoren ersetzt werden, ebenso die Operationsverstärker und das Transistor-Array. Der Übertrager weist eine Primärwicklung 220 V und zwei Sekundärwicklungen 40 V/1 A und 3 V/0,1 A auf und ist auf einen EI-Kern 78/27 gewickelt. Bei anderen Übertragerdaten wird eventuell die volle Ausgangsspannung nicht erreicht, oder es muß die Nennspannung von C 1 erhöht werden, falls die Spannung am Gleichrichter Gl 1 bei Netzüberspannung den Wert 63 V stark überschreitet. Die Platine wurde für die steckbaren, raumsparenden Roederstein-Elektrolytkondensatoren (C 2, C 3, C 4, C 7, C 8) ausgelegt. Gegebenenfalls können auch normale Kondensatoren mit radialen Anschlüssen verwendet werden, wenn man sie senkrecht stellt. Die Ausgangsspannung 0 V kann nur erreicht werden, wenn auch die beiden Potentiometer R 17 und R 18 keinen Restwiderstand mehr aufweisen. Dies ist bei einigen Typen nicht der Fall.

Ing. Günter Peltz

Elektronisches Klavier mit 5 Oktaven

4. Teil

Erweiterungsmöglichkeiten

Das Instrument wurde im Kollegenkreis mehrfach gebaut. Dabei stellte sich die Frage nach weiteren Spiel- und Klangmöglichkeiten. So entstanden verschiedene Ergänzungsschaltungen, die dem Leser nicht vorenthalten werden sollen.

Cembalo, Honky-Tonky, Vox-Filter

Das eingebaute Klavierfilter ersetzt den Resonanzkörper eines Klaviers oder Flügels bis zu einem gewissen Grade. Weiterhin werden die nicht erwünschten Harmonischen gedämpft. Beim Cembalo, dessen Saiten nicht wie beim heute üblichen Hammerklavier angeschlagen, sondern angerissen werden, ist die Anzahl der abgestrahlten Harmonischen höherer Ordnungszahl viel größer.

Weiterhin sollten die Klangmöglichkeiten bei der Betriebsart *Orgel* erweitert werden. Dafür wurde eine Modifikation des bereits jahrzehnte alten Vox-Filters [7] eingesetzt.

Aber nun zu der Schaltung, die *Bild 21* zeigt. Sie ersetzt die Filterschaltung (vor dem 100-kΩ-Potentiometer) in Bild 10 und enthält zunächst einmal das bereits bekannte Klavierfilter. Eine zusätzliche Hochpaßkombination mit dem Transistor T 2 ergibt die zusätzlichen Register „Honky-Tonky" und „Cembalo". Das Filter, dessen Schalter geöffnet ist, ist in Betrieb.

Für die Orgelregister wird das ankommende Signal zunächst zur Unterdrückung des Tastenklicks über einen Hochpaß mit dem Regenerierverstärker T 3 geführt. Mit dem 47-kΩ-Potentiometer wird die Lautstärke bei Orgelbetrieb dem bei Klavierbetrieb angeglichen. Dann folgt das sogenannte Vox-Filter. Dies ist ein Universalklangfilter, mit dem verschiedene „feste Formanten" einzeln oder kombiniert gesetzt werden können. Unter festen Formanten versteht man die Anhebung bestimmter Frequenzbereiche eines oberwellenreichen Tones, unabhängig von dessen Grundfrequenz. Ein Formantfilter hat also die gleiche Aufgabe wie der Resonanzkörper bei herkömmlichen Musikinstrumenten.

Die Einzelfilter der Kombination wirken nun sehr unterschiedlich auf das angebotene Signal ein. Filter I hebt die tiefsten Frequenzen stark an. Das ergibt kräftige, obertonarme Bässe und in mittleren Tonlagen etwa Flötenklangfarben. Filter II läßt alle Frequenzen außer den höchsten etwa gleichstark passieren und ergibt eine für die Melodieführung geeignete Klangfarbe. Die drei Formantkreise bevorzugen die Frequenzgebiete bei etwa 400 Hz (III), 750 Hz (IV) und 1500 Hz (V). Sie dienen u. a.

Die interessantesten Bauanleitungen aus Praxis und Hobby im vergangenen halben Jahr

Scheibenwischerautomatik	Heft 6, Seite 201
Akkumulator-Ladegerät 12 V/5 A	Heft 8, Seite 271
Elektronischer Lottozahlengenerator	Heft 9, Seite 334
Fotoelektrischer Blitzauslöser	Heft 9, Seite 337
Nf-Millivoltmeter mit FET	Heft 10, Seite 369
Fernsteuerempfänger mit Keramikfilter	Heft 11, Seite 401
Vielseitiger Durchgangsprüfer mit „Pfiff"	Heft 13, Seite 479
Quarzzeitbasis für universelle Anwendung	Heft 13, Seite 482
Nf-Frequenzmesser von 10 Hz bis 100 kHz	Heft 14, Seite 530
Labornetzgerät mit integrierten Schaltungen	Heft 15, Seite 567
Thyristorgeregeltes Gleichrichtergerät für Batterieladung und Netzversorgung	Heft 16, Seite 599
Elektronische Leslie-Einrichtung	Heft 17, Seite 647
Fahrstrom-Regelung bei Modell-Eisenbahnen	Heft 18, Seite 711

Bausätze oder Platinen sind für mehrere der vorstehend genannten Bauanleitungen lieferbar.

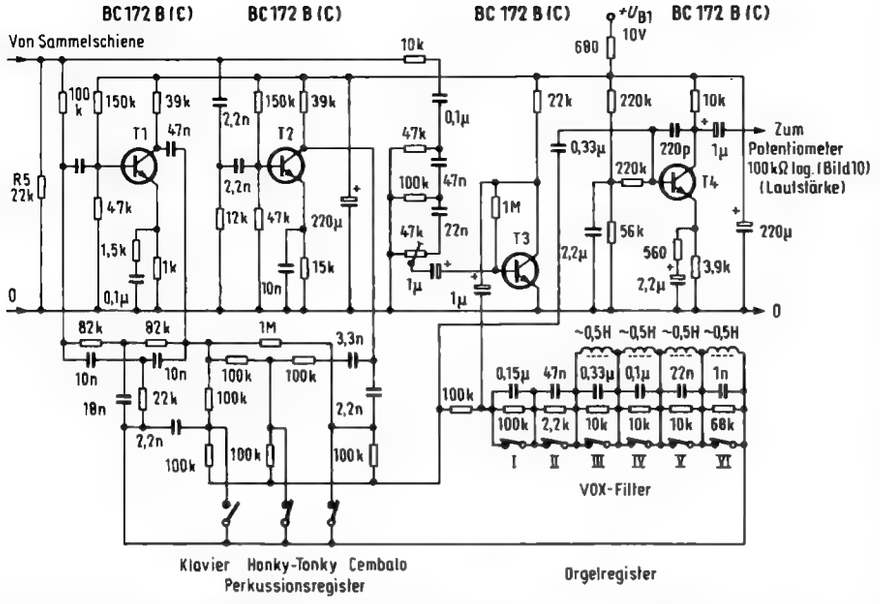


Bild 21. Erweiterte Filterschaltung mit verschiedenen Perkussions- und Orgelregistern. Sie wird statt des Filterverstärkers nach Bild 10 vor dem Lautstärke-Potentiometer angeschlossen. Wickeldaten der Spulen 0,5 H: 735 Wdg., 0,1 ∅ CuL auf Schalenkern 22 x 13; A_L = 1250 nH/Wdg² (Best.-Nr. B65662-A0000-M001, beides von Siemens)

zur Erzeugung von holzbläserähnlichen Klängen. Teilfilter VI hebt die höchsten Frequenzen stark an, die zu einem hellen, streicherähnlichen Klangbild gehören. In Verbindung mit Filter II lassen sich enge Labialregister, mit einem Resonanzkreis gewisse Zungenregister nachahmen, zum Beispiel die Trompete.

Werden die Dämpfungswiderstände der einzelnen Register als Einstellpotentiometer ausgeführt, so läßt sich die Wirkung der Register dem eigenen Geschmack anpassen. Es ist natürlich ohne weiteres möglich, die Orgelregister bei der Betriebsart Klavier und die Perkussionsregister bei der Betriebsart Orgel sowie kombiniert zu schalten.

Vibrato

Wird das Instrument öfter als Orgel gespielt, wird man feststellen, daß der Klang trotz Vox-Filter noch steril ist. Ein sogenanntes Vibrato läßt den Klang sofort viel lebendiger erscheinen. Unter Vibrato versteht man eine Frequenzmodulation der erzeugten Töne. Die Frequenz des Vibratos beträgt üblicherweise 6...7 Hz. *Bild 22* zeigt die Schaltung eines Vibrato-Generators, mit den zusätzlichen Bauelementen zur Anpassung an den Top-Oszillator nach Bild 2. Es ist wichtig, daß die Ankoppelwiderstände von 47 kΩ und das Siebglied mit dem Widerstand 4,7 kΩ und dem Kondensator 47 nF in nächster Nähe des Top-Oszillators untergebracht werden. Kurze Verbindungen! Das Potentiometer 22 kΩ zur Einstellung der Vibratostärke (des Frequenzhubs) und der eigentliche Oszillator mit T 1 und T 2 unterliegen in dieser Hinsicht keinen Beschränkungen.

Nachhall

Als letzter Erweiterungsvorschlag sei ein künstlicher Nachhall genannt. *Bild 23* zeigt eine erprobte Schaltung. Sie wird an den Hörerausgang des Ausgangsverstärkers nach Bild 10 angeschlossen. Mit dem 50-Ω-Drahtpotentiometer wird die der Antriebsspule des Federsystems zugeführte Leistung eingestellt. Das verhallte Ausgangssignal des Federsystems wird über 33-kΩ-Trennwiderstände mit dem unverhallten Signal gemischt. Dieses wird vom Emitter des Transistors T 3 in der Schaltung Bild 10 abgenommen. Die Amplitude des Summensignals wird im galvanisch gekoppelten Verstärker mit den Transistoren T 1, T 2 und T 3 regeneriert und steht dann am Ausgang zur Ansteuerung eines Endverstärkers zur Verfügung. Hier ist das 47-kΩ-Trimmpotentiometer von Bild 10 angebracht, es erleichtert die Einstellung des günstigsten Verhältnisses von verhalltem zu unverhalltem Signal.

Interessante Klangwirkungen lassen sich erzielen, indem ein Kanal eines Stereoverstärkers an den direkten Ausgang des EMIs (Bild 10) und der andere Kanal an den verhallten Ausgang von Bild 23 angeschlossen wird. Die Mischung mit dem unverhallten Signal im Hallverstärker entfällt dann.

Als Nachhallfedersystem ist jedes der auf dem Markt befindlichen mit niederohmigem Eingang (4...50 Ω) und hochohmigem Ausgang (3...50 kΩ) geeignet, z. B. die preisgünstigen japanischen Systeme, die unter verschiedenen Bezeichnungen angeboten werden.

Materialbeschaffung

Bausätze mit allen Einzelteilen für ein elektronisches Klavier nach dem beschriebenen Konzept werden im Lieferprogramm der Firma ITT-Schaub-Lorenz, Abt. Hobbykits, zu finden sein.

Literatur

[7] Das vollelektronische Musikinstrument „Solovox". FUNKSCHAU 1953, Nr. 11, Seite 197.

Bild 22. ▶ Vibratogenerator zur Frequenzmodulation des Top-Oszillators

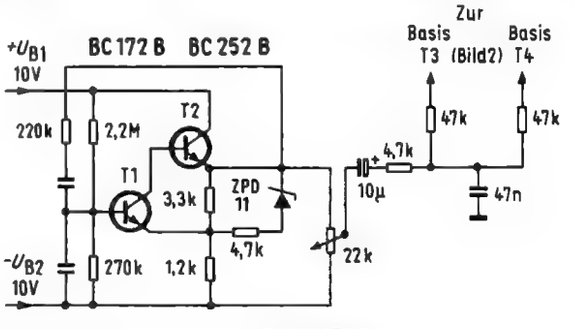
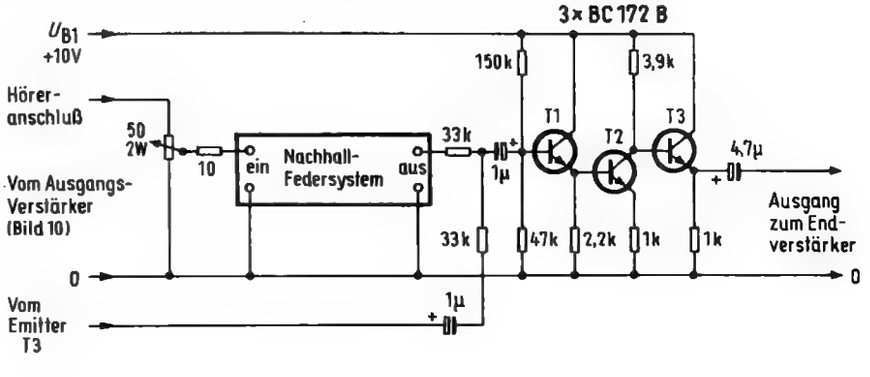


Bild 23. Zusätzliche Anschaltung eines Nachhall-Federsystems ▼



Elektronische Diebstahlsicherungen mit LSL- und TTL-Bausteinen

1. Teil

Dieser Beitrag beschreibt akustische Warnanlagen (Diebstahlsicherungen), die durch die Verwendung von integrierten Halbleiterschaltungen der LSL- und TTL-Serie mit minimalem Bauelementeaufwand auskommen und sich für einen weiten Betriebsspannungs- und Temperaturbereich eignen. Besondere Rücksicht wurde auf die Nachbaumöglichkeit genommen, so daß die Schaltung auch von weniger versierten Amateuren aufgebaut werden kann.

Elektronische Warnanlagen sind ein äußerst wirksames, aber immer noch relativ wenig genutztes Mittel zur Diebstahlverhütung. Ihre Wirkung beruht hauptsächlich auf dem Schock, den ein Geräusch (Hupe, Klingel) einem Unbefugten zufügt, der beispielsweise eine Autotür aufgebrochen hat – er läuft in den meisten Fällen davon. Dazu kommt, daß der Besitzer durch das Signal gewarnt wird und den Diebstahl verhindern kann. Man kann mit einer derartigen Einrichtung auch andere Objekte schützen: Campingfreunde können so ihr Zelt sichern (Auslösung des Alarms durch Stolperdraht), Gepäck oder Badesachen werden durch einen akustischen Signalgeber gesichert, den ein Kipp-Kontakt in Betrieb setzt.

Schaltungsprinzip

An die Schaltung werden folgende Forderungen gestellt:

1. Sie soll ein *unterbrochenes Signal* (keinen Dauerton!) liefern. Grund dafür: Ein unterbrochenes Signal bringt größere Überraschung, ist auffälliger; der Besitzer kann „sein" Signal durch die von ihm eingestellte Frequenz identifizieren; die Batterie wird bei gleicher Signaldauer weniger belastet.
2. Das Signal soll nach einer vorgewählten Zeit *selbständig abgeschaltet* werden. Gründe: gesetzliche Vorschrift [1]; unzumutbare Belästigung der Umgebung; wenn sich die Anlage nicht abschaltet; Wieder-Bereitschaft der Sicherung; Batterie-Entladung vermeiden.
3. Die Betriebsbereitschaft soll *unauffällig angezeigt* werden. Gründe: Vermeidung unbeabsichtigter Alarmauslösung durch den Eigentümer durch Anzeigeelemente; Fremde nicht durch auffälliges Anzeigeelement aufmerksam machen bzw. vorwarnen (Gefahr, daß Überraschungsmoment verloren geht!).

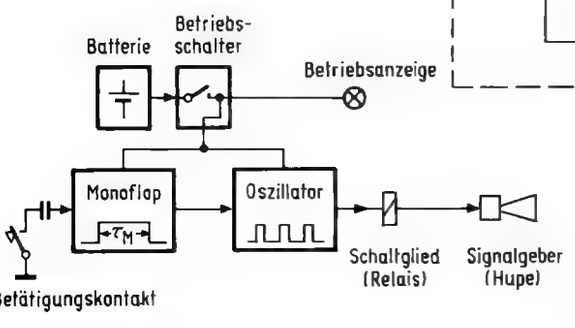
In *Bild 1* ist eine Schaltung skizziert, die diese Forderungen erfüllt. Sie besteht aus einem Oszillator, der über das nachfolgende Schaltglied den Signalgeber in schneller Folge ein- und ausschaltet: es entsteht ein *unterbrochenes Signal*.

Der Oszillator wird von einem monostabilen Multivibrator (Monoflop) bei Schließen des Betätigungskontakts freigegeben, d. h. er beginnt zu schwingen. Nach Ablauf der eingestellten Zeit τ_M wird der Oszillator unabhängig vom Zustand des Betätigungskontakts *selbständig abgeschaltet*. Die Anlage wird mit dem Betriebsschalter eingeschaltet; als Anzeigeelement verwendet man am besten ein Schauzeichen, wie es in Telefonapparaten verwendet wird, um eine *unauffällige Anzeige* zu bekommen. Glühlampen eignen sich nicht, da sie zuviel Aufmerksamkeit erregen.

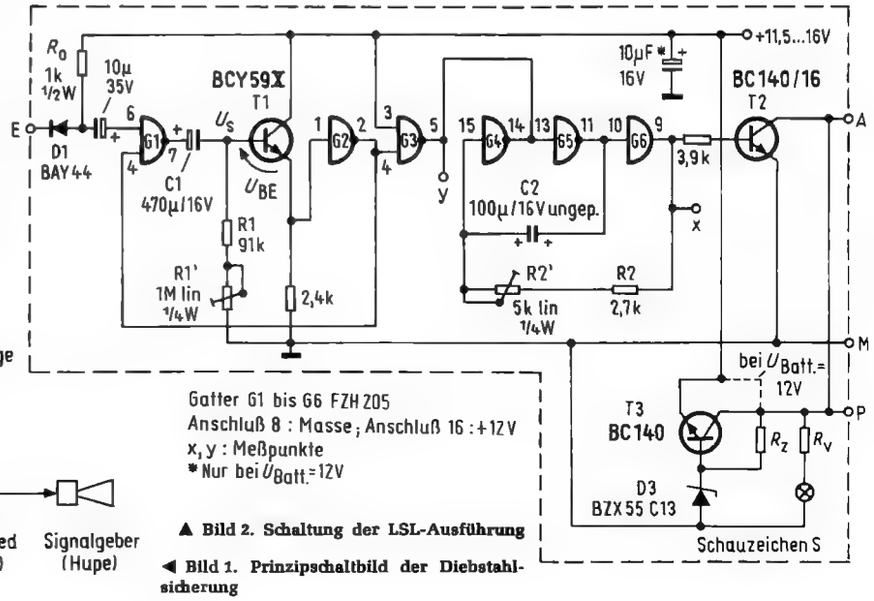
„Geschärft" und „entschärft" wird die Anlage im Gegensatz zu den üblichen Vorschlägen [2] durch einen Schlüsselschalter, der *außen* am Wagen angebracht ist. Das hat zwar den Nachteil, daß u. U. durch Zerstören des Schlosses die Anlage außer Betrieb gesetzt werden kann, dagegen aber den Vorteil, daß man sich beim Ein- und Aussteigen im Gegensatz zu sich automatisch schärfenden Sicherungen Zeit lassen kann.

Ausführung der Schaltung in LSL-Technik

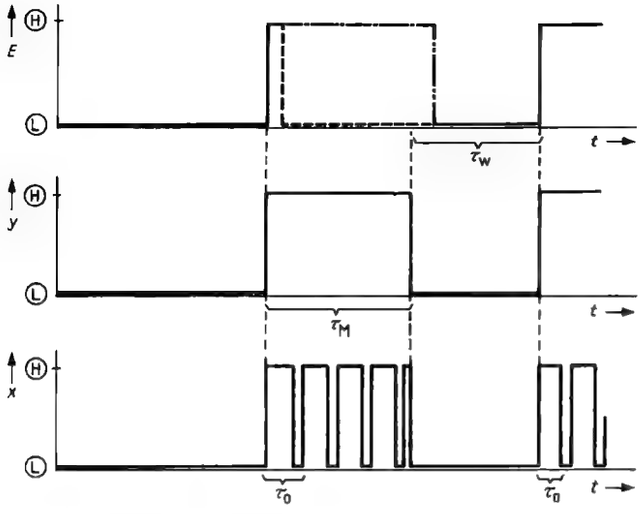
Die Verwendung von LSL-Bausteinen ist ab einer Batteriespannung von 12 V möglich. Diese Schaltungen haben neben ihrer hohen Zuverlässigkeit den Vorteil, daß wegen ihres großen zulässigen Betriebsbereichs keine Spannungsstabilisierung erforderlich ist. Man kommt also hier mit minimalem Bauelementeaufwand aus.



◀ **Bild 1. Prinzipschaltbild der Diebstahlsicherung**



▲ **Bild 2. Schaltung der LSL-Ausführung**



◀ Bild 3. Impulsdiagramm

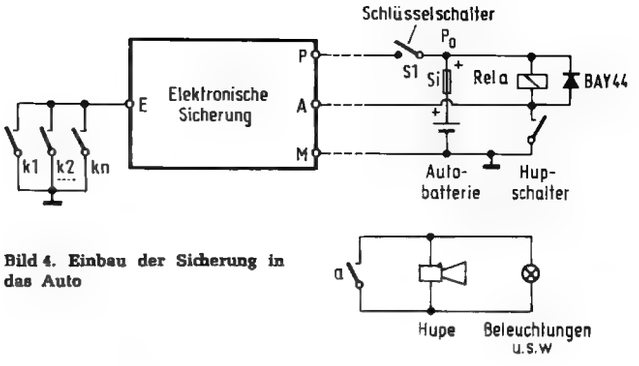


Bild 4. Einbau der Sicherung in das Auto

Das Kernstück der Schaltung ist ein Baustein FZH 205 (sechs Inverter mit erweitertem Temperaturbereich).

Oszillator

Der in Bild 1 erwähnte Oszillator wird aus den Gattern G 4 bis G 6 gebildet *(Bild 2)*; seine Periodendauer wird durch den Kondensator C 2 und die Serienschaltung der Widerstände R 2 und R 2' bestimmt und hat nach [3] die Größe

$$\tau_{OSZ} = \frac{1}{f_{OSZ}} \approx 2\,RC_2$$

$$\text{mit } R = R_2 + R_2'$$

Die Schwingung kommt durch Überbrückung des RC-Gliedes mit einem Negator (G 6) zustande [3], der dafür sorgt, daß an einem Ende des RC-Gliedes L-, am anderen H-Pegel liegt. Erreicht die Spannung am Kondensator C 2 die Schaltschwelle des Gatters G 4, so schalten die Gatter G 4, G 5 und G 6 durch, und es wird die Spannung am RC-Glied umgekehrt.

Nun ändert sich die Spannung an C 2 in entgegengesetzter Richtung, bis die andere Schaltschwelle von G 4 erreicht wird, und die Gatter kippen in die anfangs betrachtete Stellung zurück, worauf sich der gesamte Vorgang weiter wiederholt. Wegen der Unsymmetrie des Schaltvorgangs (einmal wird die L → H- und einmal die H → L-Schaltschwelle von G 4 benutzt) ist nur ein Tastverhältnis > 1 erreichbar, was ja auch dem Wunsch nach kürzeren Intervallen zwischen den Signaltönen entgegenkommt. Man erkennt außerdem, daß für die geforderte niedrige Frequenz als zeitbestimmender Kondensator wegen des dauernden Umpolens der RC-Spannung nur ein *ungepolter Elektrolyt*-Kondensator infrage kommt (beispielsweise Siemens B 42 190 – A ...). Am Punkt X kann man das Ausgangssignal abgreifen, dessen Verlauf in *Bild 3* skizziert ist.

Den Eingang des Gatters G 5 benutzt man zur Freigabe des Oszillators; liegt nämlich dieser Eingang auf L-Pegel, wird der Ausgang von G 5 auf H gehalten. Bringt man ihn aber auf H-Pegel, ist der Ausgangswert von G 5 vom Eingang abhängig, und der Oszillator schwingt an.

Monoflop

Zur Realisierung des Monoflops werden die übrigen drei Gatter der IS FZH 205 herangezogen. Die Schaltung stellt eine Modifikation des Vorschlags in [4] dar; sie wird durch eine negative Impulsflanke am Pin 6 gesetzt. Der vorgeschaltete 10-µF-Elektrolytkondensator bewirkt, daß das Monoflop auch dann sicher in die AUS-Stellung zurückkippt, wenn der Betätigungskontakt länger als τ_M geschlossen bleibt (d. h. E auf Masse liegt). Über ihn gelangt an das Gatter G 1 ein kurzer L-Impuls, der T 1 und G 2 durchschaltet; die Rückführung vom Ausgang des Gatters G 2 an den freien Eingang des G 1 bewirkt, daß der instabile Zustand aufrecht erhalten wird und der Ausgang von G 1 im L-Zustand bleibt. Der Kondensator C 1 lädt sich inzwischen über die Widerstände R 1 und R 1' langsam auf H-Niveau auf. Der als Impedanzwandler geschaltete Transistor T 1 bleibt dabei durch den vom Ladestrom an (R 1 + R 1') hervorgerufenen Spannungsabfall leitend. An seinem Arbeitswiderstand im Emitterkreis liegt die Spannung:

$$U_{S2} = U_S - U_{BE}$$

Sobald U_{S2} kleiner wird als die Schaltspannung U_{E0} des Gatters G 2, kippt G 2 und damit die gesamte Anordnung wieder in die Ausgangsstellung zurück. Um die für die Oszillatorsteuerung nötigen Pegel (EIN-Zustand: H, AUS-Zustand: L) zu bekommen, schaltet man einen Inverter G 3 nach, dessen Ausgang mit dem Oszillatorgatter G 5 verbunden ist (Bild 2).

Es soll noch erwähnt werden, daß der Widerstand R_0 eine schnelle Wiederaufladung des Eingangselektrolytkondensators bewirkt, so daß in ihm kurz nach Öffnen des Betätigungskontaktes wieder eine zum Setzen des Monoflops ausreichende Ladung gespeichert ist. Dadurch wird allerdings die Schutzdiode D 1 nötig, da der Punkt E im AUS-Zustand der Anlage ja meist über die Lampe der Wageninnenbeleuchtung an der Speisespannung liegt und dadurch von dem Betriebsschalter nicht mehr sicher ausgeschaltet werden kann.

Spannungsstabilisierung und Betriebsanzeige

Die gesamte Logik wird entsprechend Bild 2 durch eine von T 3, D 3 und R_Z stabilisierte Spannung von 12 V in bekannter Weise versorgt; D 3 ist dabei das Referenzelement.

Bei einer Batteriespannung von 12 V können diese drei Bauelemente entfallen und in der geätzten Platine durch eine Drahtbrücke zwischen den Kollektor- und Emitteranschlußpunkten des Transistors T 3 ersetzt werden, da die LSL-Schaltkreise einen derart weiten erlaubten Betriebsbereich haben, daß er auch bei stark schwankender Batteriespannung nicht überschritten wird. Diese Spannungsschwankungen haben allerdings einen Einfluß auf die Zeitkonstanten von Monoflop und Oszillator, was unerheblich ist, da hier ja keine große Genauigkeit gefordert wird.

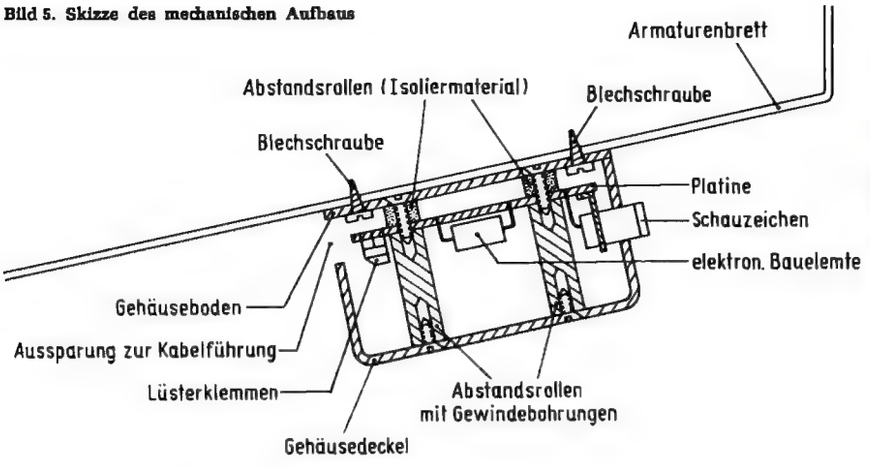
Die Betriebsanzeige erfolgt durch ein Schauzeichen, vor das man je nach verfügbarer Bauform einen Schutzwiderstand R_V vorschaltet.

Ist ein solches mit einer Nennspannung von U_{Batt} greifbar, entfällt R_V.

Leistungsschalter

Will man nun mit der bisher beschriebenen Elektronik eine Autohupe ansteuern, muß man als Schaltglied ein Relais einsetzen, da noch keine geeigne-

Bild 5. Skizze des mechanischen Aufbaus



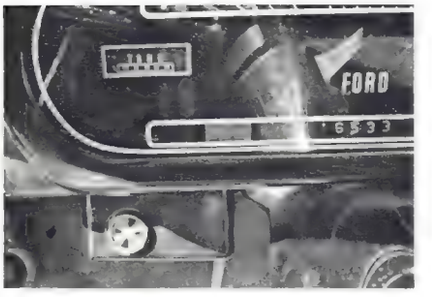


Bild 6. Praktische Ausführung des Einbaus

ten „kontaktlosen" (z. B. Halbleiter-) Schalter zur Verfügung stehen.

Als Relais dient ein handelsübliches Huprelais, dessen einer Pol an der positiven Versorgungsspannung liegt. Es zieht an, wenn der Schalttransistor T 2-Strom zieht. Die Diode D 2 schützt T 2 vor induktiven Spannungsspitzen des Relais; sie muß direkt an den Relaisanschlüssen angelötet werden.

Einbau ins Kfz-Stromnetz

Das Einfügen der Sicherungsschaltung ins Kfz-Stromnetz ist in *Bild 4* veranschaulicht. Es sind dabei folgende Punkte wesentlich:

1. Das Relais kann und sollte in der Nähe der Hupe angebracht werden. Man spart sich dadurch große Leitungsquerschnitte. Die Schaltung des Hupschalters („Massekontakt") kann dabei belassen werden. Zu beachten ist jedoch, daß bei manchen Kfz-Typen die Zuleitung zur Hupe vom Zündschloß unterbrochen wird. Es ist also dafür Sorge zu tragen, daß der Punkt P_0 in

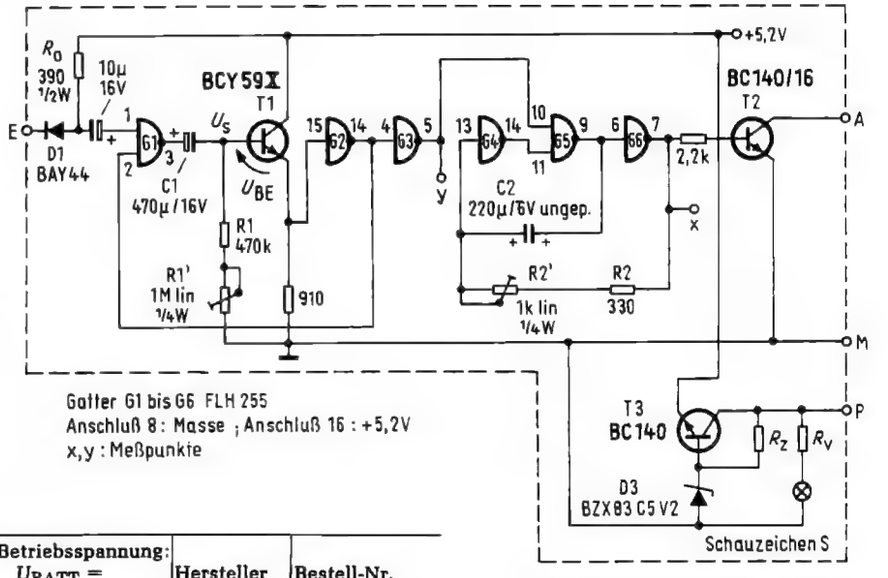


Bild 7. Schaltung der TTL-Ausführung

Tabelle 1. Werte der Bauelemente

Bez.	in Bild Nr.	Wert bzw. Rechnung	bei Betriebsspannung: U_{BATT} =	Hersteller	Bestell-Nr.
C 2	2	100 µF 16 V	12...30 V	Siemens	B 42190-A 4107 T
C 2	4	220 µF 6 V	6...30 V	Siemens	B 42190-A 2227 T
S	2,7	Schauzeichen mit Nennspannung U_{SZ} u. Nennstrom I_{SZ}	6...30 V	z. B. Siemens	
R_V	2,7	$R_V = \frac{U_{BATT} - U_{SZ}}{I_{SZ}}$ $R_V = 0$ bei $U_{BATT} = U_{SZ}$	6...30 V	–	–
R_Z	7	für LSL: 3,9 kΩ für TTL: 5,1 kΩ 2,2 kΩ 270 Ω	24...30 V 24...30 V 12...15 V 6... 7 V	–	–
D_Z	7	für LSL: BZX 55 C 13 für TTL: BZX 83 C 5 V 2	24...30 V 6...30 V	Siemens	–
Rel	4	Kleinhuprelais	12 V 6 V	Bosch	0332014125 0332003010
G	5	Preßstoff-Gehäuse	85×95×45 mm	Jautz	7013
QK	13	Quecksilberkontakt	12 V	Günther	321
KL	2,7	Klemmleiste, 4pol.	–	Weco	322
B 1	13	Trockenbatterie 4,5 V	12 V	z. B. Daimon	Normal 216
B 2	13	Trockenbatterie 9 V	12 V	z. B. Daimon	9 V Nr. 333

Bild 4 *direkt* oder über *eine Sicherung* an der Batterie liegt, da die Schaltung ja gerade *bei abgestelltem* Motor arbeiten soll. Das Gleiche gilt natürlich für die Stromversorgung der Hupe selbst.

2. Der Schlüsselschalter S 1 macht die Anlage betriebsbereit. Er sollte möglichst unauffällig, aber leicht zugänglich außen am Wagen angebracht werden.

3. Die Betätigungskontakte müssen „Masse"-Kontakte sein, d. h. dem EIN-Zustand entspricht ein Kurzschluß gegen den Minuspol der Batterie. Es können beliebig viele solcher Kontakte im Kfz benützt oder angebracht werden. Vorhanden sind in der Regel Türkontakte, deren Schaltpol man an der Wageninnenbeleuchtung abgreifen kann; zusätzlich anbrigen kann man Kontakte an Motorhaube, Gepäckständer u. a.

Nach Bild 4 können alle diese Schalter parallel verschaltet werden.

Ein Vorschlag zum mechanischen Einbau in das Auto ist in *Bild 5* skizziert:

Die Leiterplatte, auf der sämtliche Bauelemente einschließlich der Lüsterklemmen montiert sind, ist mit dem Boden eines Jautz-Preßstoff-Gehäuses (9,5 cm × 8,5 cm) über Abstandsrollen fest verbunden. Dieser Boden wird seinerseits mit zwei Blechschrauben unter dem Armaturenbrett im Wagen fest angebracht, und zwar so, daß das Schauzeichen von außen sichtbar ist *(Bild 6)*. Außerdem müssen die Lüsterklemmen und Trimmer (R_1', R_2') zugänglich sein.

Der Deckel des Gehäuses wird mit Bohrungen für die Anschlußdrähte, das Schauzeichen und die Befestigungsschrauben versehen und über zwei weitere Abstandsrollen mit Gewindebohrungen mit dem restlichen Aufbau verschraubt.

Ausführung der Schaltung in TTL-Technik

Bei Batteriespannungen unter 12 V ist die Verwendung von LSL-Schaltungen nicht möglich. Mit dem Baustein FLH 255 steht jedoch eine TTL-Schaltung zur Verfügung, die ähnliche Lösungen bei niedrigen Batteriespannungen ermöglicht.

Sie ist in *Bild 7* dargestellt; man erkennt, daß der prinzipielle Aufbau identisch mit der LSL-Schaltung ist. Allerdings ist wegen dem relativ engen zulässigen Betriebsbereich der TTL-Schaltungen immer eine Spannungsstabilisierung nötig.

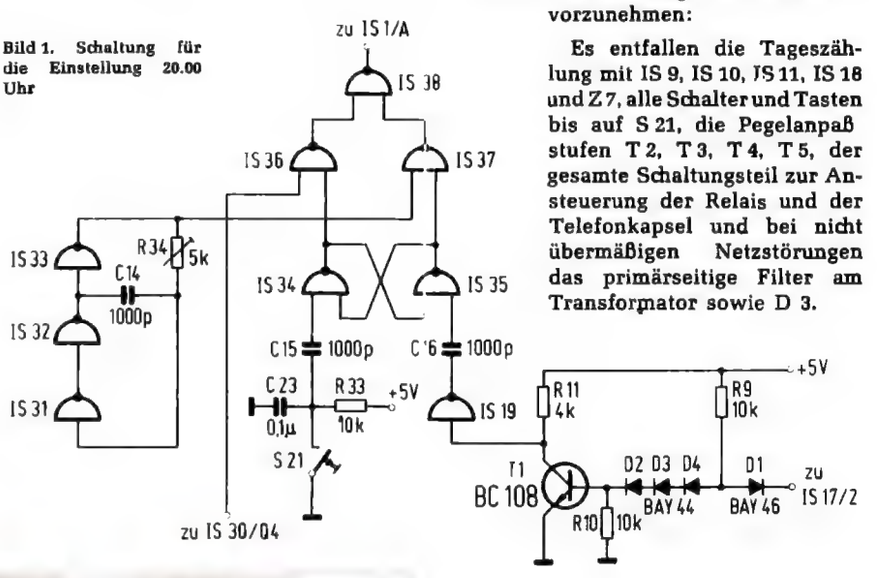
Die Werte der Bauelemente sind in *Tabelle 1* für mehrere Betriebsspannungen angegeben. *(Fortsetzung folgt)*

Helmut Liedl

Aufbauvariante einer Digitaluhr

Die beschriebene Variante bezieht sich auf den in Heft 17/1971 erschienenen Artikel „Digitaluhr mit zusätzlichen Schaltfunktionen" von Dr. Fr. Beck. Das Gerät dient zur Anzeige der Stunden, Minuten und Sekunden mit einer festen Einstellmöglichkeit auf 20.00 Uhr. Vorausgesetzt, daß die Netzspannung nicht regelmäßig ausfällt, ist die einmalige Einstellung auf 20.00 Uhr vollkommen ausreichend.

Bild 1. Schaltung für die Einstellung 20.00 Uhr



Der Verzicht auf Schaltfunktionen gestattet einen einfachen, mechanischen Aufbau der Uhr, der auch von weniger gut ausgerüsteten Hobbyelektronikern durchführbar ist. Alle Bauteile befinden sich auf einer Lochrasterkarte und sind mittels freier Verdrahtung beschaltet.

Schaltungsänderung

Folgende Änderungen sind gegenüber der Schaltung Bild 2 in Heft 17 vorzunehmen:

Es entfallen die Tageszählung mit IS 9, IS 10, IS 11, IS 18 und Z 7, alle Schalter und Tasten bis auf S 21, die Pegelanpaßstufen T 2, T 3, T 4, T 5, der gesamte Schaltungsteil zur Ansteuerung der Relais und der Telefonkapsel und bei nicht übermäßigen Netzstörungen das primärseitige Filter am Transformator sowie D 3.

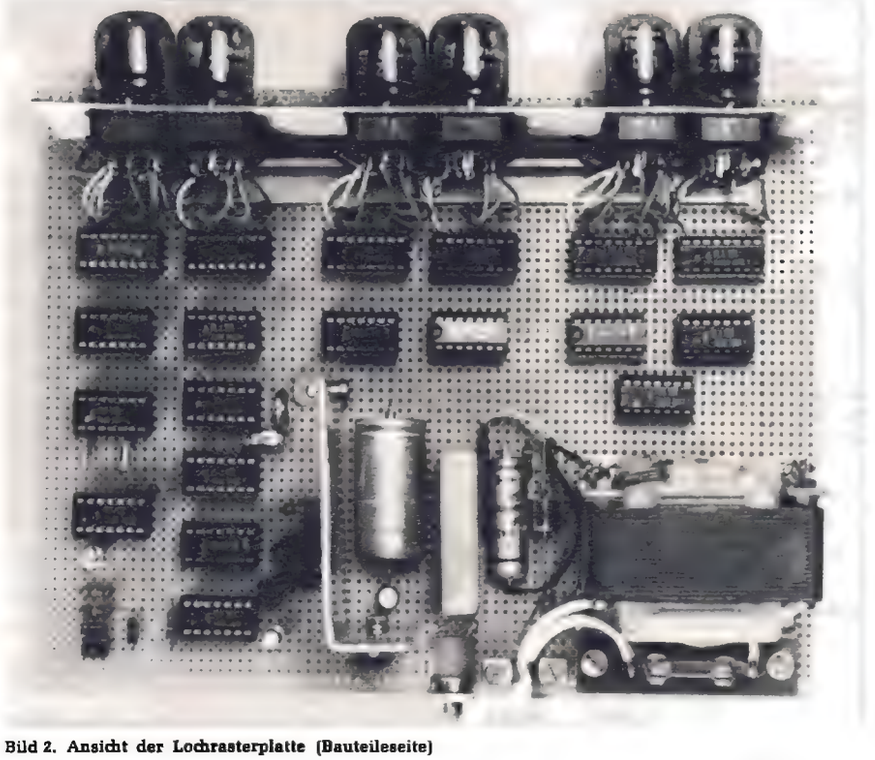


Bild 2. Ansicht der Lochrasterplatte (Bauteileseite)

Die Pulsformerschaltung mit IS 27, IS 28 und R 38 kann durch den Schmitttriggerbaustein FLH 351 ersetzt werden, damit entfällt R 38.

Für die Einstellung auf 20.00 Uhr mit S 21 ist auf *Bild 1* das Schaltungsdetail angegeben.

Mechanischer Aufbau

Alle Bauteile einschließlich Anzeigeröhren passen auf eine Lochrasterkarte 150 mm × 200 mm. Einige Widerstands- und Kondensatorwerte sind gegenüber Bild 2 in Heft 17/1971 abgeändert, haben aber keinen elektrischen Einfluß.

Auf dem Platz für die Ziffernanzeigeröhren können wahlweise Röhren mit seitlicher Anzeige (z. B. Siemens ZM 1120) oder mit frontaler Anzeige (z. B. Siemens ZM 1180) angeordnet werden.

Die *Bilder 2* und 3 zeigen Aufnahmen der vom Verfasser erstellten Platine. Die Sockel der verwendeten Rechteckröhren ZM 1180 sind auf einen Winkel geschraubt. An den Sockeln ist auch noch ein durchgehender schwarzer Pappstreifen befestigt, zur Verbesserung des An-

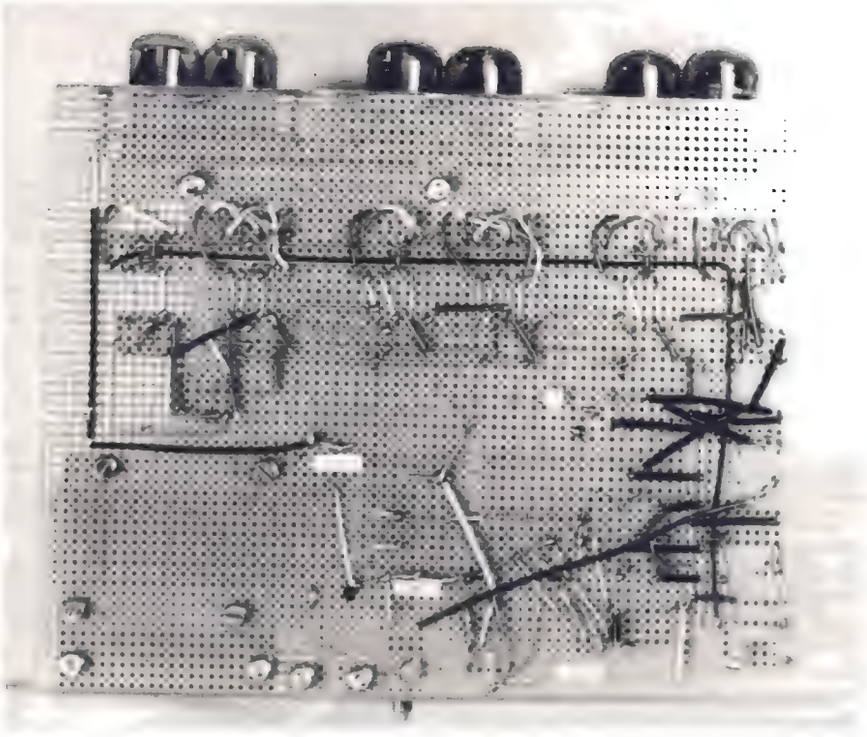


Bild 3. Lochrasterplatte von unten

zeigenkontrastes. Der Stellknopf befindet sich auf der Rückseite. Bild 3 läßt besonders den geringen Verdrahtungsaufwand erkennen. Das Gehäuse für diese Platine wurde aus 8 mm dickem Sperrholz gefertigt und mit Klebefolie überzogen. In die Seitenteile wurde mit einem Spiralbohrer je eine Nut gefräst, so daß die Platine eingeschoben werden kann. Der Anzeigeausschnitt der Frontseite wurde mit einem Acrylglasfenster versehen, in der Rückseite befinden sich außer der Tastenbohrung noch Lüftungslöcher.

Wolfgang Berteit

Digitaler Spannungsanzeiger

Bei allen Geräten, die mit NiCd-Akkumulatoren ausgerüstet sind, ist eine Spannungskontrolle wünschenswert, um eine Tiefentladung des Akkumulators tors zu vermeiden. Gut ist eine solche Kontrolle auch bei Geräten, die unterhalb eines minimalen Spannungsniveaus keine zufriedenstellende Leistung mehr erbringen. Dieses ist zum Beispiel bei Batterie-Tonbandgeräten der Fall. Zwar wird bei ihnen häufig das Aussteuerinstrument zur Spannungskontrolle mitverwandt, jedoch ist somit bei Aufnahmebetrieb die Batteriekontrolle nicht mehr möglich.

Die beschriebene Schaltung verzichtet auf die teure Analoganzeige durch ein Instrument. Stattdessen zeigt eine Leuchtdiode digital das Erreichen des unteren Spannungsniveaus an.

Beim Einschalten des Gerätes wird ein bistabiler Multivibrator durch C 1 *(Bild 1)* in eine bestimmte Lage gekippt. Sinkt die Spannung unter ihrem Minimalwert, so kippt der Multivibrator, und die Leuchtdiode leuchtet auf. Sie zeigt das Erreichen des unteren Spannungspunktes an, auch wenn die Spannung z. B. durch Belastungsänderung zwischenzeitlich wieder ansteigen sollte. Erst durch Ausschalten des Gerätes wird die Anzeige gelöscht. Die Funktion der Schaltung ist gewährleistet bei Spannungen größer als 5 V.

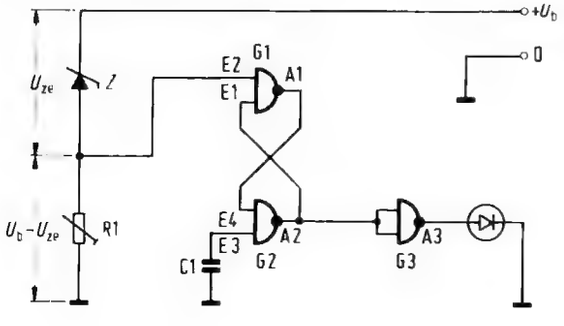
Der Multivibrator wird durch die Gatter G 1 und G 2 eines Bausteins SN 7400 gebildet. Beim Einschalten gelangt über C 1 (Bild 1) ein negativer Impuls auf E 3 von Gatter G 2, dadurch springt A 2 auf logisch L. Durch das Gatter G 3 wird dieses positive Signal invertiert, so daß die Leuchtdiode keine Spannung bekommt. Der Eingang E 1 von G 1 hat ebenfalls Potential logisch L. Am Widerstand R 1 liegt nun die Spannung $U_b - U_{ze}$. Ist diese Differenzspannung größer als die Schwellspannung von Gatter G 1 so hat auch E 2 logisch L. Folglich ist A 1 logisch 0, so daß das Gatter G 2 auch nach Abklingen des Impulses über C 1 in seiner Lage verbleibt. Sinken nun U_b und damit die Differenzspannung unter den Wert der Schwellspannung, wird E 2 logisch 0 und der Ausgang A 1 springt auf logisch L. Nun sind am Gatter G 2 beide Eingänge (E 3 und E 4) logisch L. Der Ausgang A 2 hat also das Potential logisch 0, welches von G 3 zu logisch L invertiert wird. Dieses aber bedeutet ein positives Potential, so daß die Leuchtdiode aufleuchtet.

Die Gesamtschaltung ist in *Bild 2* dargestellt. Beim Nachbau sind nach vorhandener Betriebsspannung U_b und nach Wahl des minimalen Spannungswertes R_v und Z_{ex} zu bestimmen.

$$R_v = \frac{U_b - 5}{0{,}03} \qquad Z_{ex} = U_{b\,min} - 1\,V$$

Mit dem Widerstand R 1 wird auf sicheres Schalten eingestellt. Sein Wert liegt etwa zwischen 100 Ω und 500 Ω.

Selbstverständlich kann anstelle der Leuchtdiode auch ein Transistor ausgesteuert werden, mit dem man ein Relais betätigt.



◀ Bild 1. Prinzip des Spannungsanzeigers

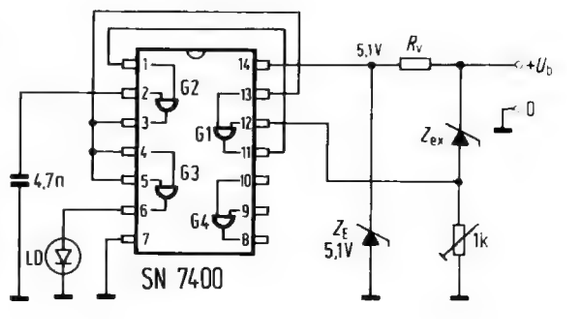


Bild 2. ▶ Gesamtschaltung des digitalen Spannungsanzeigers

Matthias Schulz

Digitale Berührungstaste

Sehr oft tritt in Digitalschaltungen das Problem der prellenden Tasten auf. Es ist hier immer ein gewisser elektronischer Aufwand nötig, um einwandfreie Schaltimpulse zu erhalten. Mit der im folgenden beschriebenen digitalen Berührungstaste ist es nun möglich, mit kaum größerem Aufwand jede Eingabe ohne Mechanik vorzunehmen. Diese Taste kann in fast alle TTL-Digitalschaltungen eingefügt werden. Sie ermöglicht eine besonders einfache Bedienung der Geräte und erspart die meist recht hohen Kosten für mechanische Tasten sowie deren Montage.

Die in *Bild 1* abgebildete Tipptaste zeichnet sich durch ihre Funktionssicherheit trotz ihrer Einfachheit aus. Beim Berühren der Tippfläche wird ein größerer Teil der Brummspannung, die vom menschlichen Körper „eingefangen" wird, auf den Verstärker T 1, T 2 gegeben. An dessen Ausgang sorgt der Elektrolytkondensator C für eine grobe Glättung der verstärkten Wechselspannung. Um aber TTL-Schaltungen ansteuern zu können, ist eine weitere Glättung erforderlich. Dafür wurde der Trigger SN 7413 N *(Bild 2)* in die Ausgangsleitung gelegt, der gleichzeitig Spannungsschwankungen, die durch Druckschwankungen zwischen Finger und Tippfläche entstehen, unterdrückt. Der Widerstand R bewirkt, daß Störimpulse, die beim Ein- und Ausschalten anderer netzbetriebener Geräte auftreten, trotz der großen Empfindlichkeit der Taste keine Wirkung auf den Ausgang haben. Sein Wert hängt stark von der Länge des Eingangskabels und der Nähe eines Transformators ab, ist also von Fall zu Fall verschieden. Allgemein kann man sagen, daß R nicht kleiner als 10 kΩ werden soll, weil die Taste sonst wesentlich unempfindlicher wird (im Mustergerät betrug er 220 kΩ).

Eine Anwendungsmöglichkeit für die Taste ist der elektronische Rechner, der in den Heften 21/71 bis 3/72 der FUNKSCHAU beschrieben wurde. In diesem Gerät wurden Um-Tasten benutzt, die jedoch nicht oder nur teuer erhältlich sind. *Bild 3* zeigt die neue Schaltung des Tastenfeldes. Es wirkt sich hier besonders günstig für die Codierung der Ziffern aus, daß der TTL-Trigger SN 7413 N vier Eingänge hat, weil so drei Trigger und einige NAND-Gatter eingespart werden können. Die Tastfläche kann dann so aussehen wie in *Bild 4*. Für sie wird kupferkaschiertes Pertinax so „zurechtgeätzt", daß die Tippflächen übrigbleiben. Es ist zu beachten, daß Tasten und Eingangsleitungen nicht zu dicht zusammengelegt werden, weil sonst beim Antippen einer Taste mehrere Schaltfunktionen ausgelöst werden können. Darum müssen die am besten abgeschirmten Eingangsleitungen von unten durchgesteckt flach auf die Tippfläche gelötet und damit die Tippflächen verzinnt werden.

Trotz der 32 Transistoren wird das Tastenfeld nicht sehr teuer, weil T 1, T 2 einfachste npn-Typen sind, die oft in 10er-Packungen billig zu kaufen sind.

Das Beste aus unserer Rubrik für **Praxis und Hobby** ist in dem eben erschienenen Band **Elektronik-Baubuch für Praxis und Hobby** zusammengefaßt.
Das Buch enthält auf 219 Seiten 32 Bauanleitungen, hat 181 Abbildungen und 21 Tabellen. Zum Preis von 24.80 DM kann es bei jeder Buchhandlung oder direkt vom Franzis-Verlag bezogen werden.

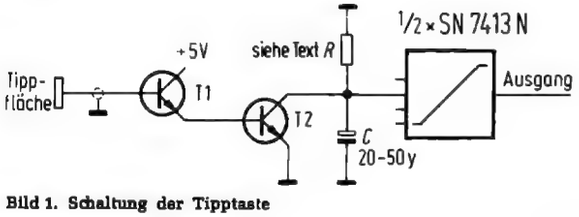


Bild 1. Schaltung der Tipptaste

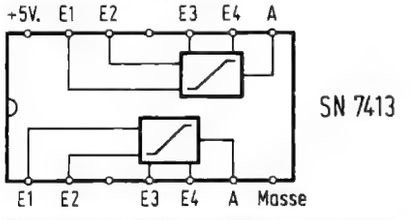


Bild 2. Anschlußbild des Bausteines SN 7413 N

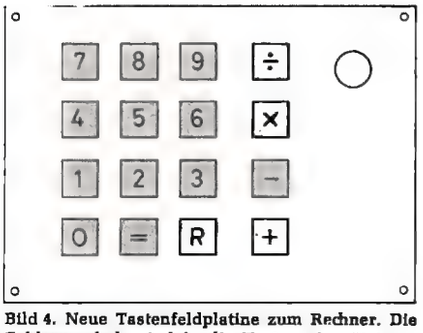
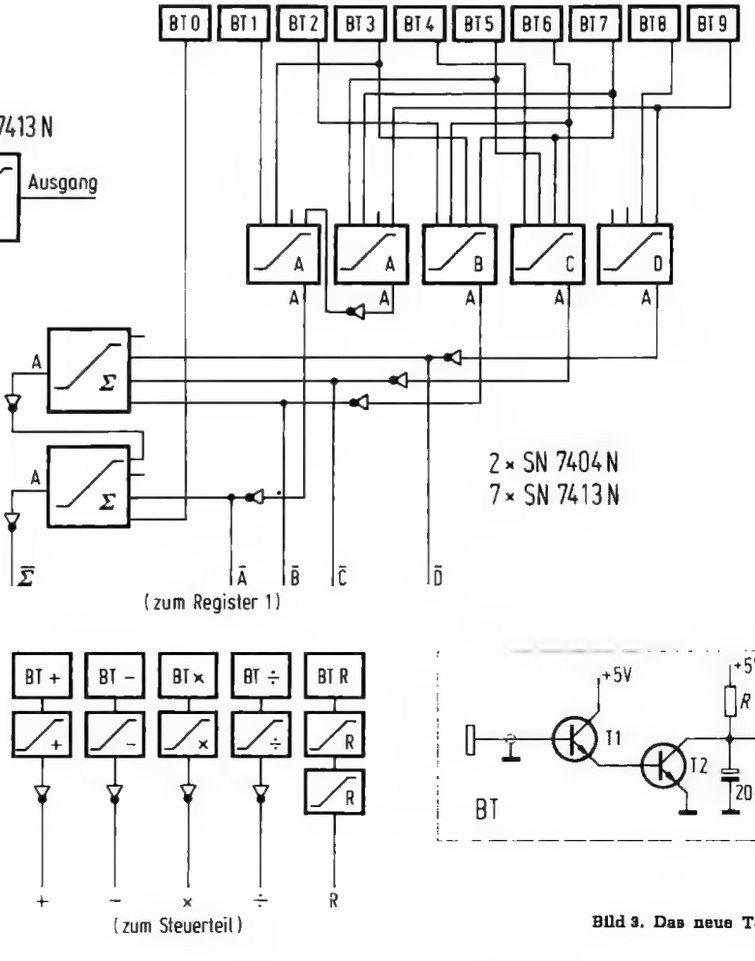


Bild 4. Neue Tastenfeldplatine zum Rechner. Die Zahlensymbole sind in die Tasten eingeätzt



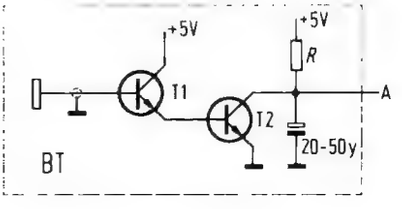


Bild 3. Das neue Tastenfeld

Regelbares Klangfilter mit Doppel-T-Glied

Axel Munack,
Norbert Krause

Dieser Beitrag beschreibt ein Klangfilter, das mit nur einem Potentiometer die Aufhebung der hohen und der tiefen Frequenzen gestattet. Die Schaltung arbeitet mit einem Doppel-T-Glied und nachgeschaltetem Verstärker.

Bei den üblichen Verstärkern gibt es eine Reihe von Möglichkeiten, das Klangbild zu verändern. Eine der einfachsten ist die Tonblende. Anspruchsvollere Geräte gestatten die getrennte Höhen- und Tiefenbeeinflussung, oftmals kombiniert mit einer gehörrichtigen Lautstärkeregelung sowie schaltbaren Filtern mit fester Charakteristik. Den weitaus höchsten Regelkomfort bieten die in neuerer Zeit angebotenen Mehrkanalfilter, die die Hervorhebung oder Absenkung einzelner Frequenzbereiche gestatten.

Häufig ist die Verwendung dieser relativ teuren Geräte jedoch nicht unbedingt erforderlich, da bereits eine Anhebung der hohen und tiefen Frequenzen zu der gewünschten Durchsichtigkeit des Klangbildes führen kann. Das im folgenden beschriebene Filter ist auf diesen Spezialfall zugeschnitten. Es enthält ein Doppel-T-Glied, dessen Übertragungseigenschaften mit nur *einem* Potentiometer verändert werden können, sowie einen nachgeschalteten zweistufigen Transistorverstärker zur Kompensation der auftretenden Dämpfung.

Um einen Einblick in die Wirkungsweise zu erlangen, sollen zunächst Aufbau und Übertragungsverhalten von Doppel-T-Filtern kurz beschrieben werden. Dabei wollen wir uns von vornherein auf RC-Filter beschränken. Der Aufbau erfolgt nach *Bild 1*, wobei zunächst die Bauelemente beliebige Werte annehmen können (asymmetrischer Typ).

Aus der Fülle der möglichen Kombinationen wählt man im allgemeinen

$$R_1 = R_2 = R$$
$$C_1 = C_2 = C$$

und erhält damit ein symmetrisches Filter mit ein- und ausgangsseitig gleichem Wellenwiderstand [1]. Das Übertragungsverhalten kann man sich veranschaulichen, wenn man $R_1 C_3$ als Tiefpaß und $C_1 R_3$ als Hochpaß auffaßt. Das Filter wird also bei geeigneter Dimensionierung bevorzugt Höhen und Tiefen übertragen. Diese Analogie gilt jedoch nur näherungsweise, da über R_2 und C_2 eine Verkopplung der Systeme auftritt. Mit der Dimensionierungsvorschrift

$$\frac{R}{2R_3} = \frac{2C}{C_3} = K = \text{const.} \qquad (1)$$

kann man ferner erreichen, daß bei der Frequenz

$$\omega_0 = 2\pi f_0 = \frac{1}{C\sqrt{2RR_3}} \qquad (2)$$

eine völlige Sperrung auftritt. Diese sogenannten Nullfilter werden gelegentlich in aktiven Filtern oder Nf-Generatoren eingesetzt [2]. Dabei verwendet man vorzugsweise „doppeltsymmetrische" Filter, bei denen speziell $K = 1$ gewählt wird. Die Gleichungen (1) und (2) werden dann zu

$$\frac{R}{2R_3} = \frac{2C}{C_3} = 1 \qquad (3)$$

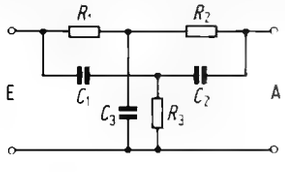
und

$$\omega_0 = 2\pi f_0 = \frac{1}{RC} \qquad (4)$$

Nachteilig bei den beschriebenen Nullfiltern ist jedoch, daß sechs tolerierte Bauelemente verwendet werden und somit Bedingung (3) praktisch nur zu erfüllen ist, wenn man geeignete Abgleichmaßnahmen vorsieht. Um mit handelsüblichen Bauelementen auszukommen, wird kein doppeltsymmetrisches Nullfilter verwendet; allerdings sind dessen Übertragungseigenschaften mit Hilfe der oben erwähnten Analogien zur Beurteilung unseres Filters herangezogen, da eine exakte Berechnung den Rahmen dieses Aufsatzes sprengen würde.

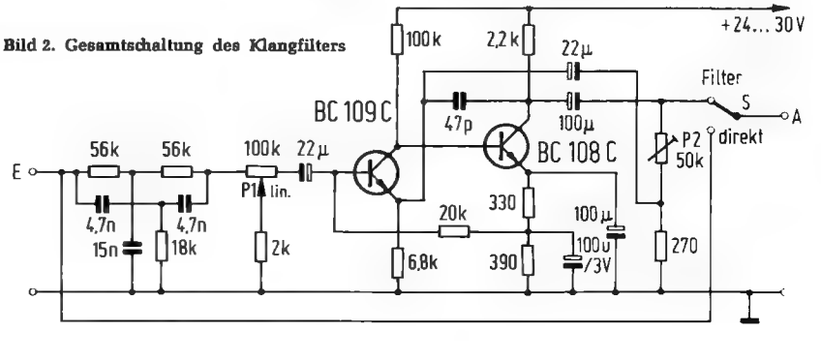
Für Klangfilter ist eine Unterdrückung der Frequenzen um 600 Hz wünschenswert. Ein geeignetes Nullfilter ergibt sich nach (3) und (4) mit der Dimensionierung $R = 56\,\text{k}\Omega$, $R_3 = 28\,\text{k}\Omega$, $C = 5\,\text{nF}$ und $C_3 = 10\,\text{nF}$. Dabei ist R im Hinblick auf einen genügend hohen Eingangswiderstand der Anordnung gewählt worden. In diesem Falle haben „Hoch- und Tiefpaß" gerade die gleiche Grenzfrequenz von 568 Hz. Erhöht man jetzt die Grenzfrequenz des „Hochpasses" und erniedrigt gleichzeitig die des „Tiefpasses" um den Faktor 1,5, so liegt zwar kein Nullfilter mehr vor, aber die Frequenz f_d der maximalen Dämpfung dieses einfachsymmetrischen Typs bleibt in erster Näherung 570 Hz. Wie eine genaue Rechnung zeigt, ändert sich das Übertragungsverhalten im Grunde nur in einem kleinen Bereich um die Nullfrequenz. Der Vorteil dieser Ausführung ist der geringere Einfluß von Bauelementetoleranzen auf die Übertragungseigenschaften. Wir können also durchaus auf Normwerte runden: $R = 56\,\text{k}\Omega$, $R_3 = 18\,\text{k}\Omega$, $C = 4{,}7\,\text{nF}$, $C_3 = 15\,\text{nF}$. (R, C wie oben, restliche Werte berechnet.)

Die bisherigen Betrachtungen bezogen sich hauptsächlich auf das Verhalten des Filters in der Umgebung der Frequenz f_d. Für den Gesamtfrequenzgang müs-



◀ Bild 1. Doppel-T-Filter

Bild 2. Gesamtschaltung des Klangfilters



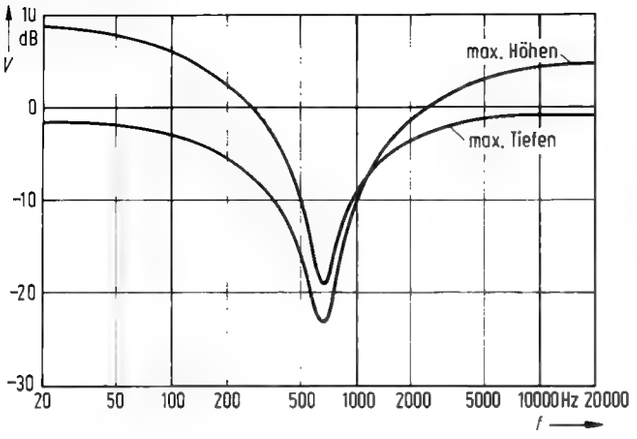


Bild 3. Frequenzgang des Filters

sen jedoch der Innenwiderstand der steuernden Quelle (R_G) sowie der Abschlußwiderstand R_A berücksichtigt werden. Die dazu erforderlichen umfangreichen Berechnungen wurden mit einem Digitalrechner durchgeführt und ergaben die folgenden Abhängigkeiten:

Erhöhen von R_A oder R_G bewirkt eine stärkere Hervorhebung der tiefen Frequenzen gegenüber den Höhen. Erniedrigen dieser Widerstände wirkt entsprechend umgekehrt.

Dieser Effekt hat zwei Konsequenzen: Einerseits muß zum Betrieb des Filters ein fester, bekannter Generatorwiderstand gefordert werden, zum anderen erhält man durch Ändern des Abschlußwiderstands eine einfache Möglichkeit, wahlweise mehr die Tiefen oder die Höhen hervorzuheben. Es muß besonders betont werden, daß die mittleren Frequenzen in jedem Fall gedämpft werden.

Mit einer Schaltung nach *Bild 2* gelingt es, den Frequenzgang auf diese Weise zu beeinflussen. Erforderlich ist ein Generatorwiderstand von etwa 50 kΩ. Es ist also möglich, die Schaltung durch Vorschalten von geeigneten Widerständen auch an niederohmige Quellen anzupassen. Potentiometer P 1 dient zur Einstellung des Frequenzganges, dessen extremste Verläufe in *Bild 3* dargestellt sind. Die Werte der Bauteile sind so gewählt, daß beim Betrieb mit Frequenzgemischen (Musik, Sprache) am Eingang des Verstärkers bei allen Stellungen von P 1 ein nahezu gleicher mittlerer Spannungspegel herrscht.

Selbstverständlich ist an Stelle des verwendeten Verstärkers jeder ähnliche Vorverstärker mit einem Eingangswiderstand von 20 kΩ und einer Spannungsverstärkung von mehr als 200 verwendbar. (Beispiel: [3], wobei der 47-kΩ-Widerstand durch einen von 20 kΩ ersetzt werden muß.) Mit P 2 kann die Verstärkung so festgelegt werden, daß am Ausgang etwa der gleiche mittlere Pegel wie am Eingang des Filters erreicht wird. Dadurch läßt sich die Schaltung auch in bereits vorhandene Geräte einbauen. Die technischen Daten sind in der *Tabelle* zusammengefaßt.

Technische Daten

Innenwiderstand der vorausgehenden Stufe (gefordert):	50 kΩ
Eingangsspannung, effektiv:	max. 4 V
Übertragungsbereich:	15...80 000 Hz
Klirrfaktor:	≈ 0,2 %
Ausgangswiderstand:	1 kΩ
Höhenanhebung gegenüber Eingangspegel bei 20 kHz:	max. 4 dB min. −1 dB
Mittenabsenkung gegenüber Eingangspegel bei ca. 600 Hz:	max. 23 dB min. 19 dB
Baßanhebung gegenüber Eingangspegel bei 20 Hz:	max. 9 dB min. -2 dB

Literatur

[1] *Gruyter, E. de:* RC-Doppel-T-Sperrglied. Frequenz 22 (1968), 11, S. 319.

[2] *Dahlem, R. K.:* Industrial application of linear ICs. The Electronic Engineer 26 (1967), 6, und
Jones, D. L.: Use of operational amplifiers in narrowband filter systems for spectrum analysis at audio and sub-audio frequencies. Electronic Engineering Jan. 1969, S. 97.

[3] Vorverstärker für Mikrofon und Tonabnehmer. FUNKSCHAU 1967, Heft 19, S. 614.

Manfred Glahe

Einfacher kapazitiver Näherungsschalter

Diese Schaltung wurde entwickelt, um einen häufig benutzten Korridor auszuleuchten. Dabei sollte jedes Ein- und Ausschalten entfallen.

Den Kern der Schaltung bildet der Thyristor Tic 44. Der zum Durchschalten dieses Thyristors erforderliche Gatestrom ist so gering, daß er bereits bei kurzer Berührung über einen Widerstand von einigen M Ω durchschaltet.

Ein etwa 15 cm breiter und 5 m langer Streifen aus Aluminiumfolie wird über einen 1-nF-Kondensator und einem in Reihe liegenden 10-MΩ-Widerstand auf das 500-kΩ-Potentiometer gegeben. Die andere Seite des Potentiometers wird auf Katodenpotential gelegt. Der Schleifer führt zum Gate des Thyristors.

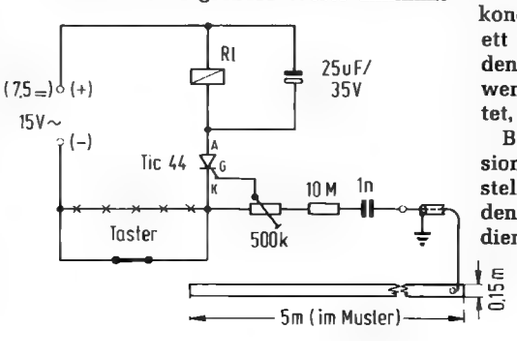
Nun kann man diesen Al-Streifen durch Folie isoliert unter den Teppichboden legen. Der Aluminiumstreifen bildet einen Kondensator, der beim Betreten des Teppichbodens sofort gegenüber dem Gate größere Werte annimmt und so einen ausreichenden Gatestrom fließen läßt, der den Thyristor durchschaltet. Die Empfindlichkeit der Schaltung kann mit dem 500-kΩ-Potentiometer in einem sehr großen Bereich variiert werden.

Benutzt man als Betriebsspannung eine Wechselspannung von etwa 15 V, so wird sich der Thyristor automatisch wieder abschalten, wenn die Kapazität des Alu-Streifens genügend klein geworden ist, denn der Thyristor unterschreitet bei jedem Nulldurchgang seinen Haltestrom und schaltet ab. Somit entspricht die Schaltung obigen Anforderungen.

Benutzt man aber eine Gleichspannung von 7,5 V, so wird sich der Thyristor nicht selbsttätig abschalten, sondern er muß durch einen Taster Ta 1, der den Anodenstrom unterbricht, ausgeschaltet werden. In dieser Version eignet sich die Schaltung als Alarmanlage.

Benutzt man die Wechselspannungsversion, so muß ein 25-µF-Elektrolytkondensator parallel zum Relais geschaltet werden, um ein Flattern zu vermeiden. Der Kondensator ist zu entfernen, wenn man auf Gleichspannung umschaltet, da er sonst falsch gepolt ist.

Benutzt man die Gleichspannungsversion, so wird ein Taster, der in Ruhestellung geschlossen ist, zusätzlich in den Anodenstromkreis eingeschaltet. Er dient zum Ausschalten des Alarmes.



◀ Schaltung des kapazitiven Näherungsschalters

Peter Röbke

Auskoppelverstärker für elektronische Musikinstrumente

Bei dem im folgenden beschriebenen Auskoppelverstärker handelt es sich um einen Baustein, der die Aufnahme von elektronischen Musikinstrumenten wesentlich vereinfacht (E-Gitarren, elektronische Orgeln usw.). Man hat grundsätzlich mehrere Möglichkeiten, sogenannte Pop-Gruppen aufzunehmen:

1. Mikrofone vor die entsprechenden Lautsprecher stellen und abmischen.
2. Aufzeichnung der einzelnen Instrumente nacheinander mit Vielspuraufzeichnungsgeräten oder Playback über Lautsprecher und Mikrofon.
3. Anschluß der Instrumente direkt an das Mischpult und Einspielen des abgemischten Klangbildes über Kopfhörer in den Aufnahmeraum, wobei jeder Musiker einen solchen aufsetzen muß.

Alle drei Verfahren haben entscheidende Nachteile. Bei Verfahren 1 ist es die fast durchweg schlechte Qualität der Instrumentenverstärker (Störspannungsabstand), die dabei voll mit in die Aufnahme eingeht. Selbst wenn Verstärker verwendet werden, die diesen Mangel nicht aufweisen, stellen die enormen Lautstärken ein Problem dar:

Bei den betriebsmäßig und von den Musikern als notwendig erachteten Lautstärken lassen sich die einzelnen Schallquellen nicht mehr ausreichend trennen, was besonders bei Stereoaufnahmen notwendig ist. Verfahren 2 und 3 haben beide den Nachteil, daß die Musiker unter grundsätzlich anderen Umgebungsbedingungen spielen müssen als sonst. Das Ergebnis sind dann Aufnahmen im sterilen Studiosound.

Die Überlegungen gingen also dahin, ein Aufnahmeverfahren zu realisieren, bei dem die Musiker unter gewohnten Bedingungen arbeiten können. Das bedeutet, daß die gruppeneigenen Verstärker verwendet werden. Zweckmäßigerweise wird das Signal für das Mischpult direkt am Eingang des Instrumentenverstärkers ausgekoppelt.

Als elektrische Forderungen sind zu stellen: hoher Eingangswiderstand, hohe Übersteuerungsreserve, geringer Klirrfaktor, niedriges Eigenrauschen, geringer Stromverbrauch und keinerlei Masseverbindung zwischen Instrumentenverstärker und Mischpult.

Diese letzte Forderung ergibt sich aus der Tatsache, daß die Masseverhältnisse zwischen zwei Instrumentenverstärkern meist sehr undurchsichtig sind. Es kann also passieren, daß über die Abschirmung von Verbindungskabeln zwei oder auch mehr Verstärker massemäßig verbunden werden und daß dadurch erhebliche Brummstörungen verursacht werden können. Diese Forderung bedingt einen symmetrischen, erdfreien Ausgang (Transformator) sowie eine eigene Energieversorgung je Koppelverstärker.

Es wurde also die in *Bild 1* dargestellte Schaltung entworfen und erprobt. Der Eingangswiderstand ist

$$R_e = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} + R_s$$

$$= \frac{2{,}2\ \mathrm{M\Omega} \cdot 0{,}82\ \mathrm{M\Omega}}{2{,}2\ \mathrm{M\Omega} + 0{,}82\ \mathrm{M\Omega}} + 0{,}22\ \mathrm{M\Omega} = 820\ \mathrm{k\Omega}$$

Streng genommen liegt hierzu noch der Eingangswiderstand des FET parallel, jedoch kann dieser wegen seiner Größe vernachlässigt werden.

Der Ausgangswiderstand ergibt sich aus der Parallelschaltung von Innenwiderstand R_i und Arbeitswiderstand R_s. R_i wird in den Datenblättern meist als Vorwärtssteilheit y_{21s} in mS angegeben. Bei dem Typ BC 264 ist angegeben: typ. Wert 3,5 mS

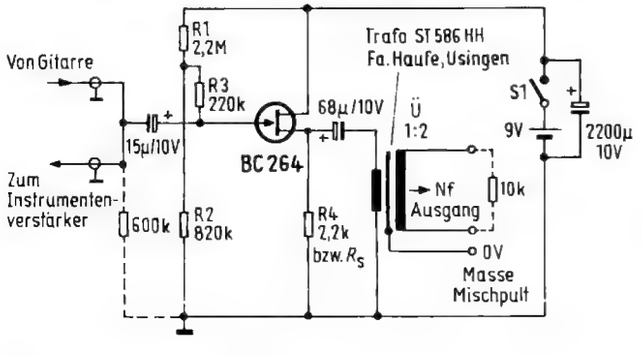


Bild 1. Schaltung des Auskoppelverstärkers

Bild 2. Ansicht des Mustergerätes

$$\text{Steilheit} = \frac{\mathrm{mA}}{\mathrm{V}} = \frac{\mathrm{I}}{\mathrm{U}} = \frac{1}{\mathrm{R}} = \mathrm{S}$$

$$R_i = \frac{1}{S} = \frac{1}{3{,}5 \cdot 10^{-3}\ \Omega} = \frac{1000}{3{,}5}\ \Omega = 285\ \Omega$$

$$R_a = R_i \parallel R_s \cdot \frac{0{,}285 \cdot 2{,}2}{0{,}285 + 2{,}2}\ \Omega = 254\ \Omega$$

Dieser Wert wird mit $\ddot{U}^2$ nach draußen transformiert.

$$R_{aa} = 254 \cdot 2^2\ \Omega = 1100\ \Omega$$

Damit kann dieser Verstärker mit $R_{aa} \cdot 10 \approx 10\ \mathrm{k\Omega}$ belastet werden und ist geeignet für Studioleitungseingänge. Will man eine Anpassung an dynamische Mikrofoneingänge erreichen, wird der Transformator umgedreht und damit ergibt sich ein Ausgangswiderstand von

$$R_{aa} = \frac{254}{2^2}\ \Omega = 63\ \Omega$$

Bei einer durch die Betriebsspannung gegebenen maximalen Ausgangsspannung von etwa +6 dBm = 1,55 V ergeben sich folgende Klirrfaktoren:

40 Hz: K_2 = 0,07 %; K_3 = 0,2 %
1 kHz: K_2 = 0,13 %; K_3 = 0,11 %
5 kHz: K_2 = 0,14 %; K_3 = 0,1 %

Die Rauschmessung mit den in Bild 1 angegebenen Werten (Eingang- und Ausgangsabschluß) ergab, bezogen auf den Eingang,

Geräuschspannungsabstand = −91 dB,
Fremdspannungsabstand = −86 dB

Die Stromaufnahme beträgt etwa 4,5 mA.

Diese Werte scheinen einen guten Kompromiß im Verhältnis von Aufwand und Ergebnis darzustellen. In der An-

wendung ergaben sich keine Schwierigkeiten mit Brummeinstreuungen oder Masseproblemen.

Je nach verwendetem Gitarrentyp war eine Nachverstärkung von 6...24 dB notwendig, um auf Nennpegel (+ 6 dBm) zu kommen.

Aufgebaut wurde die Schaltung auf Lochplatine und mit Abstandsbolzen in ein handelsübliches Kleingehäuse eingesetzt. Die Bedienelemente sind auf einer Schmalseite angeordnet *(Bild 2)*. Die Batterie sollte mit Schaumgummi federnd eingeklemmt werden.

Dr. Rainer W. Hasse

Digitale frequenzstabilisierende Motorsteuerung

Die präzise Drehzahlregelung von Gleichspannungsmotoren z. B. in batteriebetriebenen Tonbandgeräten ist recht schwierig. Kollektorlose Motoren bleiben meist als einzige Lösung übrig. Diese sind aber vergleichsmäßig teuer, und der damit verbundene elektronische Aufwand ist groß. Fliehkraftregler sind zu ungenau und stören wegen der Funkenbildung stark. Die thermische Stabilisierung bei Motoren mit Generatorwicklung, deren Ausgangsspannung gleichgerichtet und zur Regelung benutzt wird, kann nur in Grenzen gelöst werden. Besser wäre hier der Einsatz von Operationsverstärkern. Er entfällt jedoch meistens da keine duale Spannungsversorgung zur Verfügung steht.

Die hier beschriebene Schaltung benutzt einen Dual-11N-U14-Motor mit Generatorwicklung. Jedoch wird nicht deren Spannung, sondern Frequenz zur Steuerung benutzt. Sie wird mit einer fest eingestellten Sollfrequenz verglichen und die Abweichungen werden zum Steuern des Längstransistors benutzt.

Die Funktionsweise ist aus der Schaltung *(Bild)* zu ersehen: Die Generatorspannung wird im Brückengleichrichter frequenzverdoppelt und in eine pulsierende Gleichspannung umgewandelt, die mit T 1 auf einen TTL-kompatiblen Pegel angehoben wird. Die NOR-Glieder N 1...N 3 dienen als Schmitt-Trigger und Inverter. Die negative Flanke des Rechtecksignals am Ausgang von N 3 triggert den monostabilen Multivibrator N 6, N 7 mit dem zeitbestimmenden Glied R 1, C 1. Ist die tatsächliche Frequenz kleiner als die Sollfrequenz, so liegt dieser Impuls innerhalb des Eingangsimpulses, andernfalls überlappt der getriggerte Impuls diesen. Bei Übereinstimmung sind beide Impulse gleich lang. Der Eingangsimpuls wird dann in N 5 invertiert und im NOR-Glied N 4 sowie im NAND-Glied N 8 mit dem getriggerten verglichen.

Ist also die tatsächliche Frequenz gleich der Sollfrequenz, so liegt N 8 auf H (high) und N 4 auf L (low). Läuft der Motor zu langsam, so steht an N 8 ein negativer Impuls zur Verfügung mit der Breite der Differenz zwischen Ist- und Sollzeit, aber N 4 bleibt auf L. Umgekehrt, wenn der Motor zu schnell läuft, bleibt N 8 auf H, aber an N 4 erscheint ein kurzer positiver Impuls.

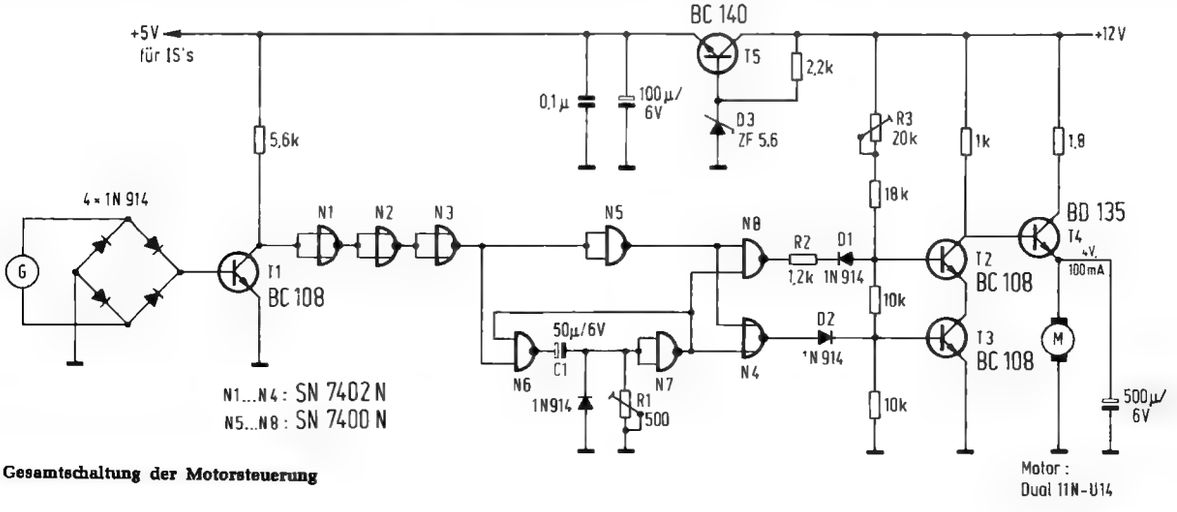
Die Basisvorspannungen der Transistoren T 2, T 3 werden mit R 3 so eingestellt, daß der Motor ohne Regelung ungefähr mit Sollfrequenz läuft. Wegen der Dioden D 1, D 2 sprechen T 2, T 3 nur auf negative bzw. positive Impulse an; T 2 kann nur weiter öffnen, und T 3 nur sperren. Der Kollektor von T 2 steuert die Basis des Längstransistors T 4 und regelt somit den Motor. Der Widerstand R 2 dient lediglich dazu, die Steilheit der Regelung abzuschwächen. Er kann gegebenenfalls durch einen sehr viel größeren Trimmwiderstand ersetzt werden. Der Anlauf des Motors wird dadurch garantiert, daß bei Stillstand T 1 offen ist und somit N 8 auf L liegt, T 2 offen und T 4 gesperrt ist.

Der Aufbau ist unkritisch, alle Transistoren und Dioden können durch ähnliche Typen ersetzt werden; T 4 benötigt für die an ihm abfallenden 600 mW einen entsprechenden Kühlkörper. Der Abgleich auf optimalen Arbeitspunkt erfolgt an R 1 und R 3 gleichzeitig. Die Ausgänge von N 4 und N 8 werden dabei oszillografiert, oder sie werden nacheinander an einen hochohmigen Kopfhörer gelegt. Die Trimmer verstellt man dann so, daß der Motor mit Solldrehzahl läuft, aber die Regelung nur gerade anspricht. Auf dem Oszillografen sind dann an N 8 sehr kurze Impulse zu sehen und an N 4 höchstens Nadelimpulse oder es ist im Kopfhörer an N 8 ein leises Knacken zu hören während N 4 leise bleibt. Belastet man jetzt den Motor z. B. durch Anfassen der Achse, so muß die Spannung an ihm sofort ansteigen, dreht man ihn per Hand schneller durch, so soll sie absinken.

■

Das Beste aus unserer Rubrik für **Praxis und Hobby** ist in dem eben erschienenen Band **Elektronik-Baubuch für Praxis und Hobby** zusammengefaßt.
Das Buch enthält auf 219 Seiten 32 Bauanleitungen, hat 181 Abbildungen und 21 Tabellen. Zum Preis von 24.80 DM kann es bei jeder Buchhandlung oder direkt vom Franzis-Verlag bezogen werden.

■



Gesamtschaltung der Motorsteuerung

Elektronische Diebstahlsicherung mit LSL- und TTL-Bausteinen

2. Teil

Aufbau der Schaltung

Zur Erleichterung des Nachbaus sind in *Bild 8* bis *11* die Platinen und Bestückungspläne im Maßstab 1:1 dargestellt. *Bild 12* zeigt die Platine des Mustergeräts.

Inbetriebnahme

Unter Beachtung der oben gegebenen Vorschriften für den Einbau im Kraftfahrzeug kann die Anlage getestet werden. Dazu klemmt man die Hupe zunächst ab (unnötige Lärmbelästigung!) und erprobt die Funktion mit dem Anziehgeräusch des Relais. Zu beachten ist, daß die Wiederbereitschaftszeit der Monoflops ein vielfaches ihrer Periodendauer beträgt, so daß eine reproduzierbare Signaldauer nur im Abstand von einigen Minuten von Test zu Test zu erreichen ist.

Man stellt nun Signaldauer und Impulsdauer mit den Trimmpotentiometern R 1′ und R 2′ auf die gewünschten Werte; die Anlage ist damit betriebsbereit.

Die übrigen technischen Daten der Schaltung sind in *Tabelle 2* aufgeführt; es soll noch bemerkt werden, daß die Schaltung beim Autor bereits fast ein Jahr störungsfrei in Betrieb ist und sich selbst in subtropischem Klima bestens bewährt hat.

Verwendung der Schaltung für andere Sicherungszwecke

Es wurde eingangs schon angedeutet, daß sich die Schaltung auch gut zur Sicherung anderer Gegenstände eignet. Man bringt hierfür die Schaltung zusammen mit einer handelsüblichen Spielzeugklingel und den Batterien in einem Gehäuse unter. Die Schaltkontakte am Eingang werden durch einen Quecksilberkontakt ersetzt, der sich öffnet, sobald das (hochkant aufgestellte) Gehäuse umgeworfen wird. Man sichert also Gepäck, in dem man das Gerät dort entsprechend miteinpackt, oder beispielsweise ein Zelt, indem man an dem versteckten Gerät eine Stolper-Schnur anbringt. Wird das Gerät umgeworfen, löst sich ein Alarm entsprechend der Auto-Sicherung aus, der genausowenig wie dort abgestellt werden kann, indem man das Gerät wieder in die alte Lage bringt, da der „EIN"-Zustand bereits von einem einmaligen, kurzen Impuls am Eingang des Monoflops hervorgerufen wird.

Entsprechend der sich ergebenden Gesamtschaltung *(Bild 13)* verzichtet man

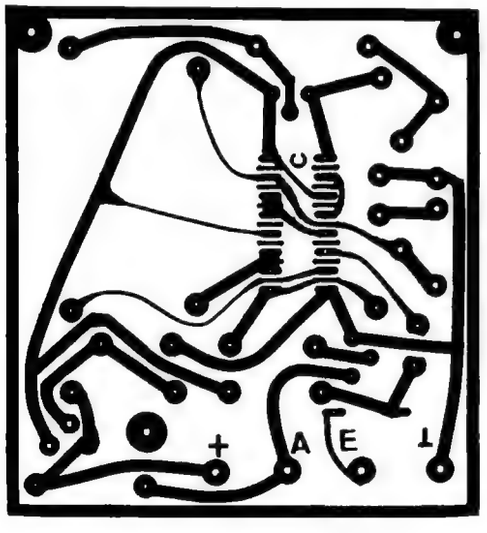
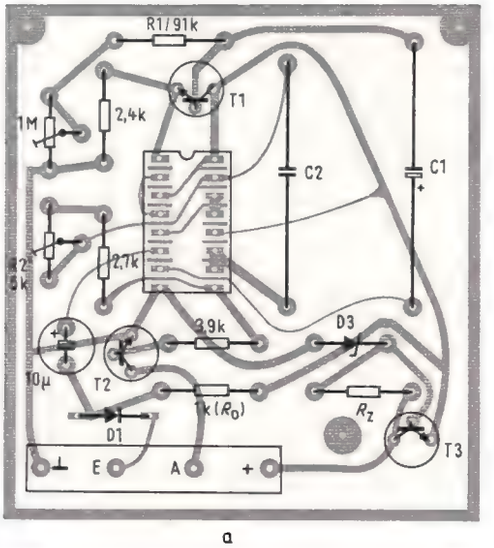
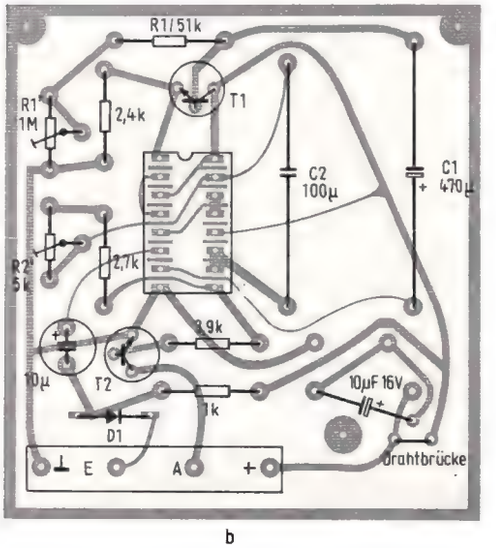


Bild 8. Platine der LSL-Ausführung



a



b

Bild 9. ▶ Bestückung der LSL-Platine.
a = bei Betriebsspannung 12 V (mit Stabilisierung);
b = bei Betriebsspannung = 12 V (unstabilisiert)

Tabelle 2. Technische Daten

Kenngröße	Größe					
	Bez.	TTL-Sch. bei			LSL-Sch. bei	
	U_{BATT} =	6 V	12 V	24 V	12 V	24 V
Zulässiger Temperaturbereich	T_{Zul}	−20 °C...+ 80 °C			−20 °C...+80 °C	
Stromaufnahme bei Nennspannung, 20 °C u. Aus-Zustand (ohne Schauzeich.)	I_{ges}	100 mA			8 mA	13 mA
Periodendauer des Hupsignals (einstellbarer Bereich bei Nennspannung und 20 °C	τ_0	1,5...4 s			1,5...4 s	
Gesamtdauer des Alarmsignals (einstellbarer Bereich bei Nennspannung und 20 °C)	τ_M	0,3...3,5 min			0,3...3,5 min	
Spannungsabhängigkeit der Zeiten bei Änderung der Betriebsspannung um 25 %	$\Delta\tau$	–	–	–	50 %	–

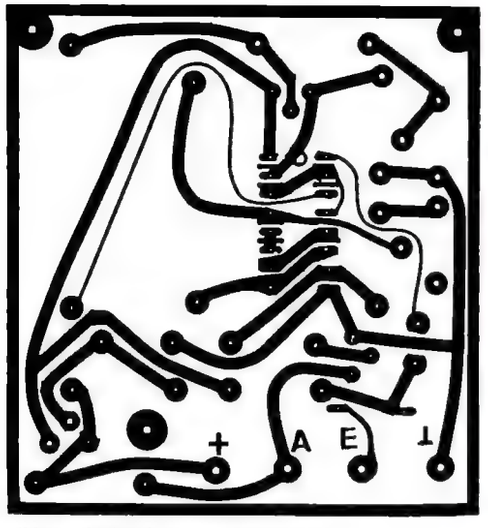


Bild 10. Platine der TTL-Ausführung

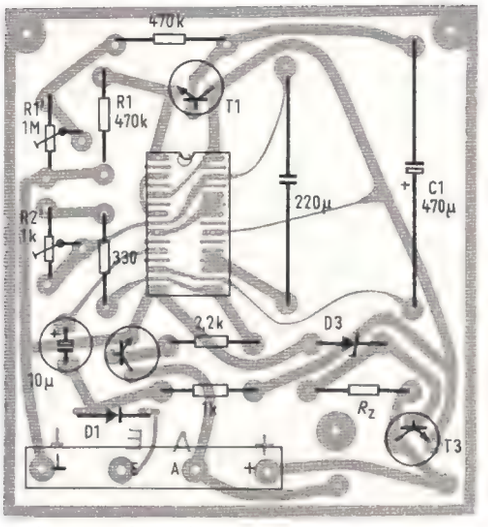


Bild 11. Bestückungsplan zu Bild 10

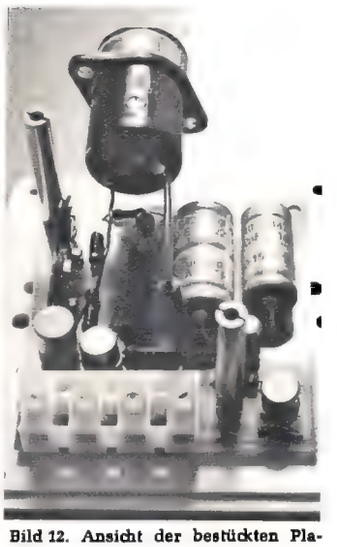
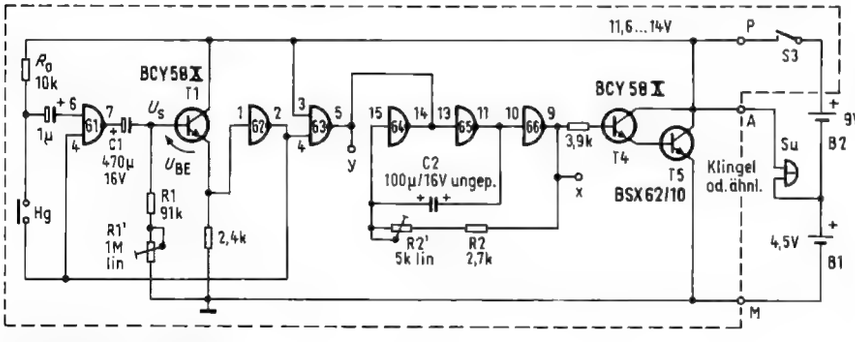


Bild 12. Ansicht der bestückten Platine

hier wegen des hohen Stromverbrauchs auf eine Betriebsanzeige. Die Betriebsdauer (= Bereitschaft ohne Alarm) ist im wesentlichen von der 9-V-Batterie abhängig und beträgt etwa acht Stunden. Die Betriebsbereitschaft wird mit einem im Gehäuseinneren eingebautem Druckknopfkontakt hergestellt, der von außen durch eine Bohrung zugänglich ist. Will man das unbefugte Außerbetriebsetzen der Anlage vermeiden, kann man mehrere Blindlöcher anbringen, so daß es schwer wird, den Aus-Schalter in entsprechend kurzer Zeit zu finden.

Auf ein Relais kann man hier verzichten, da der Ausgangs-(Darlington-)Transistor in der Lage ist, die relativ kleinen Ströme eines Summers zu schalten. Da es bei dieser Schaltung besonders auf kleine Abmessungen ankommt, sind in *Bild 14* und *15* eine besonders miniaturisierte Leiterplatte und der zugehörige Bestückungsplan abgebildet.

Bild 16 verdeutlicht den Aufbau dieser Platte und ihre Zusammenschaltung mit den Batterien und der Klingel.



Gatter G1 bis G6 = FZH 205
Anschluß 8 : Masse ; Anschluß 16 : +12V ; x,y : Meßpunkte

Bild 13. Schaltung der LSL-Ausführung für „Kipp"-Sicherung

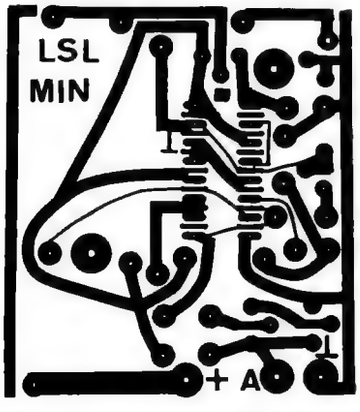


Bild 14. Platine der „Kipp"-Sicherung

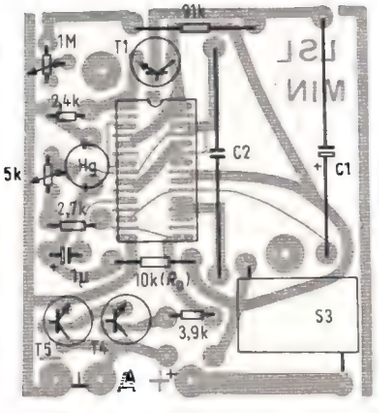


Bild 15. Bestückungsplan für Bild 14

Bild 16. Ansicht der Miniaturplatine nach Bild 14

Literatur

[1] Erlaß des Bundesverkehrs-Ministeriums vom 13. 7. 1967, Zeichen StV 7 — 8055 T/67.

[2] *Stark, G.:* Elektron. Diebstahlsicherung. FUNKSCHAU 1970, S. 696.

[3] Siemens — Halbleiterschaltbeispiele Integr. Schaltungen, 1971/72, S. 66.

[4] Siemens — Halbleiterschaltbeispiele 1970/71, S. 33...35.

[5] Siemens — Halbleiterschaltbeispiele 1968, S. 153...154.

[6] Siemens — Halbleiterschaltbeispiele 1968, S. 156...157.

Hans Schlüter, DJ 7 IC

Amateurfunk-Relais DB Ø WF

Das Berlin-Relais ist ein Stadtrelais, welches Mobil- und Portablestationen mit kleinen Leistungen und ungünstigen Antennen einen einwandfreien Funkbetrieb im gesamten Stadtgebiet ermöglicht. Als Standort bot sich der Berliner Funkturm an, woraus sich für das Relais selbst gewisse Konsequenzen ergaben.

Da nur wenig Raum zur Verfügung stand, mußte beim Entwurf des Gerätes auf geringste Abmessungen geachtet werden. Ebenso wurden Kompatibilität und Wartungsfreiheit vorausgesetzt. Eine Beeinträchtigung des Relaisempfangs durch große Feldstärken mußte vermieden werden. Herkömmliche Sende-Empfangsanlagen konnten für diesen Zweck nicht eingesetzt werden.

Erste Versuche wurden im November 1970 mit einem Röhrengerät durchgeführt, das herkömmliche Relais enthielt. Anfang 1971 wurde dann mit der Errichtung eines ersten Modells in Halbleiterausführung begonnen. Nachdem der Probebetrieb erfolgreich verlief, wurde der Aufbau neu konzipiert und die Relaisstation in endgültiger Ausführung erstellt.

Hierbei stand nur eine Zeitspanne von einem Monat zur Verfügung, da die offizielle Inbetriebnahme zur Internationalen Funkausstellung in Berlin erfolgen sollte. Gleich zu Beginn der Funkausstellung stellte sich uns eines der größten Probleme, dessen Ursache nicht, wie wir später herausfanden, beim Relais zu suchen war, sondern in der Empfängerkonzeption kommerzieller Funkgeräte, die auf dem Ausstellungsgelände unter dem Funkturm betrieben wurden. Um diesen Störungen aus dem Wege zu gehen, wurde das Relais während der Ausstellung außer Betrieb gesetzt.

Auch danach verging noch eine gewisse Zeit, ohne daß DB Ø WF vom Funkturm zu hören war, denn die Relaissondergenehmigung anläßlich der Funkausstellung war abgelaufen, und die offizielle Lizenz wurde erst im Oktober 1971 erteilt. Von diesem Zeitpunkt an arbeitet das Relais einwandfrei, die Zahl der Relaisstellenbenutzer stieg ständig, und das Relais wurde durch getätigte DX-Verbindungen weit über die Grenzen Berlins bekannt (DL, DM, OK, LA, SM). Heute arbeitet die Relaisstation *(Bild 1)* in jeder Hinsicht wartungs- und störungsfrei. Geplant ist lediglich noch eine Verbesserung der Empfangsantenne.

Zu den Besonderheiten des Relaisstandortes *Berliner Funkturm* zählt neben seiner Höhe von 150 m, die unmittelbare Nachbarschaft von neun verschiedenen öffentlichen Sendeanlagen im 80- und 160-MHz-Bereich, sowie einem Rundfunk- und Fernsehsender mit einer Strahlungsleistung von 10 kW. Sämtliche kommerziellen und Relaisantennen befinden sich auf einer Plattform von ca. 3 m × 3 m, die sich

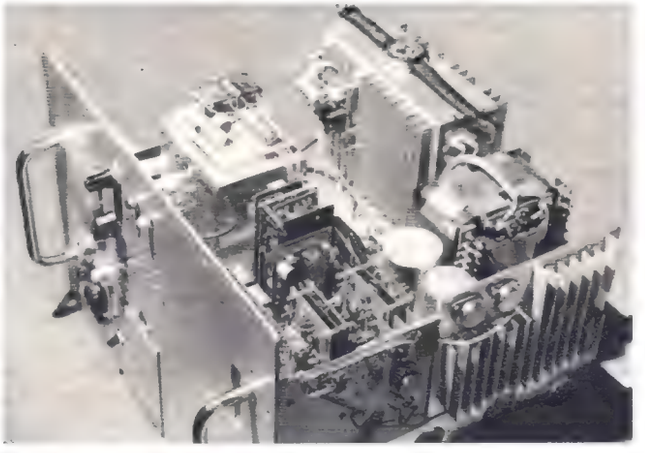
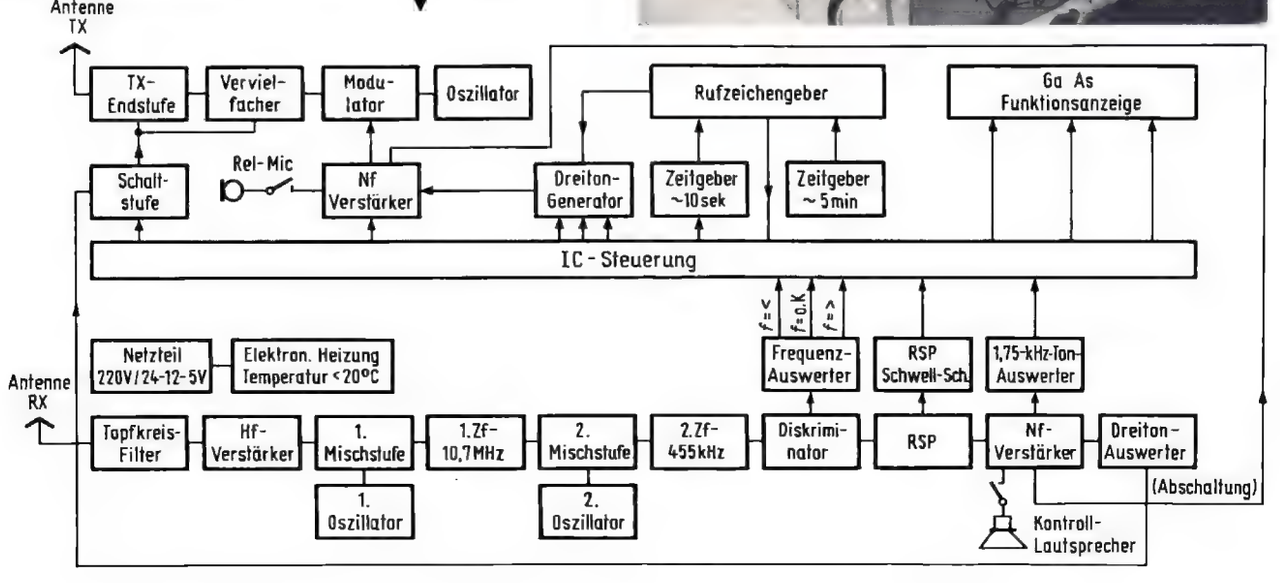


Bild 1. ▶ Das Berlin-Relais DB Ø WF, Gehäusedeckel abgenommen

Bild 2. Blockschaltbild des Berlin-Relais ▼



unmittelbar oberhalb der Aussichtsplattform befindet. Das Berlin-Relais ist das einzige, welches einen Empfänger auf dem Funkturm betreibt. Die positive Einstellung der Berliner Ausstellungsleitung (AMK) zu unserem Umsetzerprojekt ermöglichte die Nutzung dieses hervorragenden Standortes, und wir möchten nicht versäumen, der AMK im Namen aller Funkamateure unseren herzlichen Dank für die Unterstützung auszusprechen.

Auswertung der Frequenzlage

Zur Bestimmung der Frequenzlage anrufender Stationen wird der Diskriminator herangezogen. Die Diskriminatorgleichspannung (Positiv, Null oder Negativ, je nach Frequenzlage) gelangt zu einem hochohmigen Gleichspannungsverstärker, der wiederum über einen Differenzverstärker zwei Schmitt-Trigger steuert *(Bild 2)*.

Die Schaltpunkte der Schmitt-Trigger sind proportional der Frequenzablage eingestellt und über die Relaissteuerung wird nach Öffnen des Relais, zusätzlich zu einem Rückmeldeton von 800 Hz, bei Nichteinhaltung der Frequenztoleranz von ± 1,5 kHz, ein zusätzlicher Ton von 1000 Hz bei f = zu hoch, oder 500 Hz bei f = zu tief mit ausgestrahlt. Diese Einrichtung erfreut sich allgemeiner Beliebtheit, denn dadurch ist die Möglichkeit gegeben, sich auf die Empfangsfrequenz des Umsetzers einzustellen.

Fernabschaltung

Die Fernabschaltung des Relais erfolgte ursprünglich mit Hilfe eines 70-cm-Telemetrieempfängers. Um jedoch das Relais von einem mobilen oder portablen Standort abschalten zu können, wird seit kurzem die Relaisabschaltung mit Hilfe einer Dreitonsteuerung vorgenommen. Dieses Verfahren erweist sich als sicher genug, denn eine ungewollte oder unbefugte Abschaltung des Umsetzers ist bisher noch nicht vorgekommen.

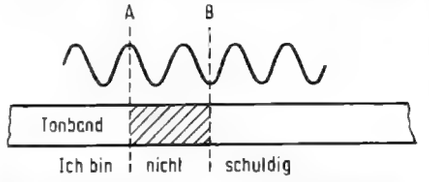
Technische Merkmale des Berlin-Relais

Kanal:	R 2 (144,15/145,75 MHz)
Hub:	± 5 kHz (Sender und Empfänger)
Sendeleistung:	8 W
Empfindlichkeit:	0,3 µV/20 dB
Öffnung des Relais:	1750 Hz ± 100 Hz 1 sec.
Haltezeit:	8 sec.
Antennen:	Groundplane, vertikal polarisiert, Höhe 150 ü. Grund
Reichweite:	Garantiert 50 km (rund)
Abmessungen:	30 cm × 40 cm × 40 cm
Senderkonzept:	Quarzfrequenz 9, . . . MHz, Phasenmodulator und mehrstufiger Vervielfacher, Endstufe 2 N 3632, Nf-Kompression und lineare Frequenzübertragung von 300 Hz bis 3,8 kHz
Empfängerkonzept:	7stufiges Eingangsteil, Fet-bestückt, 2 Topfkreisfilter, Quarzfilter 25 kHz Bandbreite, Zf-Verstärker mit doppelter Begrenzung, Rauschsperre, Nf-Filter
Steuerelektronik:	Trägerauswertung, Frequenzlageauswertung, Ruftonauswertung, digitales IS-Schaltnetzwerk, GaAs-Dioden-Funktionsanzeige, elektronischer Rufzeichengeber, Relaisabschaltung mit Dreitonauswertung, elektronisch geregelte Heizung bei Temperaturen < 20 °C
Halbleiterbestückung:	93 Transistoren, 27 integrierte Schaltungen, 37 Dioden.

„Manipulierte" Tonbänder

Die Watergate-Affäre hat in den USA zu heftigen Experten-Diskussionen darüber geführt, ob man gecutterte und auf ein neues Band überspielte Tonaufnahmen als Fälschungen erkennen könne. Während eine Gruppe behauptet, man könne die Fälschungen so *echt* herstellen, daß selbst Fachleute nichts von der vorausgegangenen Manipulation merken, streitet das die andere Gruppe rundweg ab.

Jeder Tonbandamateur weiß, daß wir im Rundfunk täglich „geschnittene" Aufnahmen hören, aus denen Versprecher oder ganze Sätze entfernt wurden, ohne daß uns das auffällt. Und jeder weiß auch, daß man z. B. den Satz: „Ich bin



Der Phasensprung bei A und B zeigt genau, daß das Wort „nicht" aus dem Band herausgeschnitten wurde

nicht schuldig" durch Herausschneiden des Wörtchens *nicht* in seiner Aussagekraft genau in das Gegenteil verwandeln kann. Der unbefangene Zuhörer wird tatsächlich keinerlei Unrat wittern. Der Fachmann achtet dagegen nicht auf den Text, sondern vielmehr auf die Nebengeräusche, die auf jeder Aufnahme im Hintergrund mit aufgezeichnet sind. So ist beispielsweise der leise Geräuschpegel, der von der Straße hereindringt, ein wichtiger Helfer beim Entlarven von Fälschungen. Beim Herausschneiden eines Wortes paßt er nicht mehr „lückenlos" zusammen. Geschickte Manipulatoren kaschieren solche Sprünge beim Überspielen durch eingeblendetes Räuspern oder Stuhlrücken.

Eine sichere Hilfe zum optischen Nachweis von Manipulationen bietet das leise Summen von Leuchtstofflampen (100 Hz) oder das Rauschen einer Klimaanlage. Man filtert das Geräusch scharf aus der Aufnahme heraus und gibt es auf einen Oszillografen. Wie das *Bild* erkennen läßt, muß beim Herausschneiden des Wortes „nicht" mit sehr hoher Wahrscheinlichkeit bei den Punkten A-B ein Phasensprung sichtbar werden.

Ein Abhörspezialist wies zusätzlich auf folgende Erscheinung hin: Zum heimlichen Mitschneiden von Gespächen werden üblicherweise Geräte mit Aussteuerungsautomatik benutzt. Bei ihnen schwankt das Hintergrundgeräusch in der Amplitude, und zwar abhängig von der Sprechrichtung des Abzuhörenden und von den Sprachpausen. Hier lassen sich Schnittstellen besonders leicht erkennen, weil sie in der Regel zu starken Pegelsprüngen der Hintergrundgeräusche führen. Kühne

Präsident der JARL in München

Die Münchner Funkamateure hatten kürzlich einen hohen Besuch. Während einer Versammlung der UKW-Gruppe München konnten sie den Präsidenten der Japanischen Amateur-Radio-Liga (JARL), OM Hara, JA 1 AN, begrüßen. Der Gastgeber, OM Josef Hengstberger, DJ 9 HJ, überbrachte dem Gast eine Einladung zur Besichtigung des Zugspitzrelais der Funkamateure.

Vor der Abfahrt von oben erläuterte DJ 9 HJ an Hand einer ADAC-Notrufkarte das Prinzip eines Notrufes über ein Relais. Während der Fahrt nach Garmisch hatten die UKW-Amateure die einmalige Gelegenheit, eine japanische Station (JA 1 AN / DL) zu arbeiten. Der „drahtlose Andrang" war sehr groß. Auf der Zugspitze konnte dann OM Hara das höchste Relais in DL besichtigen *(Bild)*. Er interessierte sich sehr dafür, da man in Japan gerade dabei ist, ein Relaisstellennetz aufzubauen. DJ9HJ

Widerstandsmeßgerät mit linearer Skala

Rudolf Brockmann
1. Preisträger des
FUNKSCHAU-Wettbewerbs 1973

In diesem Beitrag wird ein direktanzeigendes Widerstandsmeßgerät beschrieben, dessen Anzeigeinstrument eine lineare Skalenteilung aufweist. Der Meßbereich des Gerätes reicht von 20 Ω (Vollausschlag) bis 100 MΩ. Die Vorteile des beschriebenen Gerätes liegen neben der linearen Anzeigeskala in der einfachen und schnellen Bedienung und Ablesung, in dem weiten Meßbereich und in der verhältnismäßig hohen Anzeigegenauigkeit. Außerdem gestattet das Gerät Messungen von Kapazitäten über 1 µF. Der Nachbau des Gerätes ist unkritisch und dürfte keine Schwierigkeiten bereiten.

Im Prinzip besteht das Gerät aus einem als *invertierender Verstärker* geschalteten Operationsverstärker (IS 3 in Bild 2). Der unbekannte Widerstand R_x liegt dabei im Gegenkopplungszweig des Verstärkers.

Zur Erinnerung eine kurze Erklärung des Begriffs „Operationsverstärker", auch Rechenverstärker genannt: Unter einem Operationsverstärker versteht man einen Verstärker mit nahezu idealen Eigenschaften, d. h. sehr großer („unendlicher") Verstärkung, sehr großem Eingangswiderstand, kleinem Ausgangswiderstand und hoher Gleichtaktunterdrückung. Die Verstärkung eines Operationsverstärkers läßt sich durch Gegenkopplung mit äußeren Widerständen reduzieren und ist dann nur noch durch das Verhältnis der Widerstände bestimmt. *Bild 1* zeigt einen als invertierender Verstärker geschalteten Operationsverstärker. In dieser Schaltung ist:

$$U_a = -U_e \cdot \frac{Rx}{Re}$$

wobei wieder hohe Verstärkung und hoher Eingangswiderstand des Operationsverstärkers vorausgesetzt sind. Bei konstanter Eingangsspannung U_e ist die Ausgangsspannung U_a ein direktes Maß für den Widerstand R_x. *Bild 2* zeigt das vollständige Schaltbild des Widerstandsmeßgerätes.

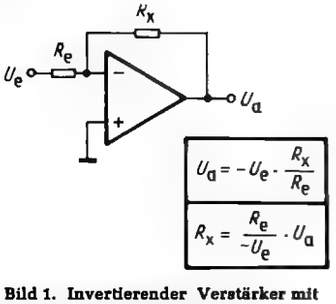


Bild 1. Invertierender Verstärker mit einem Operationsverstärker

Schaltung und Aufbau

Die Eingangsspannung für den Operationsverstärker IS 3 wird mit IS 1; IS 2 und T 5 erzeugt. Sie beträgt in den Meßbereichen 20 Ω und 100 Ω – 0,5 V, in den Bereichen 1 kΩ bis 100 MΩ – 5 V. Da die Anzeigegenauigkeit und Konstanz des Gerätes direkt von diesen Eingangsspannungen abhängt, ist für die Erzeugung ein etwas höherer Aufwand notwendig.

Die Eingangswiderstände für den Verstärker IS 3 sind die engtolerierten Meßwiderstände R 6 bis R 13. Diese Widerstände entsprechen in ihren Werten den jeweiligen Meßbereichen des Gerätes und werden mit dem Meßbereichschalter

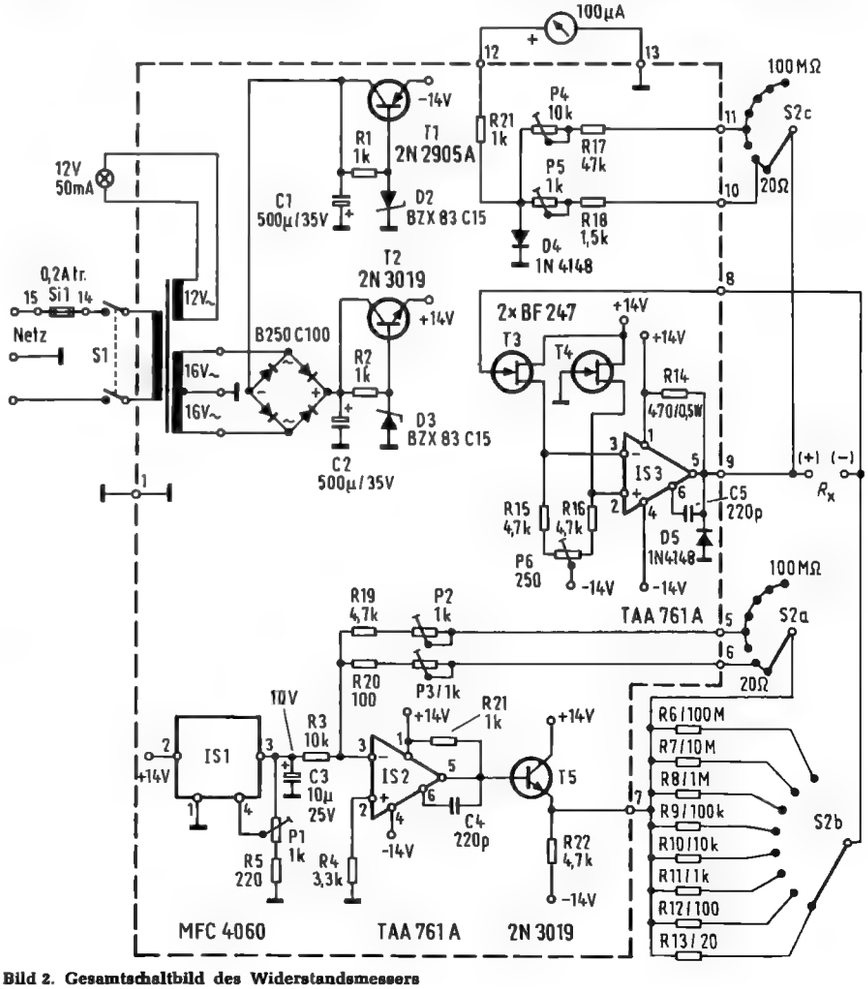


Bild 2. Gesamtschaltbild des Widerstandsmessers

S 2 umgeschaltet. Für die hochohmigen Bereiche ab 10 MΩ ist der Eingangswiderstand des preiswerten integrierten Verstärkers TAA 761 A nicht ausreichend groß. Da Operationsverstärker mit FET-Eingang teuer sind, wurde bei diesem Gerät je ein Feldeffekttransistor (T 3 und T 4) als Sourcefolger vor die Eingänge von IS 3 geschaltet. Um eine gute Symmetrie der Eingänge zu erhalten, wurden aus einer kleinen Anzahl (5 Stück) FET zwei Exemplare mit annähernd gleichem U_{GS} ausgesucht. *Bild 3* zeigt hierfür die Meßschaltung. Abweichungen von U_{GS} bis 0,5 V können mit dem Symmetrierpotentiometer P 6 ausgeglichen werden.

Um Temperatureinflüsse gering zu halten sind die beiden FET T 3 und T 4 zusätzlich mit einem Al-Blechstreifen thermisch gekoppelt (Bild 7).

Am Ausgang des Verstärkers IS 3 ist das Anzeigeinstrument über entsprechende Vorwiderstände angeschlossen. Die dritte Ebene von S 2 schaltet hierbei die Empfindlichkeit des Anzeigeinstrumentes auf die unterschiedlichen Eingangsspannungen von IS 3 um.

Die Diode D 4 ist eine Schutzdiode für das Anzeigeinstrument, wenn die Klemmen R_x offen sind. In diesem Fall ist die Ausgangsspannung von IS 3 etwa +12 V, da die Gegenkopplung durch R_x fehlt. Die Diode D 5 begrenzt die Ausgangsspannung des Verstärkers beim Abschalten des Gerätes.

Die Betriebsspannungen des Gerätes, +14 V und −14 V, werden in den einfachen Stabilisierungsschaltungen mit T 1, T 2, D 2 und D 3 erzeugt.

Der preiswerte integrierte Spannungsregler MFC 4060 (IS 1) liefert eine geregelte Spannung hoher Konstanz von +10 V. Aus diesen +10 V werden mit dem Operationsverstärker IS 2 die Eingangsspannungen für IS 3 gewonnen.

Im 20-Ω-Bereich muß der Verstärker IS 3 einen verhältnismäßig hohen Strom liefern, aus diesem Grunde ist an IS 3 eine Kühlfahne angebracht. Es empfiehlt sich, die Kühlfahne mit Wärmeleitpaste (Silikonfett) an die integrierte Schaltung anzukoppeln. Wird auf den 20-Ω-Bereich verzichtet, kann die Kühlfahne entfallen. In diesem Fall ist R 14 in 1 kΩ zu ändern.

Der mechanische Aufbau des Gerätes ist einfach, da alle Teile an der Frontplatte befestigt sind. Das Gerät besteht aus der bestückten Leiterplatte, die auch den Netztransformator trägt, dem Anzeigeinstrument, dem Bereichschalter, dem Netzschalter und den Anschlußklemmen für R_x.

Die *Bilder 4* bis *7* sind die Zeichnungen der Frontplatte, der Plexiglasscheibe zur Abdeckung der Beschriftung, der Kühlfahne für IS 3 und der Ausgleichsschelle für T 3 und T 4. Die *Bilder 8* bis *10* zeigen die bestückte Leiterplatte und das fertige Gerät in Vorder- und Rückansicht.

Abgleich des Gerätes

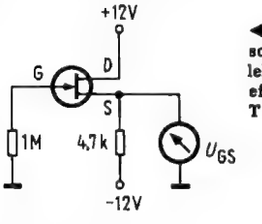
Vor der Inbetriebnahme des Gerätes wird eine Sichtkontrolle des gesamten Aufbaues durchgeführt und der mechanische Nullpunkt des Anzeigeinstrumentes eingestellt.

Nach dem Einschalten mißt man zuerst die Betriebsspannungen +14 V und −14 V, die auf ±0,5 V genau sein sollten. Anschließend wird am Ausgang (Stift 3) von IS 1 mit dem Einsteller P 1 eine Spannung von +10 V eingestellt.

Die Eingangsspannung für IS 3 legt man im Bereich 100 Ω mit P 3 auf −0,5 V und im Bereich 1 kΩ mit P 2 auf −5 V fest, jeweils gemessen am Emitter von

Rudolf Brockmann

Geboren am 24. 4. 1935 in Potsdam. Besuchte bis 1950 die Mittelschule in Berlin und durchlief von 1950 bis 1953 bei der Ostberliner Postverwaltung eine Fernmeldelehre. Bis 1955 Labormechaniker im VEB Funkwerk Köpenick. 1955 bis 1958 Studium an der Ingenieurschule Gauß, Berlin. Von 1959 bis 1964 arbeitete R. Brockmann im Ferritlaboratorium der Valvo GmbH, Hamburg, sowie in der dortigen betriebsinternen Meßgeräteentwicklung. Seit 1965 ist Brockmann bei Krautkrämer, Köln, in der Elektronik-Entwicklung für Seriengeräte der zerstörungsfreien Werkstoffprüfung mit Ultraschall tätig.



◀ Bild 3. Meßschaltung zum Selektieren der Feldeffekttransistoren T 3 und T 4

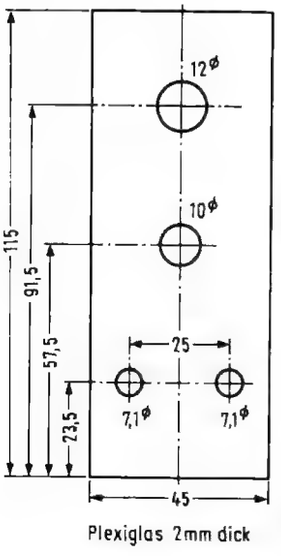
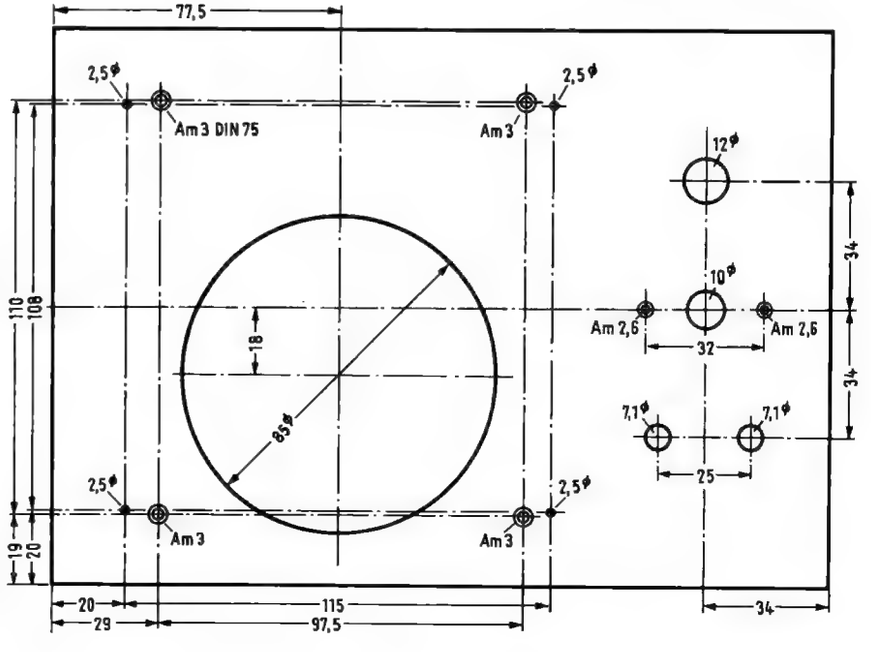


Bild 4. ▶ Bohrplan der Frontplatte des Gehäuses



◀ Bild 5. Abdeckplatte für die Beschriftung des Gerätes

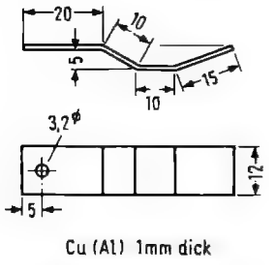
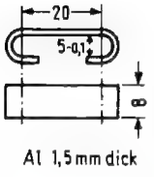


Bild 6. Kühlfahne für den Operationsverstärker IS 3



◀ **Bild 7. Ausgleichsstreifen für die Feldeffekttransistoren T 3 und T 4**

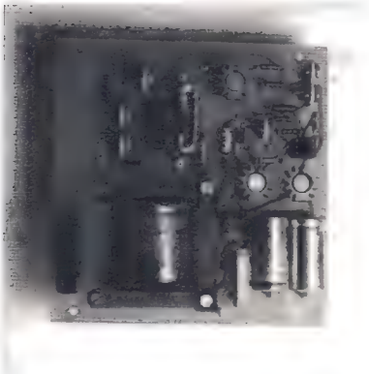


Bild 8. Ansicht der bestückten Leiterplatte. Die Kühlfahne für IS 3 ist hier noch nicht montiert

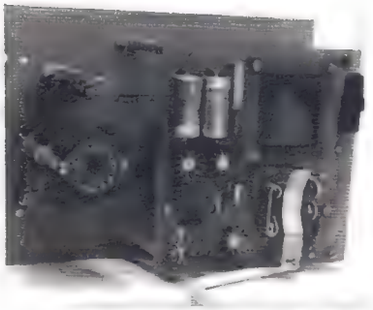


Bild 9. Rückansicht des fertigen Gerätes

Bild 10. Vorderansicht des fertigen Gerätes

Bild 11. Druckvorlage der Leiterplatte (Lötseite), Maßstab 1:1

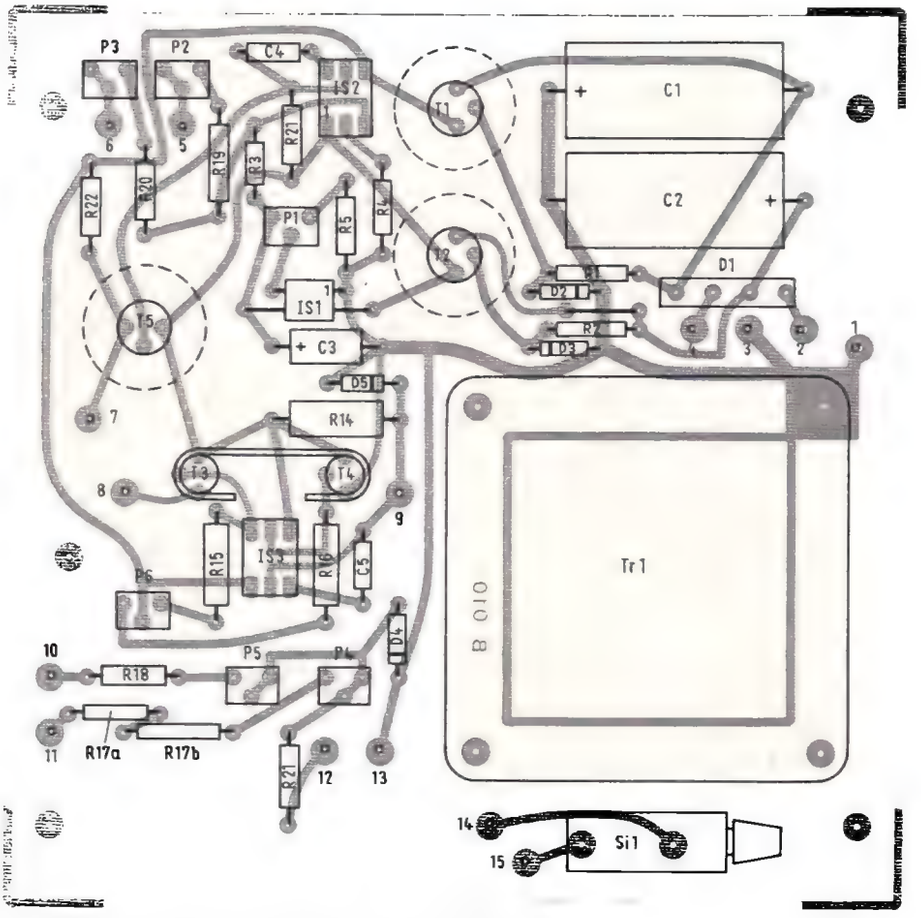


Bild 12. Bestückungsplan der Leiterplatte, Bauelementeseite

T 5 (Anschluß 7 der Leiterplatte). Mit dem Einsteller P 6 muß jetzt die Offsetspannung des Operationsverstärkers IS 3 und die Unsymmetrie der FET T 3 und T 4 eingestellt werden. Dazu trennt man die Bereichswiderstände R 6 bis R 13 vom Schleifer des Schalters S 2a und vom Emitter T 5 ab und legt sie auf Masse. Die Eingangsspannung von IS 3 beträgt jetzt also 0 V. Im Bereich 1 MΩ wird mit dem Einsteller P 6 das Anzeigeinstrument auf 0 Skt. eingestellt. Die Masseverbindung zu den Bereichswiderständen hebt man auf und stellt die Verbindungen zum Schalter S 2a und zum Emitter T 5 wieder her.

Zuletzt müssen die Vorwiderstände des Anzeigeinstrumentes noch auf die Empfindlichkeit von 0,5 V (Bereich 20 Ω/100 Ω) bzw. 5 V in den übrigen Meßbereichen eingestellt werden. Am einfachsten ist dies mit zwei Meßwiderständen, z. B. 100 Ω und 1 kΩ oder 10 kΩ o. ä., durchzuführen. Diese Meßwiderstände werden nacheinander an die Klemmen R_x angeschlossen, und in den jeweiligen Bereichen stellt man mit P 4 bzw. P 5 das Anzeigeinstrument auf Vollausschlag ein.

Stehen keine Meßwiderstände zur Verfügung, muß mit einer externen Gleichspannung abgeglichen werden. Dazu ist der Schleifer von S 2c von der Schaltung des Gerätes abzutrennen. An den Schleifer S 2c wird im Bereich 1 kΩ eine externe Gleichspannung von genau +5 V angelegt und das Anzeigeinstrument des Widerstandsmessers mit P 4 auf Vollausschlag eingestellt. Anschließend reduziert man die externe Gleichspannung auf genau 0,5 V und stellt im Bereich 100 Ω das Anzeigeinstrument mit P 5 auf Vollausschlag ein. Die externe Gleichspannung wird entfernt und die Leitung zum Schleifer von S 2c wieder angelötet. Das Gerät ist jetzt fertig abgeglichen und betriebsbereit.

Hinweise für den Aufbau

Bei der Verdrahtung sollen die Wechselspannungsleitungen (Leitungen zum und vom Netztransformator) verdrillt und auf jeden Fall in einem separaten Kabelbaum zusammengeführt werden. In einem zweiten Kabelbaum lassen sich bedenkenlos alle anderen Leitungen zusammenlegen.

Weiterhin ist auf einen einwandfreien Meßbereichschalter und auf R_x-Klemmen mit guten Isolationseigenschaften zu achten. Die Meßwiderstände R 6 bis R 13 sind direkt an den Schalter S 2 angelötet und an einer vierten Ebene zusammengefaßt. Der Schleifer dieser vierten Schalterebene wurde entfernt. Insgesamt ist der Aufbau des Gerätes unkritisch.

Im Mustergerät ist der oberste Bereich mit 1000 MΩ ausgeführt worden. Das Gerät arbeitet auch in diesem Bereich noch einwandfrei, jedoch machen sich, je nach Leitungslänge, 50-Hz-Einstreuungen in das Meßobjekt bemerkbar.

Messung von Kapazitäten

Zuletzt soll noch eine weitere interessante und nützliche Anwendungsmöglichkeit des Widerstandsmessers beschrieben werden. Legt man an die R_x-Klemmen einen Kondensator, so erhält man einen idealen Integrator. Die Anzeige des Gerätes steigt linear mit der Zeit an, wobei der angezeigte Wert von der Eingangsspannung, dem Eingangswiderstand, der Kapazität und der Zeit wie folgt abhängt:

$$U_a = \frac{U_e \cdot t}{R_e \cdot C}$$

Mißt man die Zeit, die von 0 Skt. (Aufheben eines Kurzschlusses des Kondensators) bis zum Vollausschlag des Anzeigeinstrumentes vergeht, so ergibt sich, da $U_a = U_e$ ist:

$$t = R_e \cdot C$$

Im Bereich 1 MΩ entspricht also die gemessene Zeit in s genau der Kapazität in µF.

Besonders für Elektrolytkondensatoren ergibt sich damit eine einfache Meßmethode, wobei allerdings die Polarität beim Anschluß an das Gerät beachtet werden muß. Der Plus-Pol des Kondensators muß an den Verstärkerausgang angeschlossen werden.

Wickeldaten des Netztransformators

Kern M 55, Dyn.-Blech IV	
Primärwicklung:	2480 Wdg./0,15 CuL
Sekundärwicklung 1 (12 V):	155 Wdg./0,2 CuL
Sekundärwicklung 2 (32 V):	410 Wdg./0,3 CuL Anzapfung bei 205 Wdg.

Im Mustergerät verwendete Spezialteile

1. Operationsverstärker TAA 761 A, Siemens (ZB-Lagernr. 7236)
2. Gleichrichterbrücke B 250 C 1000, Siemens (ZB-Lagernr. 4849)
3. Spannungsregler MFC 4060, Motorola
4. Si-Diode 1 N 4148 (Ersatz 1 N 914)
5. Z-Diode BZX 83 C 15 (Ersatz ZF 15)
6. pnp-Transistor 2 N 2905 A (Ersatz BSV 15–16)
7. npn-Transistor 2 N 3019 (Ersatz BSY 56)
8. Kühlkörper TO 5, Best.-Nr. 104 425 (für T 1; T 2 und T 5)
9. Trimmpotentiometer Ruwido P 650 C
10. FET BF 247 (Ersatz BF 245 B) Texas Instruments
11. Anzeigeinstrument 100 µA/2 kΩ, Gossen Px 2, Best.-Nr. 1311–PO34
12. Bereichschalter BS 4 x 8 k T = 12 mit Anschlag Ag.-platt. +hv Polys. GF 1004 212
13. Netzschalter MLB-2085 mit Lampe 12 V/50 mA
14. Meßwiderstände
    20 Ω bis 1 MΩ/±1 % Rsx 3
    10 MΩ/±1 % Rmx 51
    100 MΩ/±2 % Rmx 51
15. Meßwiderstände (Ersatzangabe)
    20 Ω bis 1 MΩ/±1 % B 51 266
    10 MΩ/±1 % B 51 267
    100 MΩ/±5 % B 53 265
16. Sicherungshalter mit Kappe, Best.-Nr. PL 19 596 und PL 19 583
17. Gehäuse, Best.-Nr. G 2 N-2

Lieferantennachweis

Pos. 1; 2 und 15: Siemens Zentralbauteilelager Fürth
Pos. 3 bis 9: RTG, Dortmund
Pos. 10: Celdis GmbH, Nürnberg (und andere Distributoren)
Pos. 11: Gossen GmbH, Erlangen
Pos. 12: EBE GmbH, Stetten/Filder
Pos. 13: Bürklin, Düsseldorf
Pos. 14: Firmengruppe Roederstein, Landshut
Pos. 16: Wickmann, Witten-Annen
Pos. 17: Schroff, Karlsruhe

Alfred Hauenstein

Nf-Verstärker mit integrierter Schaltung und Darlington-Transistoren

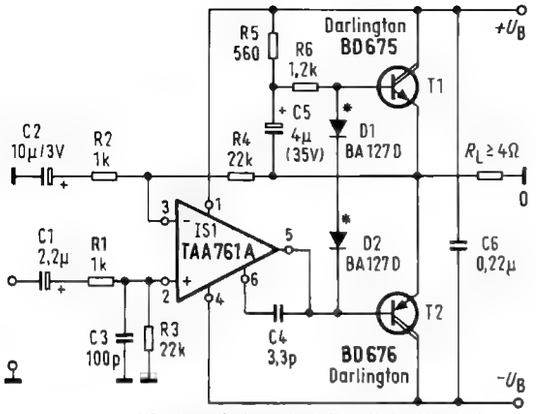
Bei direkter Ansteuerung der Epibasis-Darlington-Endstufe BD 675/676 im SOT-32-Gehäuse mit der integrierten Schaltung TAA 761 A wird eine maximale Ausgangsleistung von 25 W erreicht, die vor allem durch die höchst zulässige Betriebsspannung der IS TAA 761 A begrenzt wird. Die *Bilder 1* und *2* zeigen Verstärker mit 10 W, 15 W, 20 W und 25 W Ausgangsleistung mit kapazitiver und Gleichstrom-Kopplung des Lautsprechers; die *Tabellen 1* und *2* nennen ihre technischen Daten.

Die Vorteile dieser Verstärker gegenüber Einzelhalbleiter-Vorstufen sind:

1. keine Ruhestromeinstellung,
2. keine Emitterwiderstände und
3. dadurch etwa 20 % mehr Ausgangsleistung.

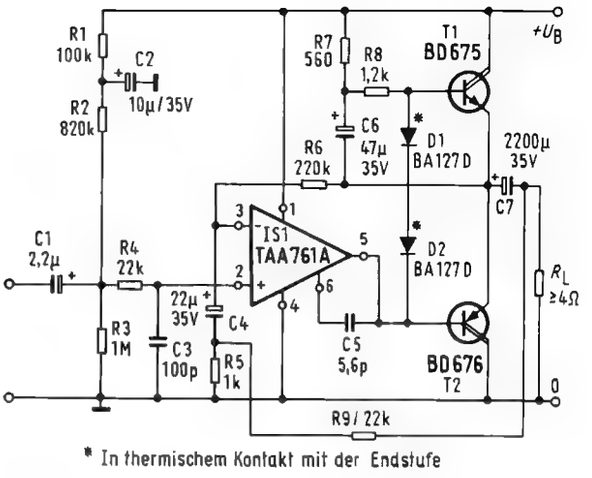
Nachteilig ist der etwas größere Klirrfaktor bei kleiner Aussteuerung. Wird eine Kurzschlußsicherung gefordert, entfallen Punkt 2 und 3. Eine Kurzschluß-

(Nach Siemens-Halbleiterschaltbeispiele 1973)



◀ **Bild 1. Nf-Verstärker mit Gleichstromkopplung des Lautsprechers**

Bild 2. ▶ Nf-Verstärker mit kapazitiver Kopplung des Lautsprechers



sicherung ist wegen der höheren Verstärkung und deshalb stärkeren Schwingneigung schwieriger durchzuführen.

Der Klirrfaktor bei kleiner Aussteuerung kann durch stärkere Gegenkopplung weiter reduziert werden, indem man R 2 vergrößert.

Die Eingangs-Null-Spannung und der Eingangs-Null-Strom des TAA 761 A verursachen am Ausgang des Verstärkers ein Gleichspannungspotential von maximal ± 70 mV. Ein Nullabgleich ist deshalb nicht nötig.

Ing. (grad.) Christian Rockrohr

Steuerteil für eine Kfz-Alarmanlage

Gegen die immer zahlreicheren und in zunehmenden Maße auch professionell ausgeführten Kfz-Einbrüche und Diebstähle ist man im allgemeinen machtlos, jedoch ergibt eine gute Alarmanlage einen gewissen Schutz und hindert den oder die Einbrecher an der Vollendung des Vorhabens.

Für diese Alarmanlagen gelten gewisse gesetzliche Vorschriften. Daueralarm ist z. B. verboten (Ruhestörung) und nur für den Fall erlaubt, wenn die aufgebrochene Autotür nicht wieder geschlossen wird. Ansonsten muß der Alarm nach 30 s aufhören.

Die meisten im Handel erhältlichen Alarmanlagen nützen das unbefugte Einschalten der Zündung zur Alarmauslösung. In diesem Fall ist also das Aufbrechen und Entfernen von Wertgegenständen oder der Ausbau von Autoradio und anderen Dingen immer noch möglich.

Aufgrund eigener trüber Erfahrungen wurde eine Alarmanlage gebaut, welche einerseits die gesetzlichen Vorschriften berücksichtigt und andererseits einige Vorzüge gegenüber üblichen Alarmanlagen besitzt. So ist diese Anlage für 6 V und 12 V Batteriespannung verwendbar. Dazu muß nur das entsprechende Relais eingebaut und die diversen Zeitkonstanten neu eingestellt werden. Ferner wird nach dem Einschalten bzw. Schärfen der Anlage erst eine beliebig einzustellende Totzeit wirksam, so daß das Fahrzeug nicht fluchtartig verlassen werden muß. Diese Totzeit beträgt zweckmäßigerweise etwa eine Minute. Anschließend ist die Anlage scharf und löst z. B. nach dem Öffnen der Tür über den Türkontakt einen verzögerten Alarm aus. Die Verzögerungszeit ist einstellbar von etwa 1...30 s. Ein günstiger Wert ist 15 s. Eine kürzere Zeitspanne ließe an dem hastigen Griff zum versteckt angebrachten Ausschalter einen Außenstehenden erkennen, wo sich dieser Schalter befindet.

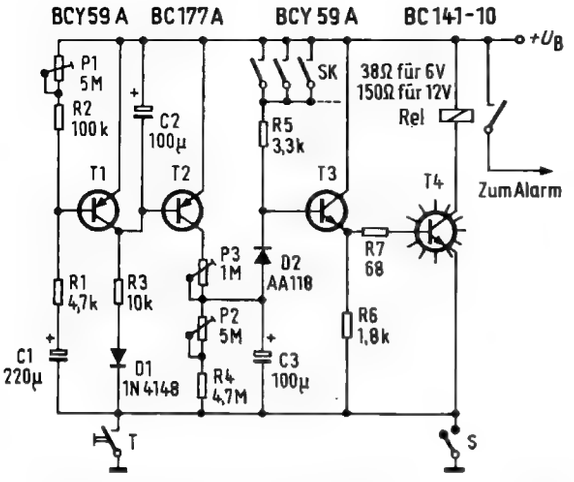
Das vorliegende Gerät enthält noch die Möglichkeit einer unverzögerten Alarmgabe, um z. B. ein Eindringen

Tabelle 1. Technische Daten der Verstärker mit Gleichstromkopplung nach Bild 1

Nennausgangsleistung $P_{a\,nenn}$ ($k = 1$ %):	10	15	20	25	W
Lastwiderstand:	4	4	4	4	Ω
Betriebsspannung:	+ 10,5 − 12	+ 13 − 14,5	+ 14 − 15,5	+ 15,5 − 17	V V
Stromaufnahme $P_a = 0$:		≈ 10			mA
$P_{a\,nenn}$:	0,72	0,88	1	1,1	A
Nenneingangsspannung:	0,29	0,35	0,4	0,45	V
Eingangswiderstand:	22	22	22	22	kΩ
Spannungsfrequenzgang (− 1 dB, ½ $P_{a\,nenn}$):		23 Hz...40 kHz			
Leistungsfrequenzgang (− 1 dB, $k = 1$ %):		< 20 Hz...30 kHz			
Klirrfaktor bei ½ $P_{a\,nenn}$, 50 Hz...15 kHz:	0,3	0,3	0,3	0,3	%
bei 0,1 W bis $P_{a\,nenn}$, 50 Hz...15 kHz:	< 1	< 1	< 1	< 1	%
Wärmewiderstand des Kühlkörpers je Endstufentransistor:	14	9	7	5	K/W

Tabelle 2. Technische Daten der Verstärker nach Bild 2

Nennausgangsleistung $P_{a\,nenn}$ ($k = 1$ %):	10	15	20	25	W
Lastwiderstand:	4	4	4	4	Ω
Betriebsspannung:	22,5	27,5	29,5	32,5	V
Stromaufnahme $P_a = 0$:		≈ 10			mA
$P_{a\,nenn}$:	0,72	0,88	1	1,1	A
Nenneingangsspannung:	0,32	0,4	0,45	0,5	V
Eingangswiderstand:		400			kΩ
Spannungsfrequenzgang (− 1 dB, ½ $P_{a\,nenn}$):		35 Hz...30 kHz			
Leistungsfrequenzgang (− 1 dB, $k = 1$ %):		30 Hz...23 kHz			
Klirrfaktor bei ½ $P_{a\,nenn}$, 50 Hz...15 kHz:	0,3	0,3	0,3	0,3	%
bei 0,1 W bis $P_{a\,nenn}$, 50 Hz...15 kHz:	< 1	< 1	< 1	< 1	%
Wärmewiderstand des Kühlkörpers je Endstufentransistor:	14	9	7	5	K/W



Schaltung des Steuerteils für eine Kfz-Alarmanlage

durch das Ausstellfenster von vornherein zu verhindern. Natürlich lassen sich über diesen Sofortalarm-Kontakt auch Kofferraum und Motorhaube absichern. Geber für diese Sofortalarmauslösung sind kleine Mikroschalter, die so anzuordnen sind, daß der Kontakt bei geschlossenen Fenstern und Hauben unterbrochen ist.

Da es sich bei dem vorliegenden Gerät nur um ein Steuergerät mit Relaisausgang handelt, kann der Anwender seine eigenen Wünsche hinsichtlich der Art des erzeugten Alarms verwirklichen. Im Normalfall werden Hupe/Horn und Beleuchtung eingeschaltet. Beim Gerät des Verfassers besteht zusätzlich noch die Möglichkeit eines stummen Alarms über das im Fahrzeug eingebaute Funkgerät, welches sich nach Auslösung des Alarms einschaltet und einen Tonruf abgibt. Der Möglichkeiten sind also keine Grenzen gesetzt.

Aus dem *Bild* ist die Schaltung des Steuerteiles ersichtlich. Der Schalter S schaltet die Anlage vor dem Verlassen des Fahrzeuges ein. Nun tritt die Totzeitschaltung, bestehend aus T 1, C 1 und P 1 in Aktion. Der Transistor T 1 ist anfangs durchgeschaltet, da sich der Kondensator C 1 über die Widerstände R 1, R 2, P 1 aufzuladen beginnt. Solange T 1 leitet, kann sich C 2 nicht aufladen und deshalb auch keine Alarmgabe über den Türkontakt erfolgen. Das Trimmpotentiometer P 1 stellt die Ladezeit von C 1 und damit auch die Totzeit ein. Hat sich nun C 1 soweit aufgeladen, daß T 1 sperrt, so ist die Anlage scharf. Betätigt man nun den Türkontakt T durch Öffnen der Tür, so beginnt sich C 2 über R 3 und die Diode D 1 aufzuladen. Das geht relativ rasch vor sich, d. h. C 2 wird in kurzer Zeit voll aufgeladen, damit eine genügend große Spannungsreserve für die Abfallverzögerung vorhanden ist.

Nachdem nun T 2 durchgeschaltet hat, wird C 3 über das Trimmpontentiometer P 3 aufgeladen. Die Ladezeit stellt P 3 ein. Zweckmäßig ist eine Zeit von etwa 15 s, wie schon vorher erwähnt. Ist bei der Ladung von C 3 die Spannung erreicht, bei der T 3 und somit auch T 4 durchschalten, zieht das Relais an. Dieses Relais schaltet die zur Alarmgabe vorgesehenen Einrichtungen ein. Bleibt der Türkontakt an Masse bzw. die Autotür offen, dauert der Alarm an. Wird die Tür gleich wieder geschlossen, so entladen sich C 2 und C 3 wieder. C 3 entlädt sich über R 4 und P 2. P 2 beeinflußt also die Abfallverzögerung. Diese Zeit darf laut Gesetz 30 s nicht überschreiten. Nach dieser Zeit sperren T 3 und T 4 wieder, das Relais fällt ab und die Anlage ist wieder bereit zur erneuten Auslösung. Die Sofortalarmkontakte Sk lösen den Alarm sofort ohne Verzögerung aus.

Zweckmäßig ist die Erweiterung des Türkontakteinganges um sogenannte Sitzkontakte, um der Gefahr eines besonders gerissenen Einbrechers zu begegnen, welcher in Erwartung einer Alarmanlage nach dem Einstieg in das Fahrzeug die Tür noch innerhalb der 15 s wieder schließt. Diese Sitzkontakte fertigt man sich am besten aus Relaiskontakten und bringt diese so unter dem Sitz an, daß beim Sitzen die Kontakte entweder nach Masse gedrückt werden oder über eine getrennte Masseleitung Massekontakt geben.

Die interessantesten Bauanleitungen aus Praxis und Hobby im vergangenen halben Jahr

Scheibenwischerautomatik	Heft 6, Seite 201
Akkumulator-Ladegerät 12 V/5 A	Heft 8, Seite 271
Elektronischer Lottozahlengenerator	Heft 9, Seite 334
Fotoelektrischer Blitzauslöser	Heft 9, Seite 337
Nf-Millivoltmeter mit FET	Heft 10, Seite 369
Fernsteuerempfänger mit Keramikfilter	Heft 11, Seite 401
Vielseitiger Durchgangsprüfer mit „Pfiff"	Heft 13, Seite 479
Quarzzeitbasis für universelle Anwendung	Heft 13, Seite 482
Nf-Frequenzmesser von 10 Hz bis 100 kHz	Heft 14, Seite 530
Labornetzgerät mit integrierten Schaltungen	Heft 15, Seite 567
Thyristorgeregeltes Gleichrichtergerät für Batterieladung und Netzversorgung	Heft 16, Seite 599
Elektronische Leslie-Einrichtung	Heft 17, Seite 647
Fahrstrom-Regelung bei Modell-Eisenbahnen	Heft 18, Seite 711

Bausätze oder Platinen sind für mehrere der vorstehend genannten Bauanleitungen lieferbar.

Egon Koch DL 1 HM

Ein Stations- und Peilempfänger für das 2-m-Band

Der regionale Amateurfunkverkehr wickelt sich heute größtenteils auf dem 2-m-Band ab. Durch Vermittlung über automatische Relaisstationen auf hochgelegenen Punkten erzielen die Amateure auch aus Tallagen heraus mit 1-Watt-Sprechfunkgeräten Reichweiten, die zwischen 30 km und 300 km liegen können. Für den Anfänger ist es besonders reizvoll, einen durchstimmbaren Empfänger zu haben, um den Funkverkehr im gesamten Band zu beobachten. Dieses Gerät kann auch unterwegs und für Fuchsjagden verwendet werden.

Beim Entwurf des Empfängers *(Bild 1)* wurde vor allem Wert darauf gelegt, daß er nicht nur stationär betrieben und aus dem Netz gespeist wird, sondern sich auch für Fuchsjagden eignet. Dabei erfolgt die Stromversorgung aus drei 4,5-V-Flachbatterien. Bei dieser Betriebsart trägt man das Gerät an einem um den Hals gelegten Lederriemen auf der Brust, so daß beim Peilen das S-Meter bequem zu beobachten ist und beide Hände zur Handhabung der Peilantenne frei sind. Sobald später eine Sendelizenz vorliegt, kann man in den Empfänger unterhalb des Chassis noch einen Senderbaustein mit 3...5 umschaltbaren Quarzen und 1 W Ausgangsleistung einfügen. Für die zusätzlich benötigten Bedienorgane ist an der Frontplatte noch genügend Platz vorhanden.

Zum Bau des Gerätes wird der neue betriebsfertig abgeglichene 2-m-Mini-Empfängerbaustein SME von Semcoset verwendet, so daß selbst Amateure mit wenig Erfahrungen auf dem Hf-Gebiet und ohne Meßmittel keine Schwierigkeiten beim Bau haben.

◀ **Bild 1. Stations- und Peilempfänger für das 2-m-Amateurband**

Schaltung

Wie die Blockschaltung *(Bild 2)* zeigt, hat der Empfänger eine geregelte Hf-Vorstufe mit dem bipolaren Transistor BF 240. Zwischen dieser und der nachfolgenden Mischstufe liegt zur Erzielung der erforderlichen Weitabselektion ein Bandfilter. Der temperaturkompensierte VFO (Empfängeroszillator) wird mit einer Kapazitätsdiode abgestimmt; er schwingt im Frequenzbereich 69,250 MHz...70,250 MHz. Zur Überlagerung mit der Empfangsfrequenz 144 MHz...146 MHz benutzt man die erste Oberwelle 138,5 MHz...140,5 MHz, so daß im Kollektorkreis des Mischers (BF 240) die erste Zwischenfrequenz mit 5,5 MHz entsteht. Das Signal gelangt von dort über ein Bandfilter zur zweiten Mischstufe und wird jetzt auf die Zf von 455 kHz umgesetzt.

Den hierzu benötigten Hilfsträger mit 5,955 MHz liefert ein frei schwingender Oszillator. Für die Nachbarkanalselektion sorgt ein Keramikfilter mit 16 kHz Bandbreite und steilen Flanken. Die integrierte Schaltung TAA 981 verstärkt die 455-kHz-Zwischenfrequenz. Zur Demodulation bei AM-Empfang schließt sich ein Diodengleichrichter. Bei FM-Empfang gelangt das Zf-Signal zu einer weiteren integrierten Schaltung TBA 120, es wird in dieser verstärkt, begrenzt und von einem Quadratur-Demodulator gleichgerichtet. Ein Kippumschalter legt die Nf-Spannung vom AM- und FM-Teil auf den Nf-Verstärkereingang und er schaltet bei FM außerdem die Versorgungsspannung der IS TBA 120 zu.

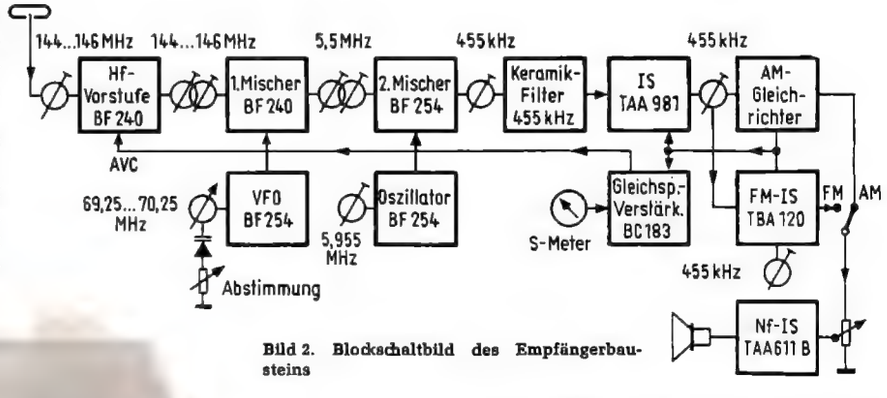


Bild 2. Blockschaltbild des Empfängerbausteins

Zur Nf-Verstärkung dient die IS TAA 611 B, die eine Ausgangsleistung von 1 W abgibt. Die von der AM-Diode gewonnene Gleichspannung regelt die Verstärkung von TAA 981. Um eine genügend große Regelspannung für die Hf-Eingangsstufe zu haben, wird diese mit dem Transistor BC 183 C verstärkt, in dessen Emitterkreis auch das S-Meter liegt.

Einbau

Der Baustein ist nur 130 mm lang, 50 mm breit und 17 mm hoch; er kann durch seine kleinen Abmessungen vielfach in KW- und Rundfunkempfänger

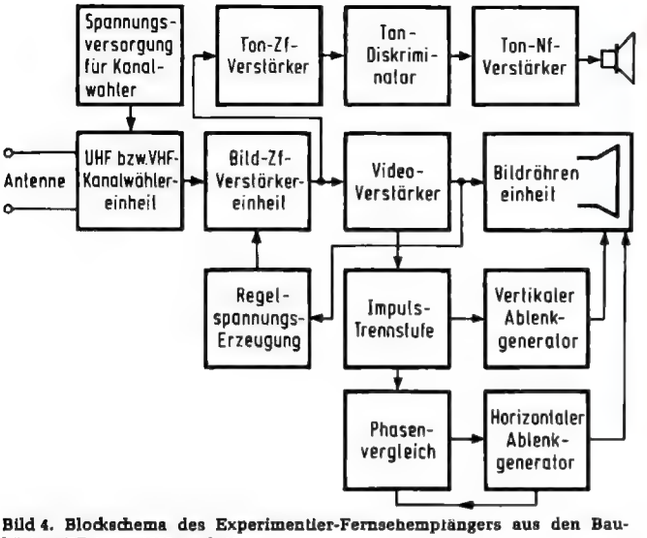


Bild 4. Blockschema des Experimentier-Fernsehempfängers aus den Baukästen EE 1003, 1007 und 1008

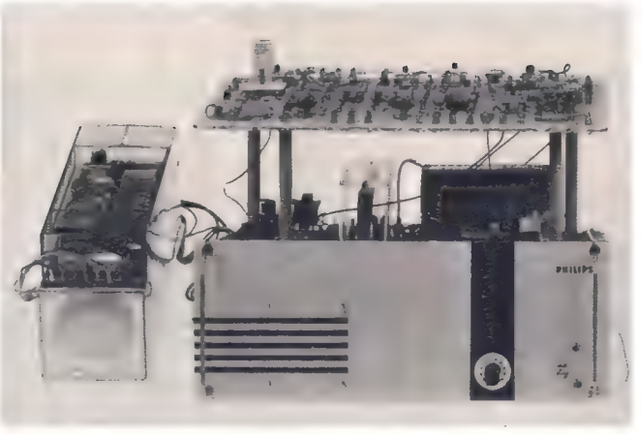


Bild 5. Fertig aufgebauter Experimentier-Fernsehempfänger (siehe auch Titelbild dieses Heftes)

Als Beispiele seien erwähnt: Zähler bis 4, digitales Knobelspiel, Metallsuchgerät, Kennlinienschreiber, Meßbrücke, Zweistrahloszillograf.

Fernsehempfänger

Der Kasten EE 1008 bildet den Abschluß des Philips-Experimentierprogramms. Er enthält alle erforderlichen Bauteile, um zusammen mit den Kästen EE 1003 und 1007 ein kleines Fernseh-Experimentiergerät bauen zu können. Zwanzig Versuche und Schaltungen führen in die Fernsehtechnik ein, wobei man eingehend mit der Bildzerlegung und dem Entstehen eines Rasters vertraut gemacht wird. Um die Einfachheit der bisherigen Versuchsaufbauten beibehalten zu können, verzichtete man auf die Eigenanfertigung spezieller Fernsehbauteile und verwendet statt dessen Originalteile aus Fernsehgeräten. Sie wurden mit entsprechenden Grundplatten und Befestigungsklemmen versehen und lassen sich ebenso einfach auf der Montageplatte anordnen wie die anderen Bauteile. Das Blockschaltbild des Fernsehempfängers ist in *Bild 4* wiedergegeben. Die Stufen Kanalwähler, Bild-Zf-Verstärker sowie Ton-Zf-Verstärker und Diskriminator sind mit den Originalteilen bestückt. *Bild 5* zeigt dies anhand der Montageplatte.

Das Bild 4 läßt den umfangreichen technischen Aufwand erkennen. Die Hf- und Zf-Stufen entsprechen dabei praktisch denen in Industriegeräten, wobei hier die zusätzliche Spannungsversorgung für den Kanalwähler auffällt. Sie ist nötig, weil die Abstimmdioden eine Gleichspannung von 30 V benötigen, die nicht von den Batterien geliefert, sondern mit einem Gleichspannungswandler gewonnen werden. Außerdem ist am Videosignalausgang eine Regelspannungsstufe angeschlossen, die die beiden Transistoren des Bild-Zf-Verstärkers beeinflußt.

Das Videosignal gelangt über einen Emitterfolger galvanisch gekoppelt zum Eingang 6 der Bildröhreneinheit und damit über den bereits erwähnten Videoverstärker T 28 zur Katode der Bildröhre. Ein zweiter Weg führt zur Synchronisations-Trennstufe. Die gewonnenen Synchronzeichen werden dem Vertikalgenerator direkt zugeführt und steuern den Horizontalgenerator über eine Phasenvergleichsschaltung. Als Vertikalgenerator dient ein unsymmetrischer, astabiler Multivibrator, der die Auf- und Entladung eines Kondensators steuert. Der Sägezahn liegt am Eingang 1 der Bildröhreneinheit (Bild 2).

Der Horizontalgenerator ist als LC-Oszillator ausgebildet. Aufgrund der Schaltungsauslegung entsteht im Ausgang eine rechteckförmige Spannung, die ebenfalls zur Auf- bzw. Entladung eines Kondensators benutzt wird. Den entstehenden Sägezahn schaltet man auf den Eingang 4 der Bildröhreneinheit. Die aus dem Phasenvergleich abgeleitete Regelspannung beeinflußt eine parallel zur Schwingkreiskapazität C 135/136 liegende Reaktanzstufe (T 114/C 133/C 134/R 160). Die Schaltung der Horizontalablenkung ist in *Bild 6* dargestellt. Zur Rücklaufaustastung führt man dem Eingang 8 der Bildröhreneinheit über C 138 positive horizontale und über R 145 positive vertikale Austastimpulse zu.

Die Aufnahme eines Testbildes veranschaulicht die für ein Experimentiersystem völlig ausreichende Qualität (vgl. Titelbild).

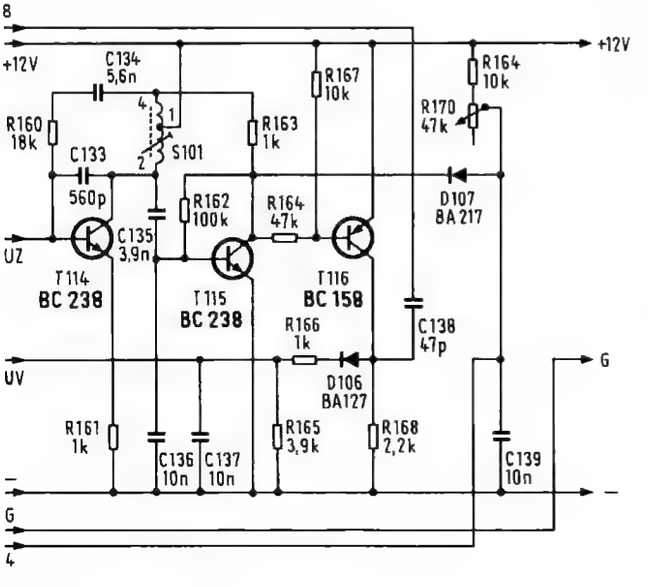


Bild 6. Schaltung der Horizontalablenkung

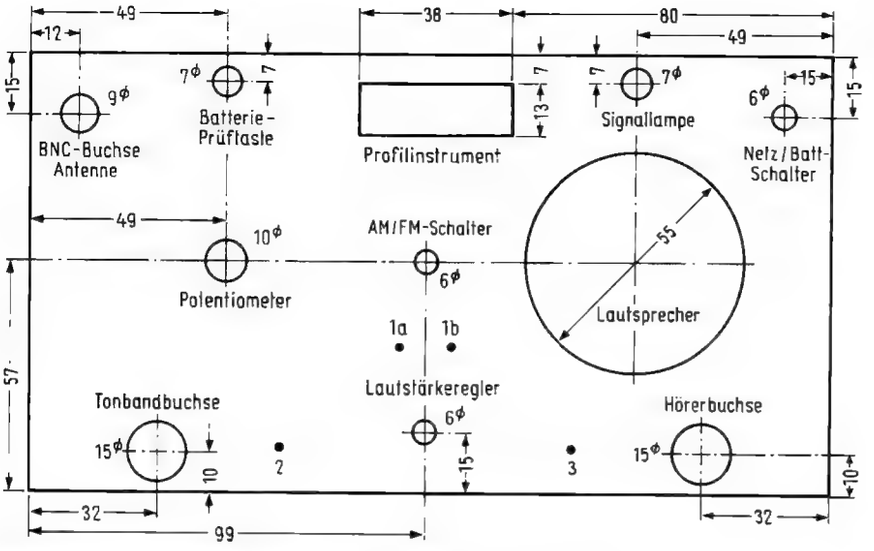


Bild 3. Anordnung der Bedienungsorgane an der Frontplatte und Bohrplan

nachträglich eingebaut werden. In diesem Fall empfiehlt es sich, den im Gerät vorhandenen Nf-Verstärker und Lautsprecher zu benutzen. Man braucht dann nur an bediengerechter Stelle das Abstimmpotentiometer, den Nf-Umschalter und das S-Meter unterzubringen.

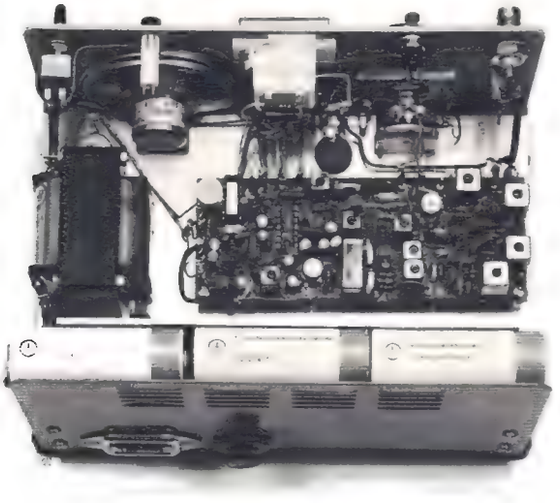
Zum Bau des Mustergerätes wird ein Stahlblechgehäuse (Ettinger, München, Bestell-Nr. 9516.1) mit eingebautem Chassis verwendet, das 200 mm breit, 110 mm hoch und 150 mm tief ist. Alle seine Teile sind miteinander verschraubt, so daß nach Abnahme der Haube und des Bodenteils sämtliche Bauelemente zugängig sind. Die Anordnund der Bedienungsorgane und Bauelemente an der Aluminium-Frontplatte geht aus der Bohrzeichnung *(Bild 3)* hervor. Bei späterem Einbau eines Senderbausteins kommen an die Stellen 1a/1b ein sich gegenseitig auslösender 2-Tastenumschalter für Senden/Empfangen, an 2 die Mikrofonbuchse und an 3 der Kanalschalter. Die Innenansicht *(Bild 4)* zeigt die Anordnung des Bausteins, des Netztransformators, des Spannungsregeltransistors und der Batterien auf dem Chassis. Auf die Unterseite (unter dem Netztransformator) kommt der auf einer kleinen Lochrasterplatte untergebrachte Gleichrichter- und Spannungsstabilisierungsteil, so daß fast der gesamte Raum für die spätere Unterbringung eines Senderbausteins mit Modulationsverstärker noch zur Verfügung steht. Die Anordnung der Bauelemente auf der Platte und die Verdrahtung sind aus *Bild 5* zu ersehen. Die drei 4,5-V-Flachbatterien sitzen, gehalten von einem Al-Winkel (55 mm x 18 mm, 170 mm lang) und von der Gehäusehaube, an der Rückwand.

Verdrahtung

Den Verdrahtungsplan zeigt *Bild 6.* Besonderen Wert wurde auf eine hochkonstante temperaturkompensierte Abstimmspannung für den VFO [1] gelegt. Obwohl diese Spannung mit einer auf dem Baustein befindlichen normalen Z-Diode ZPD 6,2 stabilisiert ist, wurde bei dem Mustergerät zusätzlich eine temperaturkompensierte Z-Diode ZTK 6,8 zur Stabilisierung der Abstimmspannung eingebaut. Es bleibt jedoch jedem überlassen auch hierzu die vorhandene normale Z-Diode zu verwenden; die sich dann ergebende Änderung ist gestrichelt in die Schaltung eingezeichnet. Es entfallen dann C 1, R 1 und ZTK 6,8.

Zur Abstimmung dient der Ruwido-Drehwiderstand Nr. 720, 25 kΩ linear, mit Planetenfeintrieb, bei dem der Drehbereich der Antriebswelle (4 mm Φ) 1015° und der Hohlwelle (8 mm Φ) 270° beträgt. Das entspricht einer Untersetzung von 4:1. Das Potentiometer wird auf ein kleines 2 mm dickes Blech (45 mm x 45 mm) und über Abstandsstücke so an der Frontplatte montiert, daß die Hohlwelle nur noch etwa 5 mm herausragt. Auf diese setzt man einen 20 mm breiten Plexiglaszeiger von 5 mm Materialstärke mit Strichmarkierung und klebt ihn dann fest. Auf die 4-mm-Vollwelle kommt ein schwarzer Mentor-Drehknopf (Mozar Bestell-Nr. 333,6) mit 4-mm-Reduzierrohr (Nr. 640) und schwarzer Kappe (333.6.63). Es wird die Großmann-Skala (Bauer, Bamberg, AS 74/270) verwendet, die man auch mit Hilfe eines Eichmarkengebers [2] individuell mit MHz-, 100-kHz- und 50-kHz-Unterteilung eichen kann. Zur Abdeckung des Lautsprecherausschnittes mit Streckmetallbespannung benutzt man den Großmann-Skalenrahmen mit 74 mm Φ (Bauer).

In das Mustergerät wurde der ITT-Kleinlautsprecher LP 66/63 T mit 67 mm



◀ Bild 4. Innenansicht des Empfängers

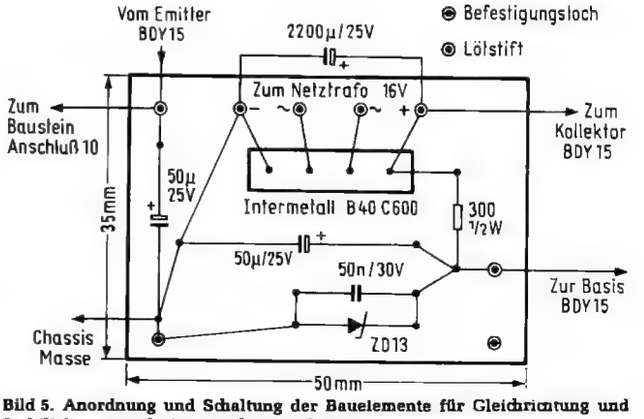
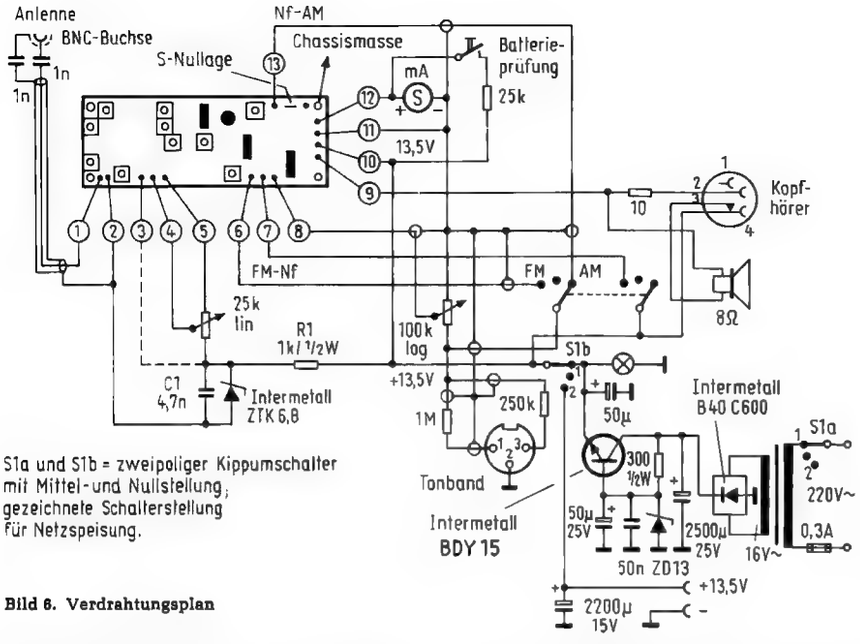


Bild 5. Anordnung und Schaltung der Bauelemente für Gleichrichtung und Stabilisierung auf einer Lochrasterplatte



S1a und S1b = zweipoliger Kippumschalter mit Mittel- und Nullstellung; gezeichnete Schalterstellung für Netzspeisung.

Bild 6. Verdrahtungsplan

Chassis-Durchmesser und 8 Ω Impedanz eingebaut, der sich durch hohe Sprachverständlichkeit auszeichnet. Verwendet man jedoch einen anderen Lautsprecher, so ist unbedingt darauf zu achten, daß dessen Schwingspulenwiderstand nicht kleiner als 8 Ω ist; sonst ist ein entsprechend großer Widerstand (1 W) in Reihe zu schalten. An die Lautsprecher-Normbuchse läßt sich ein Kopfhörer anschließen, wobei sich der eingebaute Lautsprecher automatisch abschaltet. Der 10-Ω-Widerstand verhütet eine Zerstörung der Nf-IS bei einem Schluß in der Zuleitung. Als S-Meter dient ein Profilinstrument mit 1 mA Vollausschlag und einem Frontplattenausschnitt für die Skala in der Größe von 38 mm x 13 mm.

Um Brummstörungen zu vermeiden, ist folgendes zu beachten (vgl. Verdrahtungsplan): Der auf 10 mm hohe Abstandstücke montierte Empfängerbaustein wird nur an einem Punkt und über das Abstandsstück beim S-Nullage-Trimmer galvanisch mit dem Chassis verbunden. Die drei anderen Abstandstücke sind mit Kunststoffunterlagscheiben von der Bausteinmasse zu isolieren. Sämtliche Abschirmungen der Nf-Leitungen werden zusammengeschaltet und nicht an das Chassis gelegt, sondern nur am Punkt 11 mit der Bausteinmasse verbunden. Seele und Abschirmung vom Koaxkabel werden über Scheibenkondensatoren mit 1 nF an die BNC-Antennenbuchse angeschlossen. Die Massepunkte der ZTK-Diode und des Kondensators C 1 liegen am Punkt 2 des Bausteins.

Der 2polige Kippumschalter (Bürklin, München, Nr. 10 G 750) für die Nf-Umschaltung hat eine Mittelstellung für Tonbandwiedergabe. Eine Mittelstellung hat ebenfalls der 2polige Kippumschalter für die Einschaltung der Versorgungsspannung; in Knebelstellung oben ist das Netzteil eingeschaltet; nach unten übernehmen die eingebauten Batterien die Speisung, und in Mittelstellung sind beide ausgeschaltet. Das Netzkabel wird über eine genormte Kaltgerätesteckdose angeschlossen, so daß es sich bei portablem Betrieb und bei Fuchsjagden leicht abnehmen läßt. Das S-Meter dient zusätzlich zur Batteriespannungskontrolle, es ist bei Netzbetrieb beleuchtet.

Da der Empfängerbaustein bereits abgeglichen geliefert wird, braucht man nach dem Zusammenbau nur noch den Trimmwiderstand für die S-Meter-Anzeige auf Null zu stellen. Das Mustergerät funktionierte auf Anhieb. Empfangsempfindlichkeit, Trennschärfe, das Signal/Rauschverhältnis und die Frequenzstabilität sind zufriedenstellend und entsprechen einem Gerät in dieser niedrigen Preisklasse.

Literatur

[1] Koch, Egon: Oszillatoren mit Kapazitätsdiodenabstimmung. FUNKSCHAU 1973, Heft 10, S. 357/358.

[2] Koch, Egon: Eichmarkengeber-Baustein SMG für Rundfunk-Kurzwellen- und 2-m-Amateurempfänger. Funk-Technik, 1972, Heft 18, S. 676.

Neuwahlen bei der ITU

An der Vollversammlung der International Telecommunication Union in Torremolinos/Malaga vom 14. September bis 26. Oktober 1973 nahmen über 700 Delegierte aus 135 der jetzt 146 ITU-Mitgliedsländer teil. Es war dies die 10. derartige Konferenz der Regierungsbevollmächtigten seit Gründung der Union vor 108 Jahren. Diese – oft durch Abschluß neuer Verträge gekennzeichneten – Etappen waren: Paris 1865, Wien 1868, Rom 1871/72, St. Petersburg 1875, Madrid 1932, Atlantic City 1947, Buenos Aires 1952, Genf 1959 und Montreux 1965.

In diesem Jahr waren u. a. Neuwahlen durchzuführen. Nach acht Jahren Amtszeit wurde Ende September der Tunesier Dipl.-Ing. *Mohamed Mili* (56) mit der überwältigend hohen Zahl von 104 Stimmen (von 129) erneut zum Generalsekretär der ITU gewählt. Sein Stellvertreter (seit 1968), der Australier *Richard E. Butler* (47), welcher als offizieller ITU-Vertreter an der IARU-Region-1-Konferenz in Scheveningen teilgenommen hatte, erhielt 78 Stimmen; das waren 28 mehr als der vom Ostblock aufgestellte polnische Gegenkandidat erhielt. Vor ihrer Delegation zur ITU hatten sie in ihren heimatlichen Fernmeldeverwaltungen als Generaldirektor bzw. als Stellvertretender Generalsekretär gedient. Mit ihnen ist das alte Team amateurfunkfreundlicher Spitzenbeamter in dieser Unterorganisation der UNO weiter im Amt. Der IARC (Internationaler Amateur-Radio-Club) in Genf hatte den beiden Wiedergewählten telegrafisch die Glückwünsche der Funkamateure übermittelt und umgehend einen „cordial" Dank erhalten.

Am 3. Oktober wurde der Verwaltungsrat der ITU neu gewählt, der jährlich in Genf zusammentritt und sich – entsprechend der Zunahme der in der ITU vertretenen Länder – jetzt aus 36 Mitgliedern statt bisher 29 zusammen setzt. Die Zahl der Verwaltungsrats-Sitze verteilt sich folgendermaßen auf die fünf Gebiete der Erde: Gebiet A (Amerika) 7, B (Westeuropa) 7, C (Osteuropa und Nordasien) 4, D (Afrika) 9 und E (Süd-Asien und Ozeanien) 9.

Interessant ist die erzielte Stimmenzahl, welche Gewicht und Ansehen der Länder in diesem Gremium wiederspiegelt. Im Wahlgebiet B wurden in den Verwaltungsrat folgende Länder gewählt: Frankreich (118 Stimmen), BRD (115), Spanien (114), Italien (113), die Schweiz (111), Großbritannien (108) und Schweden (103), im Wahlgebiet C: Rumänien (116), Polen (114), Ungarn (110) und die UdSSR (108); demgegenüber im Wahlgebiet A: Kanada (103), Mexiko (103), USA (100), Brasilien (96), Argentinien (89), Trinidad & Tobago (67) und Venezuela (67). 100 Stimmen und mehr erhielten im Wahlgebiet D nur Tanzania und Ägypten, im Gebiet E Japan und Indien.

Reversibler Spannungswandler und Ladegerät für Kraftfahrzeuge

Manfred Pausch
3. Preisträger des
FUNKSCHAU-Wettbewerbes 1973

In diesem Beitrag beschreiben wir ein kombiniertes Spannungswandler- und Ladegerät – ein ideales Zubehör für Kraftfahrzeuge. Der Wandler ist bis zu 200 W belastbar. Das Wort „reversibel" (= umkehrbar) deutet an, daß das Gerät in der einen Richtung aus Gleichstrom Wechselstrom erzeugt, in Gegenrichtung betrieben aber Wechselstrom in Gleichstrom verwandelt.

Welcher Autofahrer hat sich nicht schon geärgert, weil an einem kalten Wintertag sein Fahrzeug nicht ansprang. Eine der häufigsten Ursachen in solchen Fällen ist die durch den erhöhten Betrieb von Heizung, Beleuchtung und Scheibenwischer nicht ausreichend aufgeladene Batterie. Hier hilft kurzfristig nur ein leistungsstarkes Ladegerät, das der schwarzen Perle schnell wieder zu neuem Leben verhilft.

Der Bau eines solchen Ladegerätes bereitet kaum Schwierigkeiten, zumal dafür im Fachhandel eine große Zahl von Bauanleitungen erhältlich ist. Doch besonders der Funkamateur, der Elektronikbastler oder der Campingfreund steht oft vor Problemen, wenn im mobilen Betrieb eine Haushaltspannung von 220 V/50 Hz benötigt wird.

Im folgenden wird deshalb ein Gerät vorgestellt, das neben dem Laden auch Wandlung von 220 V/50 Hz in 6 V oder 12 V Gleichspannung oder umgekehrt bei einer Leistung bis zu 200 W gestattet. Der Nachbau dieses Gerätes ist auch von den wenig versierten Bastlern ohne besondere Schwierigkeiten zu bewältigen. Zur Erleichterung des Verständnisses wird die Schaltungsbeschreibung entsprechend der Funktion in die Abschnitte Spannungswandler und Batterie-Ladegerät unterteilt.

Spannungswandler

Arbeitsweise

In seiner Grundkonzeption gibt der Wandler eine nahezu rechteckförmige Ausgangsspannung ab. Die weitaus größte Zahl aller Verbraucher kann damit unbedenklich betrieben werden. Sollte jedoch der starke Oberwellengehalt einmal stören – das kann überwiegend bei Fernsehgeräten, Verstärkern o. ä. der Fall sein –, so sind entsprechende Filtermaßnahmen zu treffen.

Die Rechteckspannung wird mit den beiden Transistoren T 1 und T 2 erzeugt, die periodisch zwischen Sperrbereich und Sättigung umgesteuert werden. Es ist also immer der eine Transistor gesperrt, während der andere durchgesteuert ist *(Bild 1)*.

Am Kollektor des gesperrten Transistors liegt zu dieser Zeit eine Spannung in Höhe der doppelten Eingangsspannung U_E. Da die Batteriespannung bei Kraftfahrzeugen 6 V oder 12 V beträgt, können alle Transistoren verwendet werden mit einer zulässigen Kollektor-Emitter-Spannung von mehr als 24 V. Über den durchgesteuerten Transistor liegt die Hälfte der Primärwicklung W 2 des Transformators an der Batteriespannung. Das selbsttätige Umschalten des Wandlers ist im folgenden ausführlich erklärt.

Über die Kollektor-Emitter-Strecke des durchgesteuerten Transistors fließt im wesentlichen der transformierte Laststrom und der Magnetisierungsstrom des Transformators. Wenn die Induktion des Transformatorkerns ihren Sättigungswert erreicht hat, steigt der Magnetisierungsstrom sprunghaft an. Da der Basisstrom konstant bleibt, reicht er

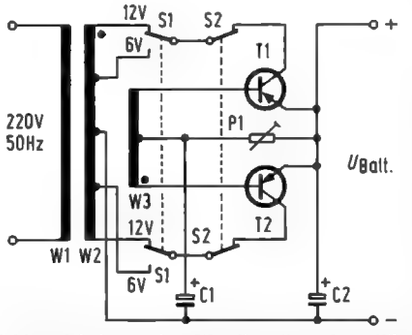


Bild 1. Schaltung des Wandlerteiles. Die Wikkelrichtung des Transformators ist bei den Wicklungen W 2 und W 3 zu beachten (durch Punkt gekennzeichnet)

nun nicht mehr aus, um den Transistor bei diesem hohen Kollektorstrom in der Sättigung zu halten. Dadurch steigt die Kollektor-Emitter-Restspannung, und die Steuerspannung an der Wicklung W 3 nimmt ab. Gleichzeitig verringert sich auch die Spannung an der Wicklung W 2. Hierdurch wird ein Kippvorgang eingeleitet, bei dem die Kollektor-Emitter-Spannung immer größer wird und der Basisstrom abnimmt.

Die in der Induktivität gespeicherte magnetische Energie erzeugt an der Steuerwicklung W 3 nun eine Gegenspannung, die so gerichtet ist, daß jetzt der bislang gesperrte Transistor aufgesteuert wird. Damit wird dann die zweite Halbperiode eingeleitet. Hierbei wird der Magnetisierungsstrom zunächst immer geringer, wird schließlich zu Null und steigt dann wieder an, bis er die Sättigungsinduktion erreicht hat und einen erneuten Kippvorgang einleitet. Wie bereits erwähnt wurde, liegt am gesperrten Transistor eine Spannung, die doppelt so hoch ist wie die Summe aus Batteriespannung und der in der stromlosen Hälfte der Wicklung W 2 induzierten Spannung.

Der Kippvorgang – und damit die Frequenz des Wandlers – ist nur in sehr geringem Maße von der Last abhängig, weil der Laststrom den Umschaltvorgang nur geringfügig beeinflußt. Die Schaltfrequenz ändert sich aber proportional mit der Batteriespannung, da auch die Änderung des Magnetisierungsstromes proportional zur Batteriespannung erfolgt.

Dimensionierung der Schaltung

Da die maximale Leistung des Spannungswandlers etwa 200 W bei 12 V betragen mußte, wurde für das Mustergerät ein Transformator mit einem Kern EI 130/45 gewählt, dessen Leistung bei 12 000 Gauß maximal 250 W beträgt. Die Leistung des Wandlers wird durch den höchsten vertretbaren Laststrom der Batterie begrenzt, der von der Größe der Lichtmaschine und der gesamten Stromaufnahme aller Verbraucher im Auto abhängt. Im Normalfall darf die Stromaufnahme des Wandlers etwa 20 Ampère betragen, ohne daß die Batterie Schaden leidet.

Die Transistoren T 1 und T 2 müssen deshalb einen Kollektorstrom von etwa 30 A schalten können. Unter Umständen kann das durch Parallelschaltung mehrerer Transistoren erreicht werden. Die Kollektor-Emitter-Strecke der Transistoren muß für mindestens 24 V ausgelegt sein. Aus der Fülle der pnp-Typen, die diese Forderungen erfüllen, wurde der Typ ADY 26 ausgewählt, weil dieser dem Verfasser gerade zur Verfügung stand. Nach Möglichkeit sollten die Transistoren gepaart sein, um eine symmetrische Ausgangsspannung zu erhalten. Außerdem empfiehlt es sich, die Transistoren auf ausreichend dimensionierten Kühlkörpern zu montieren.

Durch die Transistordaten sind auch schon im großen und ganzen die Wikkeldaten des Transformators vorgegeben. Da der Strom auf der Primärseite („Hochspannungsseite") bei 200 W und 220 V etwa 0,9 A beträgt, ist die Grundwicklung W 1 mit 0,8 mm CuL auf 600 Windungen zu bemessen. Wegen der Verwendung des Transformators auch für den später noch zu behandelnden Ladeteil sollte die Spannung der halben Wicklung W 2 mindestens 6 V bzw. 12 V betragen. Deshalb setzt sich W 2 zusammen aus viermal 14 Windungen CuL 2,0 mm ϕ. Entsprechend der Stromverstärkung der gewählten Transistoren besteht die Steuerwicklung W 3 aus zweimal 13 Windungen CuL 0,7 mm ϕ.

Beim Abgleich wird der Rückkopplungsgrad mit dem Spindelwiderstand P 1 so eingestellt, daß die Transistoren bei Vollast gerade in die Sättigung gesteuert werden, damit der Übersteuerungsfaktor bei Teillast möglichst gering ist. Der günstigste Rückkopplungsgrad lag beim Mustergerät bei 42 Ω.

Um ein sicheres Anschwingen zu gewährleisten wurde der 100-µF-Kondensator C 1 eingefügt. Er bewirkt im Augenblick des Einschaltens die erforderliche Unsymmetrie, die notwendig ist, damit ein Transistor durchsteuert, während der andere sperrt. Die beim Abschalten entstehenden Spannungsspitzen, die die Transistoren zerstören können, werden durch den 5000-µF-Elektrolytkondensator C 2 abgebaut. Die durch die Streuinduktivitäten an den Wicklungen W 2 und W 3 induzierten Spannungsspitzen können erträglich klein gehalten werden, wenn man alle Teilwicklungen von W 2 und W 3 jeweils gleichzeitig wickelt. D. h. bei W 2 sind gleichzeitig alle vier Drähte, bei W 3 gleichzeitig zwei Drähte (bifilar) zu wickeln.

Obwohl der beschriebene Spannungswandler kurzschlußfest ist, sei auf eine Besonderheit hingewiesen: Bei langsamer Vergrößerung der Last werden die Transistoren immer weniger durchgesteuert. Dadurch tritt auch eine größere Verlustleistung auf, die bei mangelhafter Kühlung zur thermischen Zerstörung der Transistoren führen kann. Im Falle eines Kurzschlusses reißt dagegen die Schwingung ab, und die Transistoren bleiben gesperrt.

Manfred Pausch

Geboren 1939 in München, Mittlere Reife, Ausbildung als technisch-kartographischer Zeichner. 1959 bis 1965 bei der Luftwaffe, dabei Besuch der Wirtschaftsfachschule Hamburg; dort im Herbst 1964 Abschluß als Betriebswirt (grad.), vorher 1962 Abitur als Externer nachgeholt. 1965 bis 1970 Studium der Elektrotechnik an der TH Darmstadt mit Abschluß Diplom-Ingenieur. Seit 1970 Entwicklungsingenieur für Elektronik (Projektleiter) und Geschäftsführer.

Da der Wandler als Netzersatz dienen soll, wurde eine Schwingfrequenz von 50 Hz gewählt. Wenn sich diese nicht genau einstellt, kann ein genauer Abgleich durch Hinzufügen oder Fortlassen einzelner Transformatorbleche (Transformatorblech IV x 0,35 mm, wechselseitig ohne Luftspalt geschichtet) vorgenommen werden.

Das Batterie-Ladegerät

Die Aufladung einer leeren Kraftfahrzeugbatterie erfolgt am schnellsten und schonendsten, wenn die Ladung mit einem konstanten Strom erfolgen kann und die Ladespannung knapp unterhalb der Gasungsspannung der Zelle liegt. Diese liegt bei etwa 2,5 V pro Zelle. An die Glättung der Spannung werden keine Anforderungen gestellt. Ein einfaches, aber funktionstüchtiges Batterie-Ladegerät besteht deshalb nur aus einem Transformator und einem Gleichrichter.

Entwicklung des Ladeteiles

Da der leistungsstarke Transformator des Spannungswandlers bereits Anzapfungen für 6 V und 12 V hat, wird er in die Schaltung des Batterie-Ladegerätes miteinbezogen. Die restliche Schaltung des Wandlerteiles wird mit dem Schalter S 2 abgetrennt *(Bild 2)*. Die Gleichrichtung der Sekundärspannung, die durch Umschaltung mit Schalter S 1 auf 6 V oder 12 V gesetzt wird, erfolgt mit zwei parallelgeschalteten, auf Kühlblechen montierten Dioden des Typs E 1105 (Siemens), die einen maximalen Ladestrom von 25 A erlauben. Das Gerät kann somit einen Ladestrom von 30 A bei 6 V bzw. 17 A bei 12 V liefern, so daß es kommerziellen Schnelladegeräten schon recht nahe kommt.

Zur Überstromsicherung sind die verschiedensten Methoden gebräuchlich, wie Bimetallkontakte oder elektromechanische Kontakte. In dem Mustergerät wurde jedoch eine einfache mittelträge Schmelzsicherung eingesetzt, um den Nachbau nicht unnötig zu erschweren. Selbstverständlich kann man auch andere Möglichkeiten zur Strombegrenzung anwenden; doch sollte man auf diese Sicherung unter keinen Umständen verzichten.

Die einstellbare Ausgangsspannung

Da der Verfasser häufig ein Netzgerät für hohe Ströme bei verschiedener Spannung benötigt, an das bezüglich der Konstanz und des Brummens keine hohen Anforderungen gestellt werden, wurde diese Forderung gleich mit in die Auslegung des Kombigerätes einbezogen.

Deshalb wird die hinter den Dioden anstehende pulsierende Gleichspannung mit einem Elektrolytkondensator von 10 000 µF geglättet. Danach folgt ein Spannungsteiler, an dessen durch eine Zenerdiode stabilisiertem unterem Teil die Ansteuerung der beiden parallel geschalteten npn-Transistoren T 3 und T 4 entnommen wird. Dabei bewirkt die Z-Diode ZL 15 eine Begrenzung der Ausgangsspannung auf etwa 14 V. Mit dem

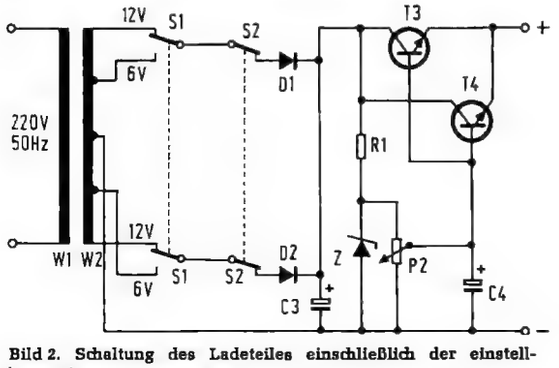


Bild 2. Schaltung des Ladeteiles einschließlich der einstellbaren Ausgangsspannung

Bild 3. ▶ Gesamtschaltung

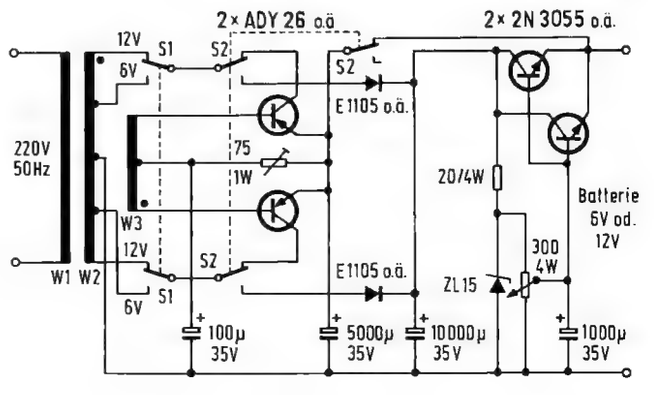
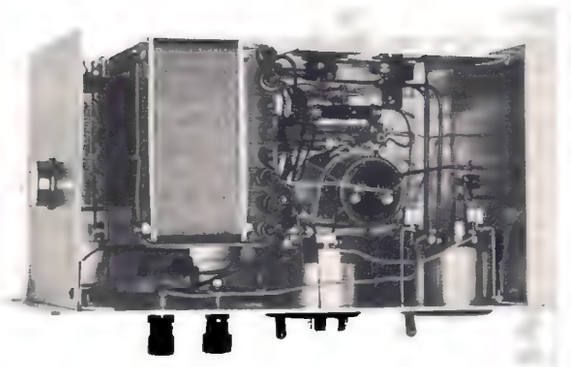


Bild 4. Ansicht des Mustergerätes

Bild 6. ▶ Ansicht des Gerätes ohne Gehäuse. Am oberen Bildrand ist die mit Isolierwinkeln befestigte Kühlfläche für die beiden Dioden des Ladeteiles zu sehen. Darunter erkennt man die beiden in die Basis des Chassis eingeschraubten Lötstützpunkte, an denen die Bauelemente angelötet sind. In der Bildmitte befindet sich der große Elektrolytkondensator für die Glättung



Potentiometer P 2 kann die Ausgangsspannung von 0 bis 14 V stufenlos geregelt werden. Doch ist es wegen der auftretenden höheren Verlustleistung im unteren Regelbereich empfehlenswert, Ausgangsspannungen bis zu 7 V über en entsprechenden Schalter S 1 (Stellung: 6 V) vorzuwählen. Die Gesamtschaltung des kombinierten Gerätes ist in *Bild 3* dargestellt.

Durch die Regelung der Ausgangsspannung wird im Ladebetrieb auch gleichzeitig die Regelung des Ladestroms erreicht, was für die optimale Ladung und die Lebensdauer der Batterie sehr vorteilhaft ist. Der optimale Ladestrom hängt von der Kapazität der Batterie und von der Dauer der Ladezeit ab. Als Faustregel mag gelten: Anfangsstrom x Ladezeit = 0,5 x Batteriekapazität.

Aufbau des kombinierten Gerätes

Weil der Verfasser das Gerät in seinem Camping-Bus auch auf großen Fahrten mitführt, wurden an die mechanische Festigkeit und die elektrische Sicherheit ungewöhnlich hohe Anforderungen gestellt. So wurde die Schaltung in einem stabilen industriemäßigen, aber nicht gerade billigen Stahlblechgehäuse untergebracht, das mit einer Frontplatte aus 2 mm starkem Aluminiumblech verschlossen ist *(Bild 4)*.

An der Frontplatte ist das U-förmige Chassis mit Schrauben befestigt *(Bild 5)*. Es dient gleichzeitig als Kühlfläche für die Leistungstransistoren. Dabei sind alle Transistoren mit den handelsüblichen Montagesätzen elektrisch gegen das Chassis isoliert. Auf Bild 5 sind an den Seitenflächen die pnp-Leistungstransistoren ADY 26 des Wandlerteiles zu erkennen; die beiden parallel geschalteten npn-Transistoren des Typs RCA 40 251 des Ladeteiles befinden sich auf der Unterseite.

Die Leistungsdioden sind in ein Kühlblech aus Aluminium eingepreßt, das

Bild 5. Frontplatte mit angeschraubtem Chassis. Das u-förmige Chassis ist mit vier Schrauben M 4 x 15 mm an der Frontplatte aus 2 mm starkem Aluminium befestigt. An der Unterseite befinden sich die beiden parallel geschalteten npn-Transistoren der Spannungsregelung für den Ladebetrieb. Die beiden im Gegentakt arbeitenden Transistoren des Wandlerteiles sind auf den Seitenflächen angebracht

auf der der Frontplatte gegenüberliegenden Seite senkrecht auf der Basis des Chassis steht. Mit Isolationswinkeln aus Kunststoff wurde es gegen das Chassis elektrisch isoliert *(Bild 6)*.

Die Bauteile der Schaltung, wie Widerstände, Kondensatoren, Z-Diode, wurden an zwei keramischen Lötstützpunkten angebracht, die in die Basis des Chassis eingeschraubt sind.

Besondere Sorgfalt wurde auf die Gestaltung der Frontplatte verwendet. Die Bearbeitung der Oberfläche mit feinem Schleifpapier verleiht dem Gerät ein industriemäßiges Aussehen. Die Bedienelemente sind unter dem Gesichtspunkt der leichten Bedienbarkeit und guten Übersichtlichkeit ausgesucht und angeordnet.

Für den Batterieanschluß wurden isolierte Polklemmen verwendet, an denen die Spannung wegen der sorgfältigen Isolation aller Bauteile erdfrei zur Verfügung steht. Strom und Spannung der Kfz-Bordseite werden mit Instrumenten aus dem Kfz-Zubehörhandel angezeigt, so daß eine optimale Ladung der Batterie und eine Kontrolle des Entnahmestroms gewährleistet sind.

Für die Netzspannungsseite ist eine Unterputz-Schukodose mit kleinem Deckel eingesetzt worden. Wegen der

Technische Daten

Leistung:	200 W
Stromaufnahme	
Batterie:	max. 18 A
Netz:	max. 1 A
Ladestrom	
bei 6 V:	max. 30 A
bei 12 V:	max. 17 A
Größe:	B = 30 cm, H = 22 cm, T = 16 cm
Gewicht:	6,4 kg

Im Mustergerät verwendete Spezialteile

Transformator EI 130/45

Kern:	Dynamoblech IV 0,35 mm ohne Luftspalt wechselseitig geschichtet
Wicklungen:	W 1 600 Windungen Cul 0,8 mm ⌀
	W 2 2 x 14 Windungen Cul 2 mm ⌀ (ca. 7 V)
	W 3 2 x 13 Windungen Cul 0,7 mm ⌀ (ca. 6 V)

Selbstverständlich kann für den Nachbau des Gerätes jeder beliebige Transformator verwendet werden. Die Maximalleistung des Gerätes wird dann durch die Leistungsgrenze des Transformators bestimmt. Die Wicklungen W 2 und W 3 sind aber in jedem Falle so auszulegen, daß die in Klammern angegebenen Spannungswerte erreicht werden.

Einzelteile

Tr	Transformator EI 130/45 Kern: Dynamoblech IV 0,35 mm ohne Luftspalt, wechselseitig geschichtet W 1: 600 Wdg. CuL 0,8 mm ⌀ W 2: 4 x 14 Wdg. CuL 2,0 mm ⌀ W 3: 2 x 13 Wdg. CuL 0,7 mm ⌀
T 1, T 2	Transistor ADY 26, ADZ 12, o. ä.
T 3, T 4	Transistor RCA 40251, 2 N 3055, BD 130, o. ä.
D 1, D 2	Si-Dioden 30 V 15 A, z. B. Siemens E 1105
P 1	einstellbarer Widerstand 75 Ω, 1 W
P 2	Potentiometer 300 Ω, 4 W, Rosenthal P 4
R 1	Schichtwiderstand 20 Ω, 4 W, Rosenthal
S 1	Kippschalter 4 x u, 15 A/Kontakt je 2 Kontakte parallel geschaltet
S 2	Kippschalter 6 x u, 15 A/Kontakt je 2 Kontakte parallel geschaltet
I	Ampèremeter ± 30 A, Motometer
U	Voltmeter 16 V. VDO

Gehäuse der Fa. Roland Zeissler, Spich/Troisdorf

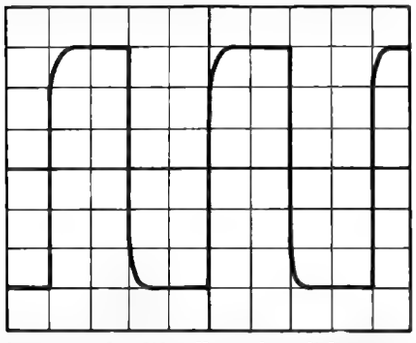
Kühlfläche für Dioden 1 mm Al 120 x 100 mm

Verwendung des Gerätes sowohl als Ladegerät – wo die Energie aus dem Netz bezogen wird – als auch als Wandler – wo die Batterie die Energiequelle ist –, darf die Steckdose nicht als Netzeingang verwendet werden [1]).

Die Beschriftung der Frontplatte des Mustergerätes erfolgte mit Letraset-Buchstaben, die anschließend mit einem Klarlacküberzug kratzfest geschützt wurden.

Abgleich des Geräts

Es müssen nur der Rückkopplungsgrad für die Ansteuerung der Transistoren im Wandlerteil und die Schwing-



◄ Bild 7. Ausgangsspannung des Wandlers. Die Spannung ist mit dem Potentiometer P 1 so einzustellen, daß die Ecken der Rechteckspannung bei Vollast gerade verrundet erscheinen. Der Rückkopplungsgrad ist dann richtig eingestellt

frequenz des Wandlers abgeglichen werden. Beides ist unproblematisch.

Mit dem Spindelwiderstand P 1 ist der Wandler bei Vollast so einzustellen, daß die Rechteckspannung am Ausgang leicht verrundete Ecken erkennen läßt (*Bild 7*).

Die gewünschte Netzfrequenz von 50 Hz läßt sich durch Fortnehmen oder Hinzufügen einzelner Transformatorbleche genau einstellen. Dieser Abgleich sollte nach Einstellung des richtigen Rückkopplungsgrades erfolgen.

Da das Gerät bei Fahrt über schlechte Straßen hohen Beschleunigungen ausgesetzt ist, muß man darauf achten, daß die einzelnen Teile besonders rüttelfest befestigt werden. Nach den Erfahrungen des Verfassers ist hierbei besonderes Augenmerk auf die Verdrahtung zu legen. Wegen der hohen Ströme und der wenigen Bauteile scheidet die Möglichkeit einer gedruckten Leiterplatte aus. Die Verdrahtung sollte deshalb möglichst so geführt werden, daß sie nicht schwingen kann. Bei Beachtung dieses Punktes werden Isolationsschäden und Kabelbrüche vermieden.

Das Gerät kann in seinem mechanischen Aufbau selbstverständlich frei gestaltet werden, doch wird der bewährte Aufbau, wie er in *Bild 8* dargestellt ist, empfohlen.

Der Verfasser hat sich beim Versuchsmuster mit einem Kabel beholfen, das an beiden Enden Schukostecker besitzt. Das ist lebensgefährlich und nach VDE unzulässig. Die Redaktion schlägt einen eigenen Netzeingang mit Kaltgerätestecker vor, den bei Ladebetrieb zwei weitere Kontakte an S 2 von der Schukosteckdose automatisch trennen.

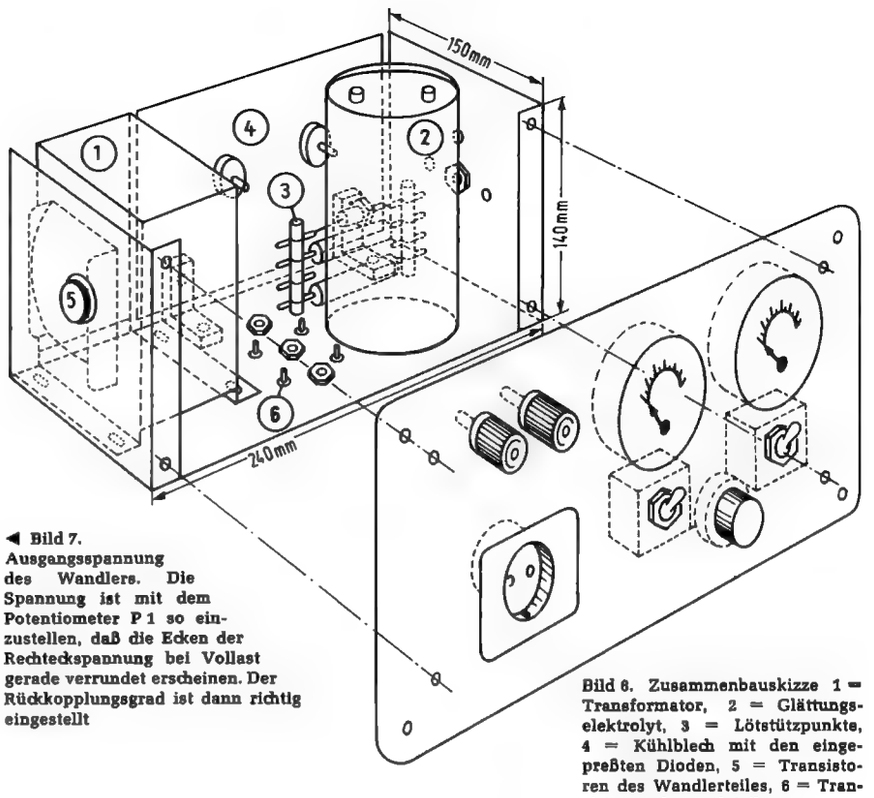


Bild 8. Zusammenbauskizze 1 = Transformator, 2 = Glättungselektrolyt, 3 = Lötstützpunkte, 4 = Kühlblech mit den eingepreßten Dioden, 5 = Transistoren des Wandlerteiles, 6 = Transistoren des Ladeteiles

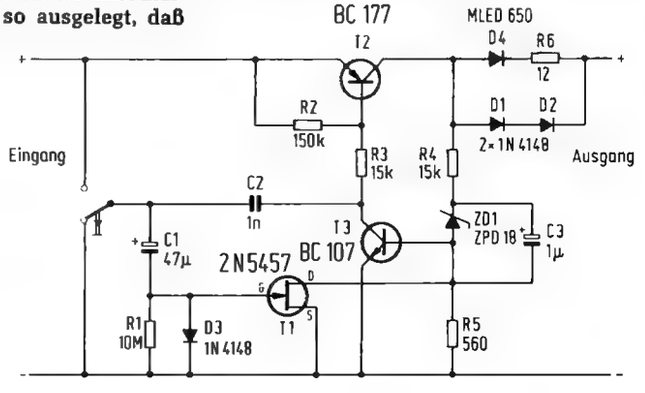
Bernward Raschke

Zeitschalter für Batteriegeräte

Die guten Eigenschaften batterieversorgter Meßgeräte wissen alle Techniker zu schätzen. Sie sind brummfrei; es gibt keine Erdungsprobleme, und man hat sie immer zur Hand, da man kein Netzkabel benötigt. Leider haben sie auch einen Nachteil. Zu leicht vergißt man sie nach dem Gebrauch wieder auszuschalten, da eine Kontrollampe zu viel Strom verbrauchen würde. Benötigt man das Gerät vielleicht erst wieder nach Tagen, kann man nur feststellen: Es war wieder einmal nicht ausgeschaltet, und die Batterie ist leer.

Abhilfe schafft hier ein kleiner elektronischer Schalter, der nach einer gewissen Zeit das Gerät wieder ausschaltet. Die Schaltung ist so ausgelegt, daß der Eigenstromverbrauch sehr gering ist und der Strom im ausgeschaltetem Zustand nur einige nA beträgt. Die Schaltleistung ist etwa 50 mA, was für fast sämtliche Meßgeräte wie Nf-Generatoren, Voltmeter usw. ausreicht.

Die Schaltung arbeitet wie folgt: Di Transistoren T 2 und T 3 bilden einen sich selbst haltenden Schalter. Geht man zunächst davon aus, daß durch den Transistor T 2 Strom fließt, so liegt an seinem Kollektor Plusspannung, und es kann über den Widerstand R 4 und die Z-Diode Strom zur Basis von T 3 fließen. Der Transistor T 3 ist somit auch leitend, und es fließt ein Basisstrom



Schaltung des Zeitschalters

von T 2 über R 3 und T 3. Der Schalter ist eingeschaltet.

Der zweite Teil der Schaltung besteht aus dem Taster, der Zeitkonstante C 1, R 1, der Diode D 3, dem FET T 1 und dem Kondensator C 2.

Wird die Taste gedrückt, entlädt sich der Kondensator C 2 über die Widerstände R 2 und R 3. Der Kondensator C 1 lädt sich über die Diode D 3 auf. Nach Loslassen des Tasters wird die positive Seite von C 1 auf Masse geschaltet und am Gate von T 1 steht eine negative Spannung, die ihn völlig sperrt.

Außerdem wird nach Loslassen der Taste der Kondensator C 2 über die Emitter-Basis-Strecke von T 2 und R 3 aufgeladen. Durch den Transistor T 2 fließt ein kurzer Basisstromimpuls, und der eingangs beschriebene Zustand wird eingeleitet. Der Schalter ist eingeschaltet.

Der Kondensator C 1 wird jetzt über den Widerstand R 1 entladen. Reicht die Spannung nun nicht mehr aus, um den Transistor T 1 zu sperren, beginnt er Strom zu ziehen. Der Transistor T 3 sperrt, und die Schaltung kippt um. Der Schalter ist ausgeschaltet. Außerdem bewirkt die Schaltung eine Kontrolle der Batteriespannung und verhindert somit eventuelle Fehlmessungen mit Hilfe der Z-Diode ZPD 18, im beschriebenem Beispiel bei etwa 18,5 V. Durch eine andere Z-Diode kann dieser Wert leicht geändert werden. Man kann sie auch ganz fehlen lassen und den Widerstand R 4 auf 27...57 kΩ erhöhen. Die Schaltung arbeitet dann schon bei sehr kleinen Spannungen. Der Kondensator C 3 überbrückt die Z-Diode beim Einschalten.

Möchte man eine Kontrolle darüber, daß das Gerät eingeschaltet ist, so kann man noch zusätzlich die Leuchtdiode D 4 einbauen. Wenn im Gerät Elektrolytkondensatoren in der Stromversorgung benutzt werden, so muß man sie mit den Dioden D 1 und D 2 überbrükken, da der Ladestrom sonst die Leuchtdiode zerstört.

Heinz Stiewe

Elektronische Kuckucksuhr

Durch die Verbilligung der integrierten Schaltungen begünstigt, erschien eine Vielzahl von Digitaluhrschaltungen. Nach Erscheinen einer Schaltung, die Kuckucksrufe nachahmt (FUNKSCHAU 1971, Heft 12, S. 385), lag der Gedanke einer Kombination nahe.

Dieser Beitrag beschreibt nur die Steuerung der Kuckucksrufe ausführlich; von der Digitaluhr und dem Kuckuck nur die notwendigen Eingriffe.

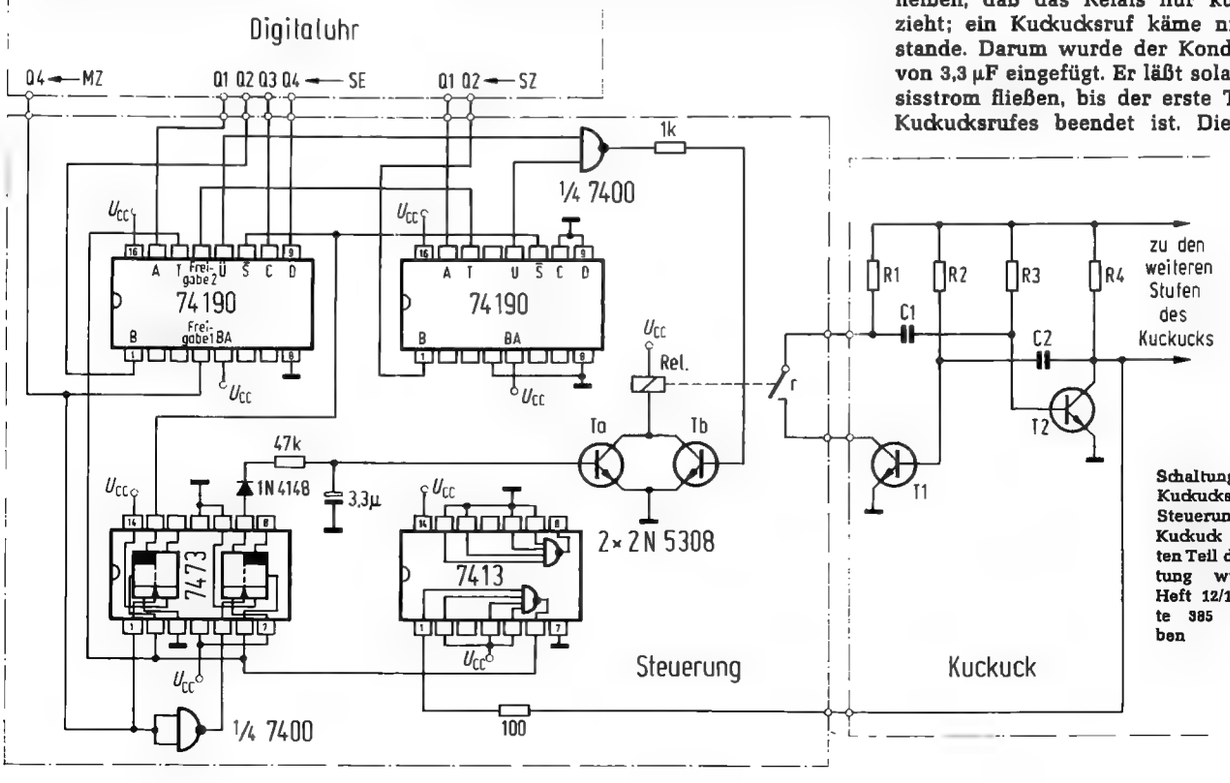
Der Kuckuck ruft alle halbe Stunde einmal und jede volle Stunde der Stundenzahl entsprechend. Hierzu muß der Kuckuck extern gestartet und gestoppt werden können, und nach Beendigung eines Rufes eine Rückmeldung erfolgen. Man trennt den Kollektor von T 1 der Kuckuckschaltung auf und fügt den Arbeitskontakt eines Reed-Relais (rd. 35 AW) ein. Das Rückmeldungssignal wird an Kollektor T 2 abgegriffen. Ein Schmitt-Trigger (7413) bereitet es für TTL-Schaltung auf.

In der Digitaluhr wird an den angegebenen Ausgängen der Zähler abgegriffen. Bedingung für den Halbstundenruf ist allerdings ein symmetrischer Ausgangsimpuls an Q 4 des Minutenzehners.

Das Kernstück der Steuerung besteht aus zwei dekadischen miteinander gekoppelten Vorwärts-Rückwärts-Zählern (74190), die auf Rückwärtszählen geschaltet sind (BA auf U_{cc}). Ein Doppelflipflop, ein NAND-Gatter und ein Inverter sorgen für die nötige Signalsteuerung.

Halbstunden-Kuckucksruf

Der Vorgang beginnt, indem der Minutenzehner (Q 4) der Digitaluhr auf H, d. h. von 2 auf 3 springt. Dadurch werden zunächst der Takteingang des linken Rückwärtszählers gesperrt und das rechte Flipflop des 7473 gesetzt. An der Basis des Darlingtontransistors Ta (General Electric) liegt nun Spannung, das Relais zieht, der Kuckuck startet, d. h. der Multivibrator in der Kuckuckschaltung springt um. T 2 sperrt sofort. Der Schmitt-Trigger (7413) gibt ein L-Signal auf das Flipflop, das in seinen Ausgangszustand zurückspringt. Das würde heißen, daß das Relais nur kurz aufzieht; ein Kuckucksruf käme nicht zustande. Darum wurde der Kondensator von 3,3 µF eingefügt. Er läßt solange Basisstrom fließen, bis der erste Teil des Kuckucksrufes beendet ist. Die Diode



Schaltung der Kuckucksuhr-Steuerung. Der Kuckuck im rechten Teil der Schaltung wurde in Heft 12/1971, Seite 385 beschrieben

verhindert eine Entladung über die integrierte Schaltung. Der Rückmeldeimpuls an dem Takteingang des Rückwärtszählers ist wirkungslos, da dieser gesperrt ist.

Stunden-Kuckucksruf

Zunächst springt der Minutenzehner (Q 4) auf L. Der Takteingang des linken Rückwärtszählers wird geöffnet und das linke Flipflop des 7473 gesetzt. Als Folge öffnen sich die Stelleingänge der beiden Rückwärtszähler, und die Informationen an den Q-Ausgängen der Digitaluhr werden eingeschoben. Dadurch springen je nach Information ein oder beide Übertragungsausgänge der Rückwärtszähler in den Zustand L.

Am Ausgang des NAND-Gatters (7400) erscheint ein H-Signal. Der Darlingtontransistor Tb steuert auf, das Relais zieht, der Kuckuck startet. Gleichzeitig wird von Kollektor T 2 ein Signal abgegeben, daß das linke Flipflop zurücksetzt; was ein Sperren des Setzeinganges der Rückwärtszähler zur Folge hat.

Nach jedem ersten Teil des Kuckucksrufes – wenn der Multivibrator zurückspringt – stellt ein Impuls die Rückwärtszähler um eine Ziffer zurück. Sind bei beiden die Ausgänge Q 1...Q 4 auf L, so erscheint an den Überträgen H. Als Folge sperrt Tb, der Kuckuck schweigt.

Besonderheiten

Bei Anbau der Steuerung an eine vorhandene Digitaluhr ist die hohe Stromaufnahme der integrierten Schaltung 74190 zu beachten (65...105 mA). Beim Muster wurde etwa 200 mA gemessen. Außerdem benötigt der Kuckuck rund 8 V zur einwandfreien Funktion. Bei niedrigerer Spannung kann es zu Fehlimpulsen des Triggers kommen. Die Größe des Kondensators von 3,3 µF ist eventuell neu zu bestimmen. Ist die Kapazität zu klein, erfolgt kein Ruf. Ist die Kapazität zu groß, erfolgt ein Doppelruf. Es ist eine Tantalausführung zu empfehlen.

Hans Lissy

Elektronisches Tremolo

Da die Begriffe Vibrato und Tremolo oft verwechselt werden, sei zunächst der Unterschied erläutert:

Zur Erzeugung des Vibratoeffektes wird die Signalspannung mit einer niedrigen Modulationsfrequenz frequenzmoduliert, während der Tremoloeffekt durch Amplitudenmodulation mit niedriger Modulationsfrequenz hervorgerufen wird, wobei die Amplitude der Signalspannung im Rhythmus der Modulationsfrequenz schwankt.

Bild 1 zeigt die Schaltung eines Doppel-T-Oszillators mit anschließendem Abschwächer. Die Betriebsspannung beträgt 9 V. Der Oszillator arbeitet bei der angegebenen Spannung sehr zuverlässig und erzeugt eine Sinusschwingung. Die Lebensdauer der Batterie beträgt unter normalen Betriebsbedingungen mehrere Wochen.

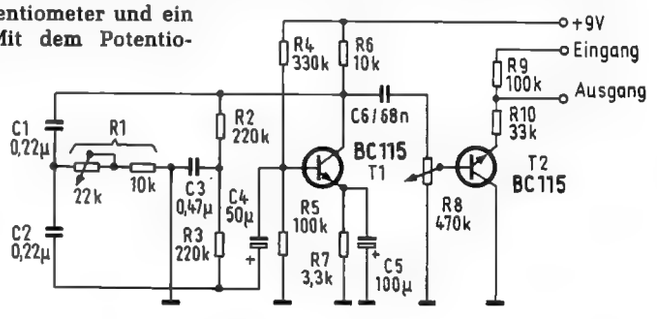
Für den Oszillator ist das RC-Netzwerk C 1, C 2, C 3, R 1, R 2, R 3 frequenzbestimmend. Den Widerstand R 1 bilden ein 22-kΩ-Potentiometer und ein 10-kΩ-Widerstand. Mit dem Potentiometer läßt sich die gewünschte Frequenz einstellen. Die Widerstände R 4, R 5, R 6, R 7 versorgen den Transistor T 1 mit den erforderlichen Spannungen. C 5, R 5, R 7 bilden zusammen mit T 1 den Transistorverstärker, wobei der Kondensator C 5 die gegenkoppelnde Wirkung von Widerstand R 3 für Wechselspannungen unwirksam macht. Der Kondensator C 4 koppelt das Oszillatorsignal auf die Basis von T 1. Über C 6 und dem Einsteller R 8 gelangt das Signal auf die Basis von T 2, welcher im Rhythmus des Oszillatorsignals durchsteuert. Durch den Widerstand R 9 wird das tonfrequente Signal eingekoppelt, über den Widerstand R 10 ausgekoppelt. Mit dem Potentiometer R 8 läßt sich die Tremolotiefe einstellen.

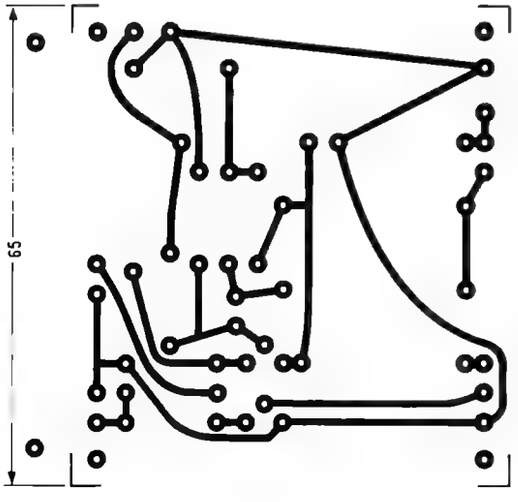
Für die Frequenzeinstellung verwendet man am besten eine ziffernbedruckte Skala, damit die erforderlich Einstellung auch während des Spiels schnell erfolgen kann.

Aufbau

Der Aufbau ist völlig einfach und unkritisch *(Bild 2)*. Wichtig ist es, darauf zu achten, daß die angegebenen Kondensatorwerte eingehalten werden. Kleine Abweichungen sind zulässig. Eine zu hohe Oszillatorfrequenz würde den gewünschten Effekt verfehlen. Die Wahl der Transistoren ist auch nicht von großer Bedeutung. Im Mustergerät wurden Typen, wie BC 115 oder BC 107, erfolgreich ausprobiert. (I 120)

Bild 1. ▶ Schaltung des Tremolos





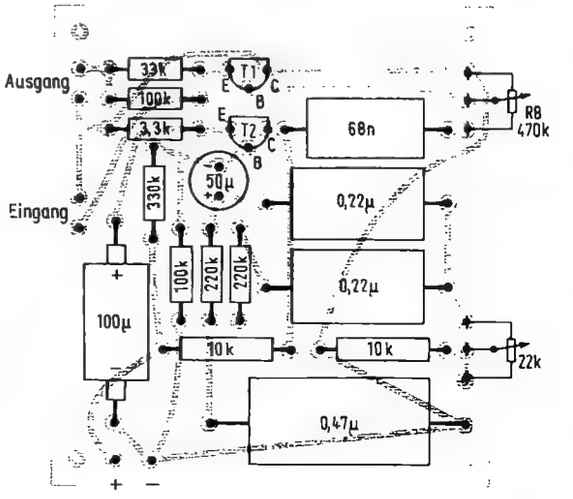


Bild 2. Platine und Bestückungsplan des Tremolos. Ein Bausatz ist bei ITT Schaub-Lorenz, Abt. Hobbykits, erhältlich

Sinus-Rechteck-Generator

1. Teil

Helmut Langer
2. Preisträger des
FUNKSCHAU-Wettbewerbes 1973

Bei dem nachstehend beschriebenen Gerät wurde auf Genauigkeit und Konstanz der elektrischen Daten, besonders der Ausgangsspannungen, Wert gelegt. Daraus läßt sich der Mehraufwand gegenüber einfacheren Schaltungen erklären. Die Grundlage bildet ein RC-Oszillator mit Wien-Brücke[1]), der durch Hinzufügen geeigneter Schaltungen zum Sinus-Rechteck-Generator erweitert wurde. Außer Sinus- und Rechteckspannungen liefert der Generator positive und negative Nadelimpulse (Triggerimpulse).

Das Blockschaltbild

Den prinzipiellen Aufbau des Sinus-Rechteck-Generators zeigt das Blockschaltbild in *Bild 1*.

Der Sinusgenerator arbeitet nach dem Prinzip der Wien-Brücke. Er steuert über den Regler „Sinus Amplitude fein" die Sinus-Endstufe aus. Am Ausgang liegt eine Gleichrichterschaltung mit einem Meßinstrument, das die Ausgangsspannung in V_{eff} anzeigt. Der Ausgangsteiler „Sinus Amplitude grob" teilt die Ausgangsspannung in neun Stufen von 6 V_{eff} auf 1 mV_{eff} herunter. Ein zusätzlicher Teiler gestattet eine nochmalige Abschwächung um den Faktor 1000.

Gleichzeitig steuert die Wien-Brücke den Rechteckformer, der aus dem Begrenzer und dem Schmitt-Trigger besteht. Der Begrenzer liefert eine trapezförmige Spannung, die im Schmitt-Trigger zu einer Rechteckspannung umgewandelt wird. Nach dem Schmitt-Trigger folgt die Rechteck-Endstufe. Hier wird die Rechteckspannung auf die erforderliche Höhe gebracht und mit steilen Anstiegsflanken versehen. Mit dem Regler „Rechteck-Amplitude fein" läßt sich die Amplitude stetig verändern. Ein Meßinstrument, in V_{ss} geeicht, zeigt die Höhe der Rechteckspannung an. Der Ausgangsteiler „Rechteck-Amplitude grob" teilt die Rechteckspannung in elf Stufen von 20 V_{ss} auf 10 mV_{ss} herunter. Ein zusätzlicher Teiler gestattet auch hier eine Abschwächung um den Faktor 1000. Der Schmitt-Trigger steuert außerdem eine Stufe, die positive und negative Triggerimpulse mit einer Amplitude von 10 V oder 1 V erzeugt *(Tabelle 1)*.

Das stabilisierte Netzteil sorgt für eine gute Konstanz der Betriebsspannungen.

Netzteil

Die Sekundärspannungen des Netztransformators T 1 *(Bild 2)* werden durch die Gleichrichter Gl 101, Gl 201 gleichgerichtet und den beiden Regelteilen zugeführt, die zum Erzeugen der benötigten Betriebsspannungen (–10 V, +24 V) dienen. Für die negative Spannung arbeitet die Z-Diode D 102 als Referenzspannungsquelle und der Transistor T 102 als Regelvergleichsstufe. Der Längstransistor T 15 wird von der Treiberstufe T 103 gesteuert. Der Transistor T 101 bildet mit den Widerständen R 101, R 102 eine Überstrombegrenzung, welche die Stabilisierungsschaltung bei Überlast und Kurzschluß schützt.

Das Regelteil für die positive Spannung benutzt die negative Spannung als Referenzquelle. Hier arbeitet T 202 als

[1]) Ein transistorbestückter Sinusgenerator für den Frequenzbereich 10 Hz...1 MHz, FUNKSCHAU 1963, Heft 18, S. 505.

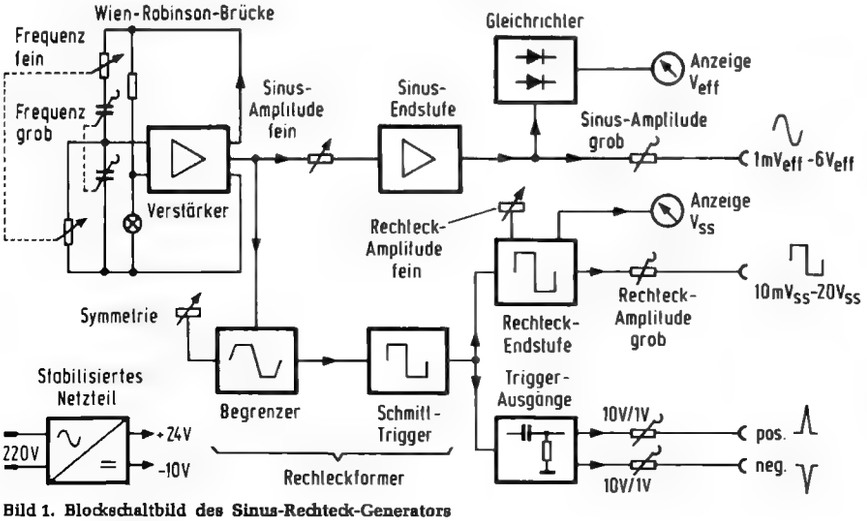


Bild 1. Blockschaltbild des Sinus-Rechteck-Generators

Tabelle 1: Technische Daten

Sinus-Signal	
Frequenzbereich:	3 Hz...2 MHz
Ausgangsspannung:	1 μV_{eff}...6 V_{eff} stetig und in Stufen regelbar
Quellwiderstand:	bei Stufenteilerstellung 1 mV...3 V = 200 Ω, 6 V = 50 Ω, mit Teiler x 10^{-3} = 50 Ω
Klirrfaktor:	≦ 0,3 %
Rechteck-Signal	
Frequenzbereich:	0,8 Hz...2 MHz
Ausgangsspannung:	10 μV_{ss}...20 V_{ss} stetig und in Stufen regelbar
Quellwiderstand:	bei Stufenteilerstellung 10 mV...5 V = 50 Ω, 10 V = 100 Ω, 20 V = 200 Ω, mit Teiler x 10^{-3} = 50 Ω
Anstiegszeit:	≦ 10 ns (bezogen auf $R_a = R_i$)
Trigger-Impulse	
Frequenzbereich:	0,8 Hz...2 MHz positiv und negativ an getrennten Ausgängen
Ausgangsspannung:	0,8 Hz...100 kHz 10 V/1 V umschaltbar, 100 kHz...2 MHz 5 V/0,5 V umschaltbar
Netzanschluß:	220 V/50 Hz, 30 VA
Besonderheiten	
	Sinus- und Rechteckspannungen sowie Triggerimpulse sind gleichzeitig entnehmbar. Alle Ausgänge kurzschlußsicher. Netzteil kurzschlußfest.

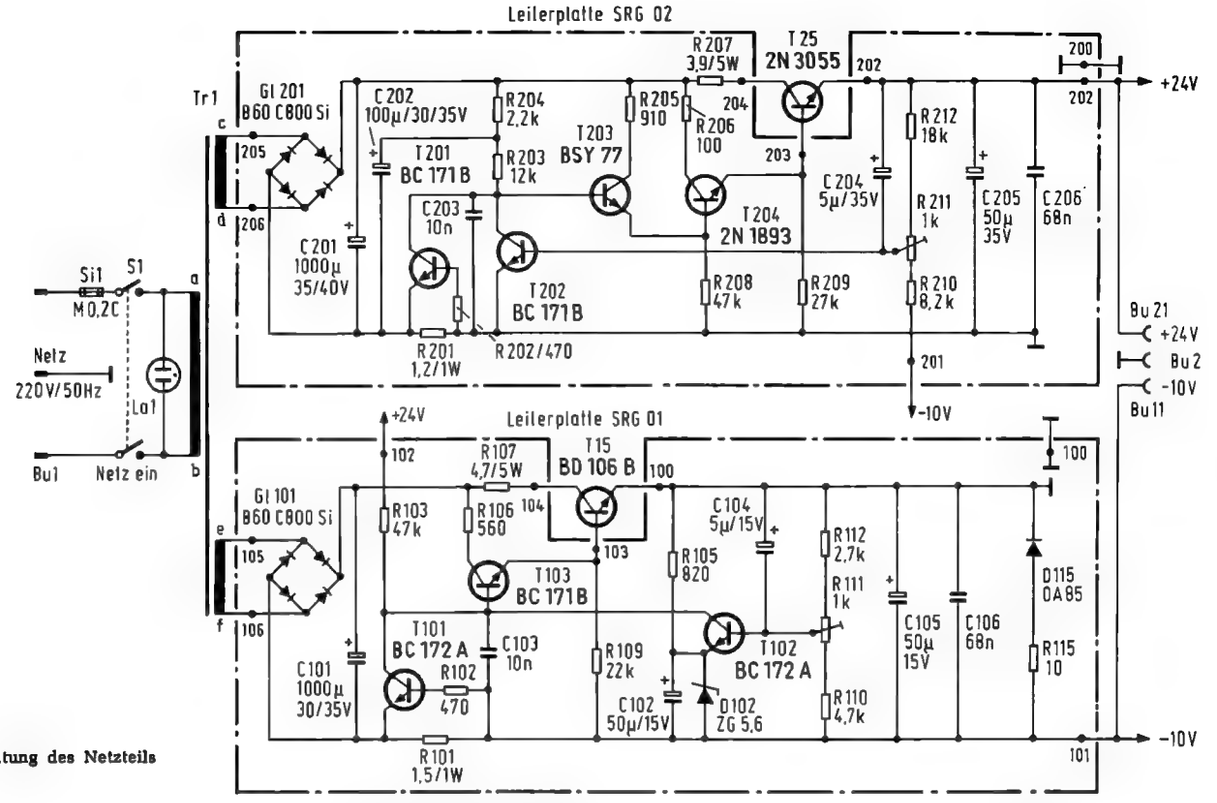


Bild 2. Schaltung des Netzteils

Vergleichsstufe. Die Transistoren T 203, T 204 sind die Treiber für den Längstransistor T 25. T 201 schützt in Verbindung mit den Widerständen R 201 und R 202 die Stabilisierungsschaltung bei Überlastung und Kurzschluß. Die Ausgangsspannungen legt man mit den Einstellern R 111, R 211 fest.

Wien-Brücke

Zur Erzeugung der sinusförmigen Spannung wird eine Wien-Brücke verwendet, auf deren Funktion hier nicht näher eingegangen werden soll, da solche Schaltungen in der Literatur schon hinreichend beschrieben worden sind *(Bild 3)*.

Die Frequenzbereiche sind über die

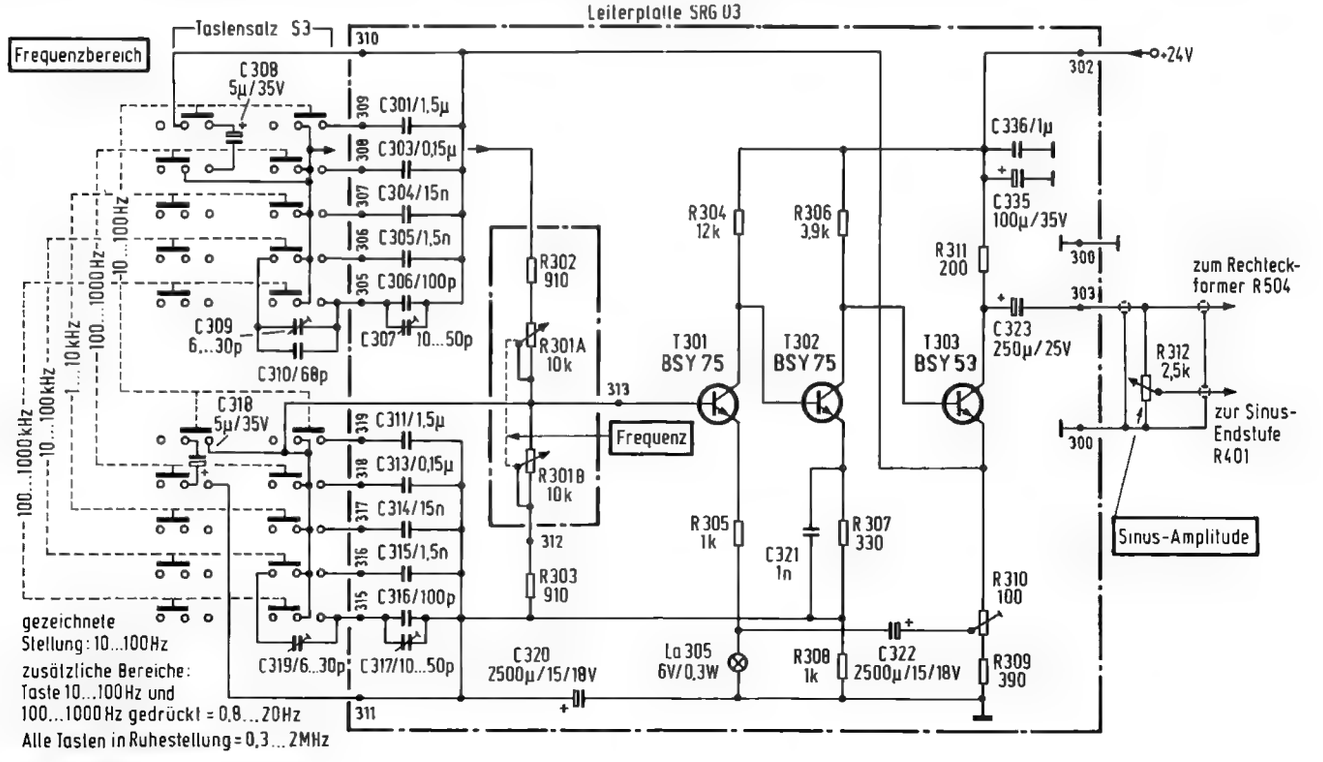


Bild 3. Schaltung der Wien-Brücke

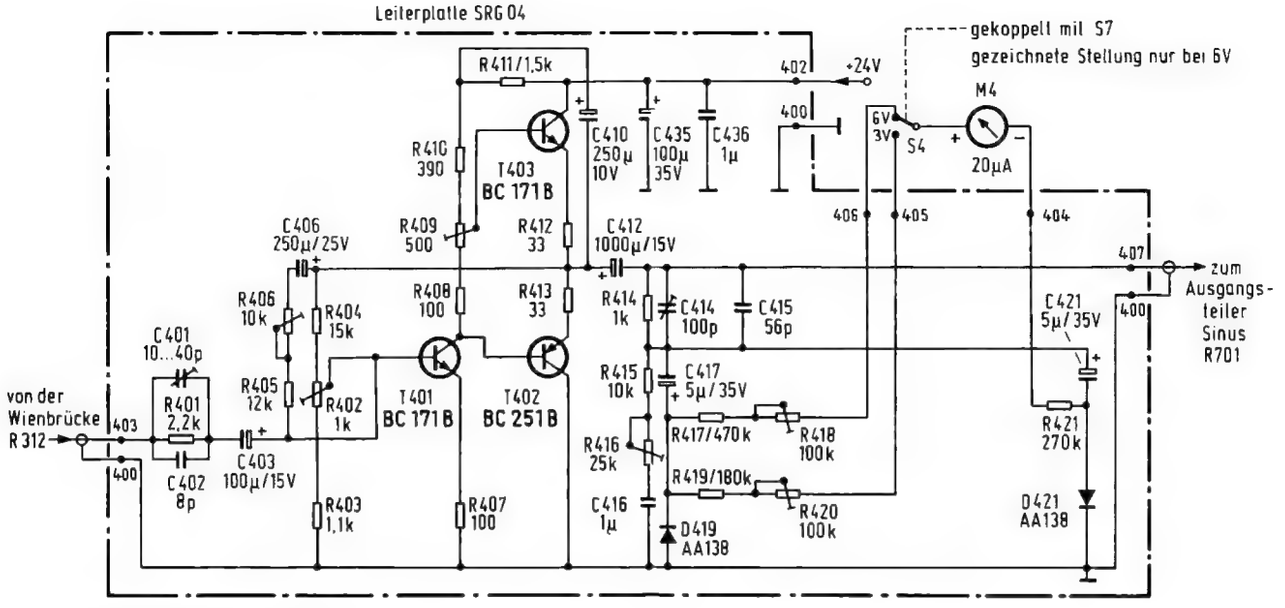


Bild 4. Schaltung der Sinus-Endstufe

Kondensatoren C 301 bis C 310/C 311 bis C 319 und den Tastenschalter S 3 umschaltbar. Die Feineinstellung erfolgt mit dem Tandem-Potentiometer R 301 A/B. In Verbindung mit dem Tastenschalter sei hier eine Besonderheit erwähnt:

Beim gleichzeitigen Drücken der Tasten 10...100 Hz und 100...1000 Hz werden die Kondensatoren C 308 und C 318 zusätzlich wirksam, wodurch ein zusätzlicher Frequenzbereich von etwa 0,8 Hz... 20 Hz zur Verfügung steht. Ähnlich ist es, wenn sich alle Tasten in Ruhestellung befinden (leichtes Antippen einer Taste). Dann nämlich werden die Kondensatoren C 309/C 310 und C 319 eingeschaltet, so daß ein weiterer Bereich von etwa 0,3...2 MHz entsteht. Am Kollektor von T 303 wird die Ausgangsspannung abgenommen und über C 323 dem Rechteckformer direkt sowie über den Regler R 312 „Sinus-Amplitude" der Sinus-Endstufe zugeführt.

Sinus-Endstufe und Ausgangsteiler

Die Sinus-Endstufe *(Bild 4)* ist mit der Treiberstufe T 401 und dem Emitterfolger T 402, T 403 in Komplementärschaltung ausgeführt. Die Stufen sind gleichstromgekoppelt. Das hat die Vorteile, daß die Arbeitspunkte stabil gehalten werden, der Klirrfaktor niedrig bleibt und die Schaltung bei relativ niedriger Betriebsspannung weit aussteuerbar ist. Mit den Reglern R 402, R 409 lassen sich die Arbeitspunkte der Transistoren einstellen, um den Klirrfaktor niedrig zu halten. Die Kondensa-

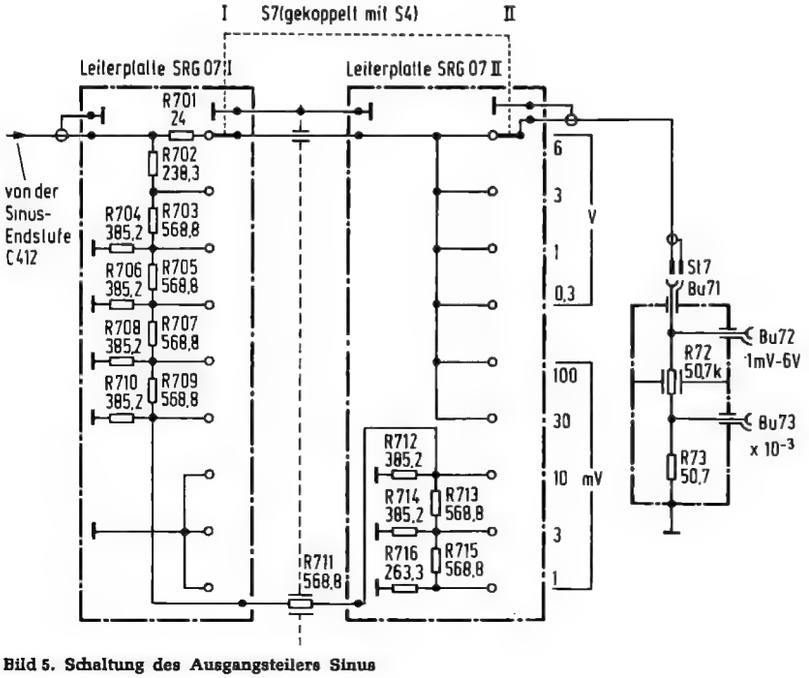


Bild 5. Schaltung des Ausgangsteilers Sinus

Helmut Langer

Geboren am 3. 2. 1944 in Grottkau/Oberschlesien, aufgewachsen in Dresden und am Niederrhein. Nach dem Volksschulbesuch Übertritt in die Städtische Realschule Köln, 1960 mit der Mittleren Reife abgegangen. Anschließend Lehre als Radio- und Fernsehtechniker in Köln. Gesellenprüfung im April 1963, im gleichen Jahr Eintritt bei Rohde & Schwarz, Werk Köln. 1971 Meisterprüfung im Radio- und Fernsehtechniker-Handwerk. Zur Zeit Untergruppenleiter bei R & S in der Gruppe Meßgeräte (Oszillografen).

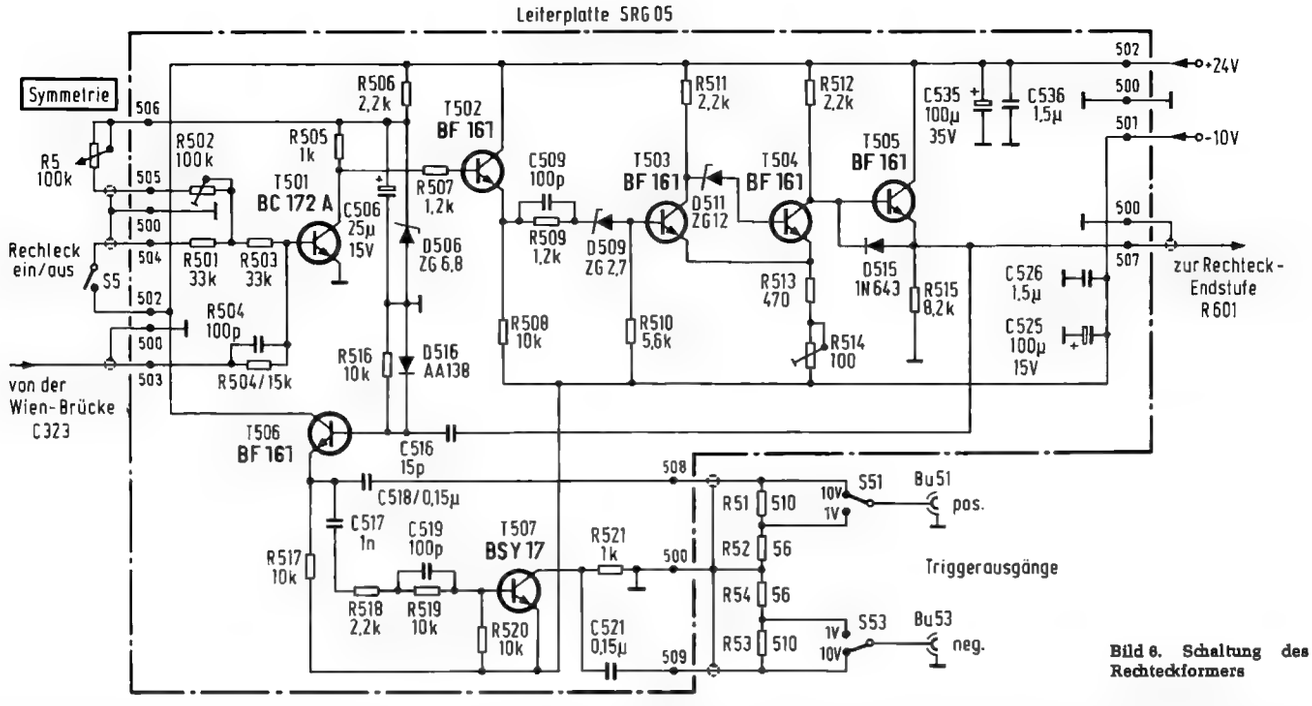


Bild 6. Schaltung des Rechteckformers

toren C 401/C 402 kompensieren den Spannungsteiler R 401/R 402/R 403. Über C 406/R 406/R 405 erfolgt eine Wechselspannungsgegenkopplung, die Verzerrungen entgegen wirkt. Zur Messung der Ausgangsspannung dient der Diodengleichrichter in Spannungsverdopplerschaltung und das Meßinstrument M 4, das in V_{eff} geeicht ist. Der Frequenzgang wird durch eine frequenzabhängige Teilung R 414/R 415/R 416/C 416 der Voltmeter-Eingangsspannung sowie durch das Entzerrerglied R 414/C 414/C 415 linearisiert. Durch diese Maßnahme erreicht man eine große Anzeigegenauigkeit.

Der Ausgangsteiler *(Bild 5)* ist in T-Schaltung aufgebaut und besitzt konstanten Innenwiderstand von 200 Ω in den Bereichen 1 mV bis 3 V. Im Bereich 6 V beträgt R_i = 50 Ω. Bedingt durch die Auslegung des Teilers muß im Bereich 6 V das Anzeigeinstrument M 4 umgeschaltet werden. Dies geschieht durch den Schalter S 4, der mit dem Ausgangsteiler gekoppelt ist.

Rechteckformer

Die sinusförmige Spannung der Wien-Brücke gelangt über R 504/C 504 auf die Begrenzerstufe T 501, die eine trapezförmige Spannung erzeugt *(Bild 6)*. Mittels R 5 kann die Symmetrie der Trapezspannung und damit der Rechteckspannung am Ausgang um etwa ±10 % verändert werden. Über den Emitterfolger T 502 wird das Signal dem Schmitt-Trigger T 503/T 504 zugeführt.

Am Kollektor des Transistors T 504 erhält man eine Rechteckspannung, die über einen weiteren Emitterfolger T 505 der Reckteck-Endstufe und den Stufen T 506/T 507 zur Erzeugung von Triggerimpulsen zugeführt wird. Das Glied R 516/C 516 differenziert die Rechteckspannung zu Nadelimpulsen. Die Diode D 516 schneidet den negativen Teil der Impulse ab.

Die Transistoren T 506 und T 507 sorgen für eine niedrige Ausgangsimpedanz. An den Buchsen Bu 51/Bu 53 stehen gleichzeitig positive und negative Triggerimpulse mit wahlweise 1 V oder 10 V Amplitude zur Verfügung.

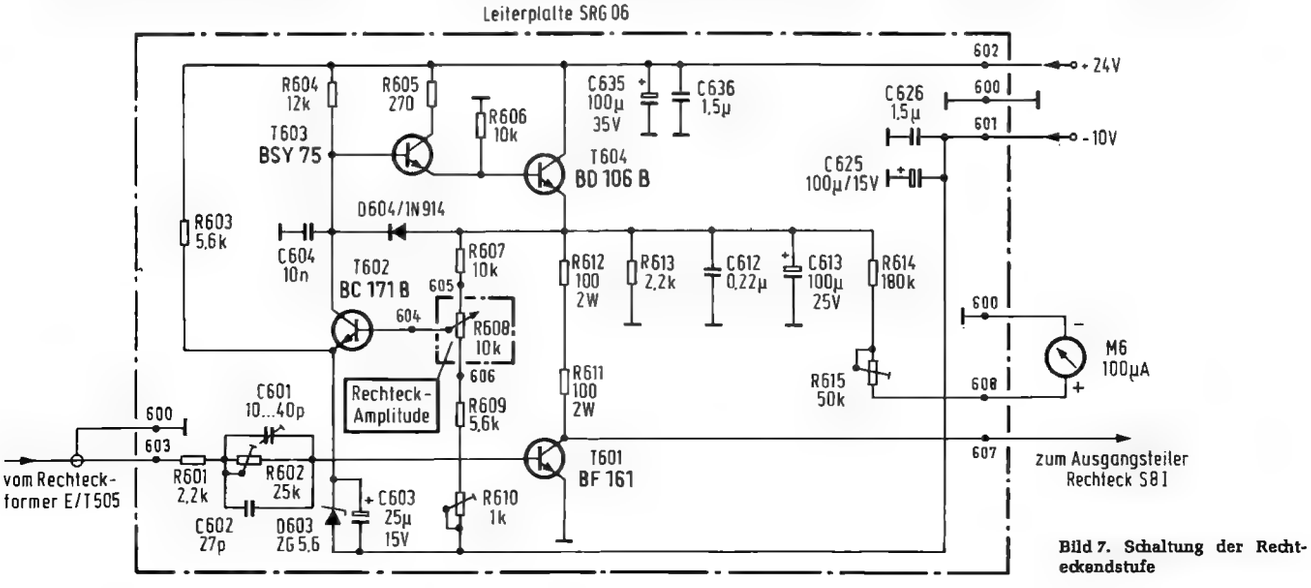


Bild 7. Schaltung der Rechteckendstufe

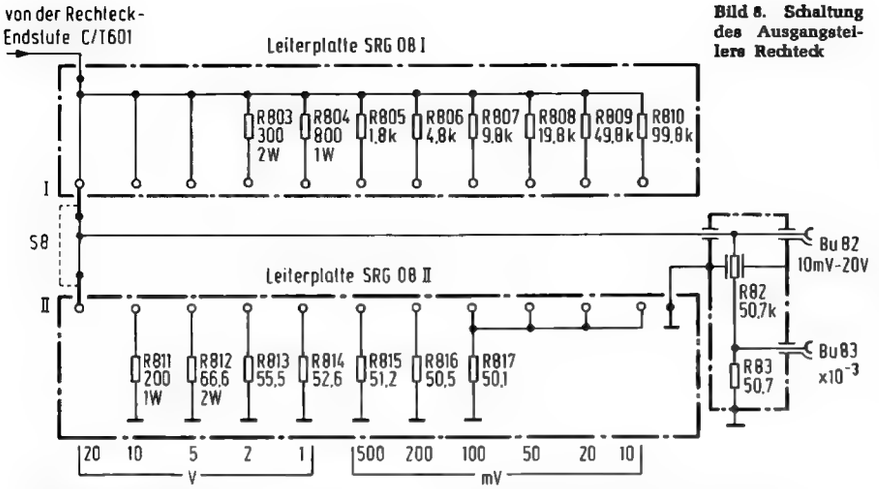


Bild 8. Schaltung des Ausgangsteilers Rechteck

Rechteck-Endstufe und Ausgangsteiler

Die Rechteck-Endstufe *(Bild 7)* besteht im wesentlichen aus dem als Schalter arbeitenden Transistor T 601 und einer Regelanordnung T 602, T 603, T 604, mit deren Hilfe die Amplitude der Ausgangsrechteckspannung konstant gehalten wird und stufenlos einstellbar ist. Die Regelanordnung arbeitet mit der Z-Diode D 603 als Referenzspannungsquelle und dem Transistor T 602 als Regelvergleichsstufe, die über den Treiber T 603 den Längstransistor T 604 steuert. Mit dem Regler R 608 „Rechteck-Amplitude" läßt sich die Spannung am Emitter von T 604 von < 1 V bis > 20 V regeln. Vom Rechteckformer gelangt das Signal über R 601/R 602/C 601/C 602 zur Basis des Transistors T 601. Am Kollektor von T 601 erscheint eine Rechteckspannung, deren Amplitude gleich der Spannung am Emitter von T 604 abzüglich der Kollektorrestspannung von T 601 ist. Das Instrument M 6 mißt die Gleichspannung am Emitter des T 604 und damit annähernd die Höhe der Ausgangsrechteckspannung in V_{ss}. Eine genaue Eichung ist mit R 615 möglich. Der Ausgangsteiler hat in den Bereichen bis 5 V konstanten Innenwiderstand von 50 Ω. Lediglich im Bereich 10 V ist R_i = 100 Ω, und im Bereich 20 V beträgt R_i = 200 Ω *(Bild 8)*. *(Fortsetzung folgt)*

Klaus Orlowski

Aussteuerungsmesser mit integrierten Schaltungen

Tonübertragungsanlagen, die höheren Ansprüchen genügen sollen, erfordern einen Aussteuerungsmesser, dessen Skalenverlauf möglichst genau dem Gehöreindruck entspricht. Ein derartiges Gerät wurde seinerzeit in der FUNKSCHAU [1], beschrieben und war seitdem in einer Anlage des Verfassers mit vollem Erfolg in Betrieb. Dies nicht zuletzt aufgrund der guten dynamischen Eigenschaften des verwendeten Anzeigeinstrumentes.

In einer Übertragungsanlage, die ausschließlich mit Halbleitern bestückt ist, macht die Bereitstellung der Röhren-Betriebsspannungen Schwierigkeiten. Gegenwärtig werden auf dem Markt integrierte Linearverstärker zu günstigen Preisen angeboten.

Nachfolgend soll der Neuaufbau des Mustergerätes beschrieben werden. Darüber hinaus ist es unter Anwendung einer Schaltungsvariante möglich, auch normale Instrumente (links liegender Nullpunkt) zu verwenden.

Funktionsweise

Bild 1 gibt das Prinzip wieder. Der 0-dB-Pegel liegt bei 1,55 V. Der Eingangswiderstand beträgt etwa 10 kΩ. Die erste Stufe (IS 1) dient als Gleichrichter. Die erforderliche Linearität zwischen Ein- und Ausgang ist weitgehend gewährleistet. C 9 lädt sich auf den Spitzenwert der Tonfrequenzspannung auf und bestimmt gemeinsam mit R 6, R 5, P 1 die Zeit des Zeiger-Rücklaufes (etwa 2 s von 0 dB bis $-\infty$).

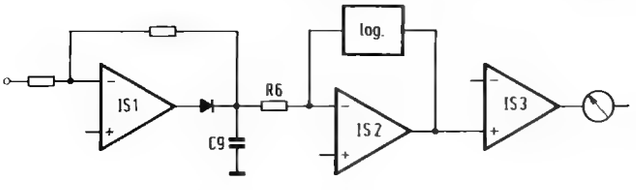


Bild 1. Prinzip der Aussteuerungsmessung

Das Kernstück des Gerätes bildet die Logarithmierstufe (IS 2). Ein als Diode geschalteter Transistor im Gegenkopplungszweig dieser Stufe stellt den gewünschten nichtlinearen Zusammenhang zwischen Eingang und Ausgang her. Mit dieser Schaltung wäre es möglich, mühelos 5...6 Zehnerpotenzen (100 dB) zu bestreichen. Für die vorliegende Anwendung genügt eine Ablesemöglichkeit bis -50 dB. Die sich anschließende dritte Stufe ist als Anpassung an das Anzeigeinstrument gedacht.

Die Schaltung

Normalerweise benötigen Rechenverstärker zweipolige Versorgungsspannungen [2] gegen den Nullpunkt. Im vorliegenden Falle wurde das Gerät aus Vereinfachungsgründen an eine vorhandene, grob stabilisierte 24-V-Spannung angeschlossen. Der Minus-Anschluß ist identisch mit Masse.

Der gemeinsame Schaltungsnullpunkt der Rechenverstärker wurde auf 12-V-Potential gelegt. Der Betrag dieser Spannung ist unkritisch; es genügt die Stabilisierung mit einer Z-Diode. Zum Verständnis der Schaltung ist es günstiger, alle Spannungsbetrachtungen auf den Nullpunkt der Verstärker zu beziehen. In den nachfolgenden Ausführungen wird davon Gebrauch gemacht.

Das Signal gelangt über R 1, C 1 auf den invertierenden Eingang des ersten Verstärkers *(Bild 2)*. Die Diode D 1 dient zur Vermeidung von Aufladungseffekten (sogenanntes latch up) und hat keinen Einfluß auf die Linearität der Gleichrichtung. Die positiven Halbwellen laden den Tantalkondensator C 9 über D 3 auf.

Da diese Diode im Gegenkopplungskreis (R 5, P 1) liegt, werden ihre Nichtlinearitäten am Anfang der Dioden-Kennlinie nicht wirksam. Das Ergebnis ist eine einwandfreie Gleichrichterwirkung bis in den mV-Bereich.

Der niedrige Innenwiderstand des OP-Verstärkers MIC 709 (≈ 150 Ω) gewährleistet selbst unter Einbeziehung des Bahnwiderstandes D 3 eine minimale Aufladungszeit des Kondensators C 9 auf den Spitzenwert des Signals. Dieses ist für die Anzeige kurzer Impulse besonders wichtig. Mit P 1 wird die Verstärkung der Stufe und damit die Lage des 0-dB-Punktes auf der Skala eingestellt.

Im Gegenkopplungszweig von IS 2 liegt eine Hälfte des Doppeltransistors T 1. Dieses System dient als spannungsabhängiger Widerstand: Bei geringer Signalspannung ist der Bahnwiderstand R_{BE} relativ groß. Steigt die Spannung, nimmt R_{BE} ab. Die Folge ist eine stär-

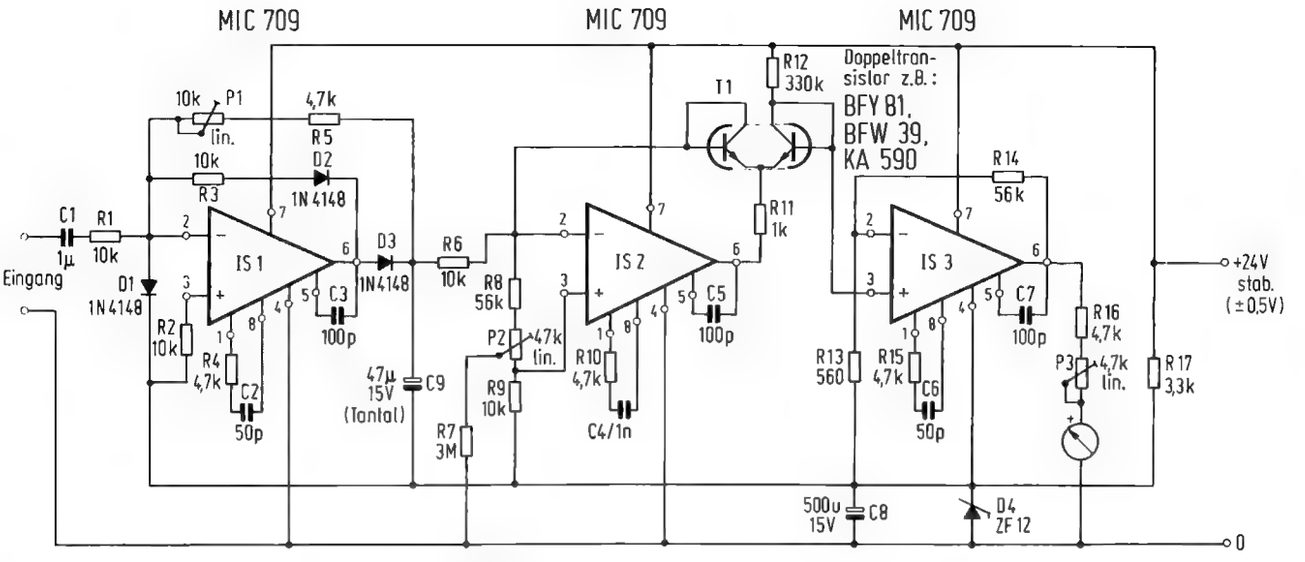
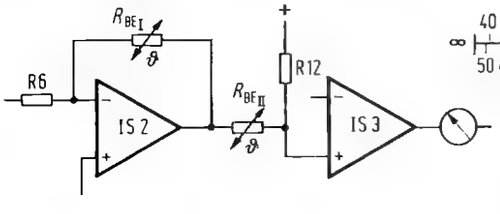


Bild 2. Schaltung des Aussteuerungsmessers

kere Gegenkopplung und damit ein Absinken der Verstärkung dieser Stufe. Die Skala eines am Ausgang von IS 2 angeschlossenen linear anzeigenden Instrumentes würde eine nach höheren Werten hin gedrängte Teilung besitzen. Eine in Dezibel geeichte Skala hat hier jedoch bereits die gewünschte lineare Teilung.

Durch die positive Aussteuerung am invertierenden Eingang ist die Ausgangsspannung dieser Stufe negativ. Bekanntlich ist der Widerstand der Basis-Emitter-Strecke auch von der Temperatur abhängig. Zur Kompensation des Temperatureinflusses liegt das zweite Transistorsystem in einer Spannungsteilerschaltung am nichtinvertierenden Eingang der Stufe IS 3 *(Bild 3)*. Bei Temperaturerhöhung ändern sich beide Bahnwiderstände (R_{BE}) gleichsinnig. Der dadurch entstehende Verstärkungsabfall bei IS 2 wird durch Ändern des Reihenwiderstandes ($R_{BE\,II}$) ausgeglichen. Durch die über den Widerstand R 12 erzeugte positive Vorspannung liegt der Ausgang von IS 3 im Ruhezustand auf etwa + 3 V. Das entspricht einer Spannung von rund +15 V gegen Masse (– 24 V) und einem Instrumentenstrom von etwa 2 mA. Bei steigendem Eingangssignal gewinnt die negative Ausgangsspannung von IS 2 an Einfluß, und der Strom sinkt auf 0,5 mA (entspricht 0 dB) ab. Eine Überlastung des Instrumentes ist damit so gut wie ausgeschlossen.



◀ Bild 3. Wirkungsweise der Temperatur-Kompensation

Aufbau

Die Schaltung wurde auf eine kaschierte Experimentierplatte mit den Abmessungen 100 mm x 30 mm aufgebaut. Für Eich- und Pegelzwecke wurde zusätzlich ein 1000-Hz-Generator eingebaut. Bei Bedarf kann der Eingang mit einem Tiefpaß (19 kHz) zur Aussiebung des Stereo-Pilottones beschaltet werden. Im Mustergerät wurden 0,25-W-Widerstände mit 2 % Genauigkeit verwendet, doch können ohne weiteres 10 %-Widerstände eingesetzt werden. Für T 1 diente der Transistor KA 590 (SGS). Geeignet sind aber auch die Typen BFY 81 oder BFW 39 (ebenfalls SGS). Wer eine aufwendigere Justierarbeit nicht scheut, kann z. B. zwei normale npn-Transistoren verwenden und miteinander verkleben (Vorsicht, ggf. Gehäuse isolieren!), damit eine gute thermische Kopplung gewährleistet ist. Diese Lösung ist zweifellos preisgünstiger. Schwingneigung wurde nicht beobachtet. Sollten trotzdem Schwierigkeiten auftreten, können die Kondensatoren der Kompensationsglieder (C 2 bis C 7) ohne weiteres vergrößert werden. Die Versorgungsspannung sollte mindestens auf ± 0,5 V stabilisiert sein, damit ein Nachjustieren unterbleiben kann. Der Stromverbrauch beträgt etwa 12 mA.

Abgleich

Hauptproblem bei einem eventuellen Umbau des Gerätes [1] ist die Abstimmung der Übertragungscharakteristik auf den Skalenverlauf des Anzeigeinstrumentes (beim Nachbau einer Schaltung geht man bekanntlich den umgekehrten, leichteren Weg).

Bild 4. Skalenverlauf

Eine vollständige Übereinstimmung ist nicht erreichbar, da die Nachbildung der Röhrenkennlinie zu aufwendig wäre. Andererseits wurde ungern auf die zusätzliche Ablesemöglichkeit von – 50 dB verzichtet. So ergibt sich der in *Bild 4* gezeigte Skalenverlauf. Behelfsweise kann der 35-dB-Strich als neue 40-dB-Marke und der alte 40-dB-Strich als 50-dB-Marke verwendet und beschriftet werden.

Vor dem Einschalten wird P 3 auf den vollen Wert gebracht. Nun wird bei fehlendem Signal mit Hilfe von P 2 eine Ausgangsspannung von etwa + 3 V an IS 3, Anschluß 6, gegen Pluspol C 8 eingestellt. Daraufhin bringt man mit Hilfe von P 3 den Zeiger des Instrumentes auf – ∞. Nun wird ein Signal von 1,55 V entsprechend 0 dB auf den Eingang des Gerätes gegeben und mit P 1 auf 0 dB eingestellt. Anschließend ist mit P 2 und P 1 dieser Vorgang zu wiederholen, bis beide Marken stimmen. Jetzt wird zweckmäßigerweise unter Zuhilfenahme eines in dB geeichten Abschwächers der Skalenverlauf nach Bild 4 überprüft. Hierbei muß ggf. P 3 geringfügig verändert werden. Dies hängt wesentlich von der Wahl des Transistors T 1 ab. Daraufhin muß mit P 1 und P 2 wieder korrigiert werden. Die beiden letztgenannten Einsteller werden von außen zugänglich gemacht.

Literatur

[1] Aussteuerungsmesser für das Tonstudio. FUNKSCHAU 1963, Heft 6, S. 147, Heft 7, S. 177.

[2] The application of Linear microcircuits. SGS-Firmenschrift.

Dolby-Stretcher im Cassettenrecorder
„Hochhausgeschädigten" wurde geholfen
Neue Wege in der Anzeigetechnik
P & H u. a.: LM 1303 als Stereovorstufe,
fotoelektronischer Drehzahlmesser

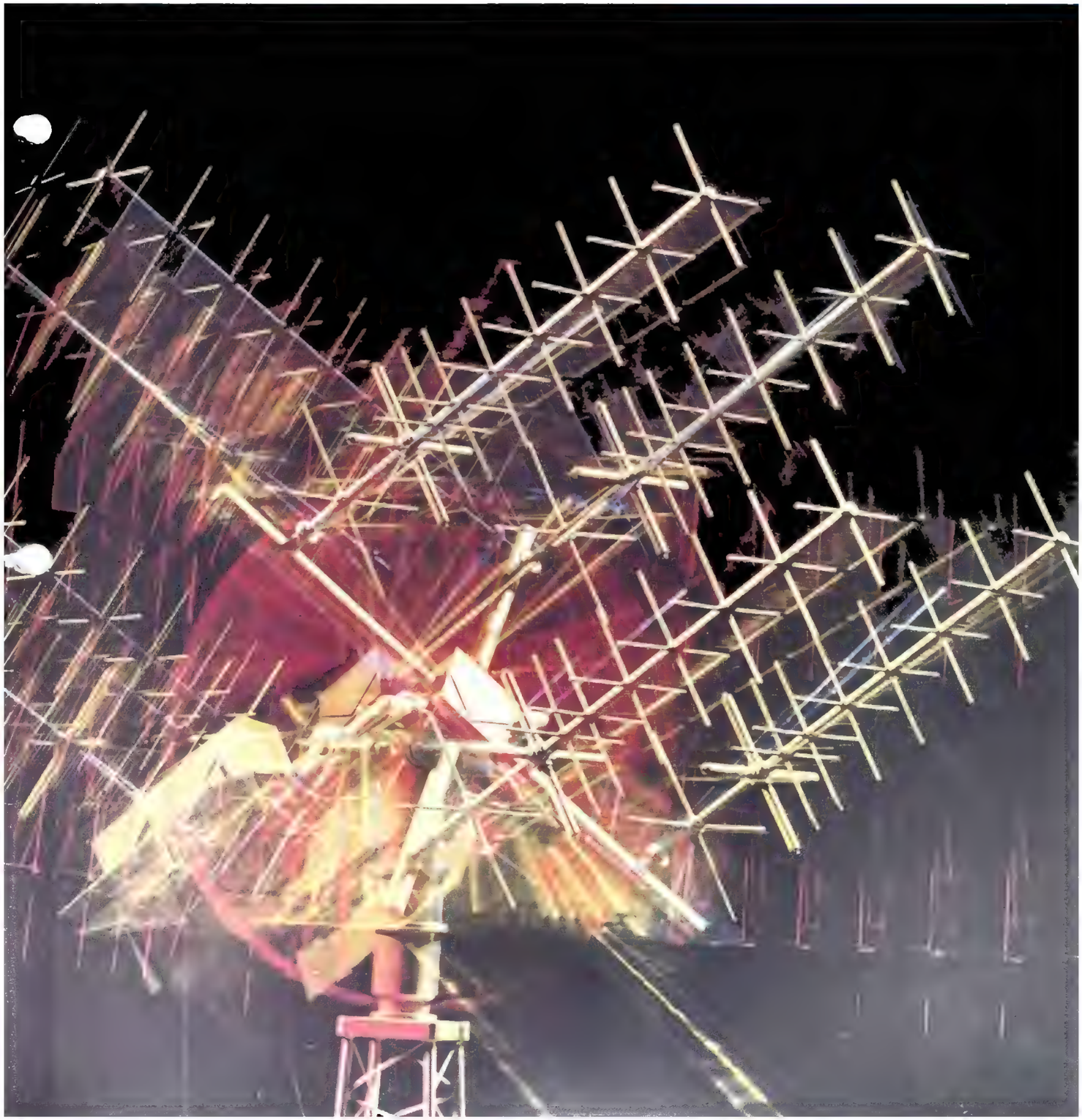
B 3108 D

1

1. Jan.-Heft 1972
DM 2.50
öS 21.-, sfr 3.–

Funkschau

Radio · Fernsehen · Elektroakustik · Elektronik



Fotoelektronischer Drehzahlmesser

Gerhard O. W. Fischer

Zur Überwachung und Kontrolle von Motoren und Maschinen aller Art werden Drehzahlmesser benötigt. Oft wird gefordert, daß rotierende Teile, wie Wellen, Räder usw., eine bestimmte Drehzahl einhalten müssen. Es werden enge Toleranzgrenzen festgesetzt, die nur geringfügig über- oder unterschritten werden dürfen.

Automatische Drehzahlwächter sorgen dafür, daß Umlaufgeschwindigkeiten genau eingehalten werden. In neuerer Zeit haben sich elektronische Drehzahlmesser durchgesetzt, die nach dem fotoelektronischen Prinzip arbeiten. Ihr Vorteil gegenüber mechanischen oder sonstigen Systemen ist, daß sie sehr einfach und unkompliziert aufgebaut werden können, weshalb sich ein solches Gerät besonders gut zum Nachbau eignet. Bei den Flugmodellbauern sind derartige Geräte schon seit einiger Zeit bekannt, sie dienen dort zur Kontrolle der Umdrehungszahlen der Flugmotoren, denn bekanntlich hat jeder Motor seinen besten Wirkungsgrad bei einer ganz bestimmten Drehzahl, die möglichst eingehalten werden sollte.

Das hier beschriebene Gerät ist leicht aufzubauen und kann vielseitig verwendet werden, da sich praktisch alle drehenden Teile messen oder überwachen lassen. Der Umgang mit dem Gerät ist sehr einfach, es muß nur sichergestellt sein, daß die zu messenden, sich drehenden Teile vom Tageslicht beschienen werden. Ist dieses nicht der Fall, genügt z. B. eine Stabtaschenlampe als Lichtquelle. Das Gerät arbeitet mit einer eingebauten Batterie und ist daher überall verwendbar.

Um die Wirkungsweise der Schaltung zu verstehen, muß man sich anhand von *Bild 1* das Prinzip klarmachen. Wichtigster Bestandteil ist der Fotowiderstand F (LDR 03). Fotowiderstände haben die Eigenschaft, ihren Widerstandswert je nach Helligkeitsunterschieden zu verändern. Schon sehr geringe Helligkeitsunterschiede rufen relativ starke Änderungen des Widerstandswertes hervor. Diese Tatsache wird in der Schaltung ausgenutzt, um Helligkeitsunterschiede, wie sie von rotierenden Teilen hervorgerufen werden, zu messen und anzuzeigen. Durch jede Helligkeitsänderung entstehen Impulse, die über den Kondensator C 2 an den zweistufigen Verstärker T 1/T 2 weitergeleitet werden. Dieser verstärkt die Impulse und führt sie über C 4 einem Schmitt-Trigger T 3/T 4 zu. Der Schmitt-Trigger formt sie zu Rechteckimpulsen um. Über den Kondensator C 5 und den Widerstand R 15 werden die Impulse differenziert, um am Ausgang sehr steile Nadelimpulse zu erhalten, die zur Aussteuerung des folgenden monostabilen Multivibrators T 5/T 6 benötigt werden. Die Anzahl der Nadelimpulse entspricht genau der Anzahl der vom Fotowiderstand gelieferten Lichtimpulse. Je mehr Impulse vom Multivibrator geliefert werden, desto höher ist der Strom, der durch das Instrument M fließt. Die Anzeige ist linear, was sich bei der Eichung des Gerätes besonders vorteilhaft auswirkt. Es genügt völlig, das Licht einer normalen Glühbirne, die

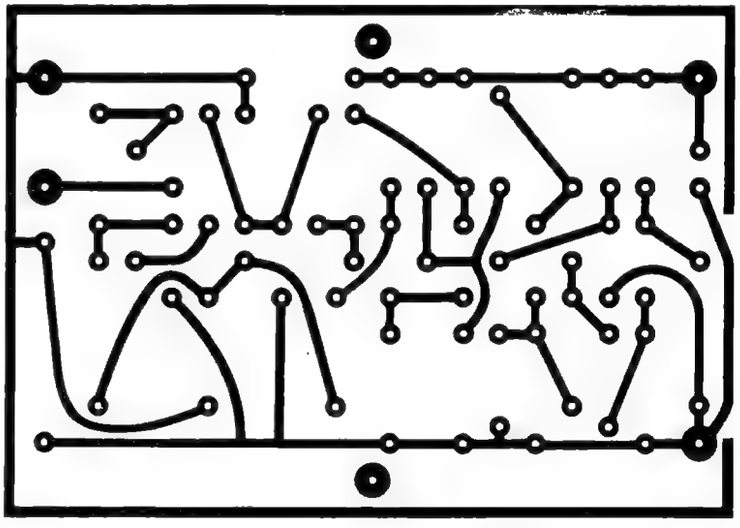


Bild 2. Die Druckvorlage des fotoelektronischen Drehzahlmessers im Maßstab 1 : 1

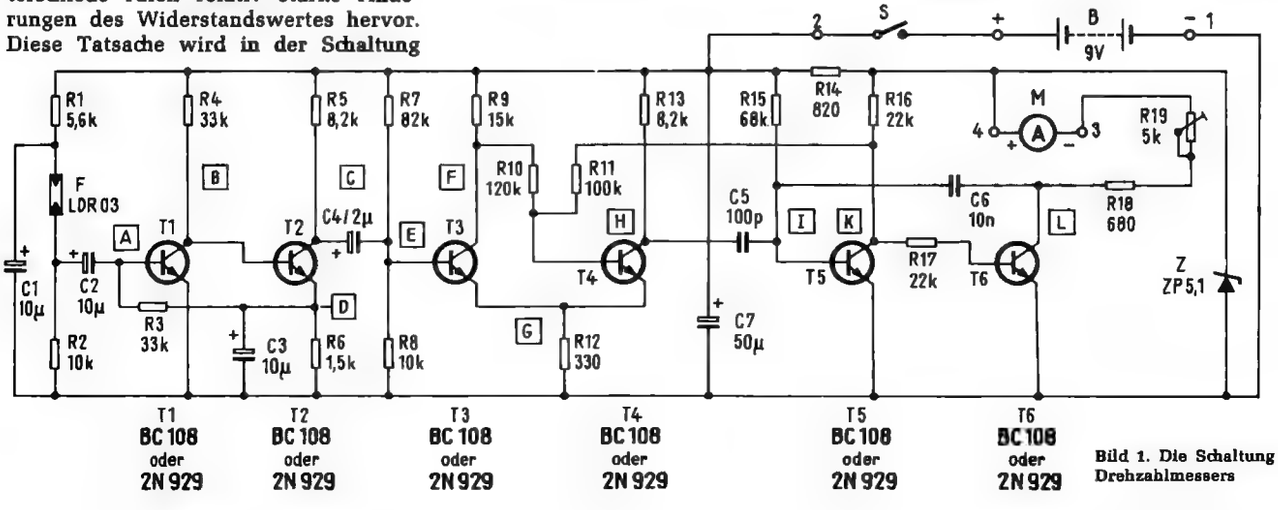


Bild 1. Die Schaltung des Drehzahlmessers

Bild 3. Innenansicht des Gerätes im Teko-Gehäuse P/3

mit 50 Hz Wechselspannung aus dem Lichtnetz betrieben wird, für die Eichung zu verwenden. Diese Möglichkeit besteht dadurch, daß wir mit dem hier beschriebenen Drehzahlmesser Impulse je Sekunde messen. Auch das von der Netzfrequenz stammende Licht einer elektrischen Glühbirne ändert sich 100mal in der Sekunde von hell auf dunkel. Wird ein Fotowiderstand in die Nähe einer elektrischen Glühbirne gehalten, so ändert sich im Rhythmus der Nulldurchgänge (Helligkeitsunterschiede) 100mal in der Sekunde sein Widerstandswert. Damit liefert er 100 Impulse je Sekunde. Man erkennt einen bestimmten Zusammenhang zwischen der Drehzahl und der Frequenz, der uns bei der Eichung zugute kommt.

Wenn der Fotowiderstand bei Beleuchtung durch eine Glühbirne in der Sekunde 100 Impulse abgibt, so bedeutet das, daß er in der Minute 60 × 100 = 6000 Impulse liefert. Mit dem Einsteller R 19 kann das Instrument direkt geeicht werden, indem man das Potentiometer so lange verdreht, bis der Zeiger des Instrumentes M auf 0,6 mA steht. Damit ist der Drehzahlmesser bereits geeicht. Die Anzeige von 0,6 mA entspricht einer Drehzahl von 6000 Umdrehungen in der Minute. Da die Anzeige linear verläuft, besagt das, daß eine Zunahme von 0,1 mA stets einer Zunahme von 1000 Umdrehungen gleichkommt.

0,1 mA = 1 000 U/min
0,2 mA = 2 000 U/min
0,3 mA = 3 000 U/min usw. bis
1 mA = 10 000 U/min

Um z. B. die Drehzahl einer sich drehenden Welle eines Elektromotors messen zu können, muß auf die Welle in Längsrichtung ein schwarzer Streifen aufgeklebt werden. Decofix leistet hier gute Dienste. Wird die Welle vom Tageslicht beschienen, ist eine Messung sofort möglich. Die im Tageslicht sehr hell erscheinende Welle reflektiert das Licht zum Fotowiderstand. Nach jeder Umdrehung der Welle unterbricht der aufgeklebte schwarze Streifen diese Helligkeit. Im Fotowiderstand wird dadurch nach jeder Umdrehung ein Impuls erzeugt. Die Anzahl der Impulse entspricht somit der Umdrehungszahl der Motorwelle, die das Instrument anzeigt. Alle sich drehenden Teile können auf die geschilderte Weise in ihrer Drehzahl gemessen werden. Soll die einer rotierenden Welle festgestellt werden, auf die kein Tageslicht fällt, was z. B. bei einem in ein Gehäuse eingebauten Elektromotor der Fall sein würde, muß die Welle durch eine mit Gleichstrom gespeiste Lampe, am besten eine Taschenlampe, angestrahlt werden. Die Lampe darf deshalb nur mit Gleichstrom gespeist werden, da bei Wechselstrom sonst die Lichtfrequenz vom Drehzahlmesser angezeigt werden würde und nicht die Drehzahl des Motors. Sehr gut eignet sich der Drehzahlmesser auch für den Flug- und Schiffsmodellbauer zur genauen Drehzahlmessung der Luft- oder Schiffsschrauben.

Da bei einem Flugmodell meistens mit Zweiblattluftschrauben gearbeitet wird, ist die Eichung des Gerätes mit 50 Hz Netzfrequenz so vorzunehmen, daß der Zeiger des Instrumentes nicht auf 0,6 sondern auf 0,3 mA eingestellt wird. Um eine Direktanzeige für die Umlaufgeschwindigkeit bei Flugmodellen zu erhalten, ist diese Änderung erforderlich, da eine Zweiblattluftschraube bei jeder Umdrehung zwei Impulse liefert. Das gleiche gilt selbstverständlich auch für die Zweiflügelschiffsschraube. Zeigt das Instrument einen Wert von etwa 0,8 mA an, so besagt das, daß der Flugmodellmotor mit 8000 Touren in der Minute läuft. Die Anzeige entspricht direkt der Drehzahl der Luftschrauben oder Schiffspropeller in U/min.

Will man mit einem so geeichten Gerät die Drehzahl einer drei- oder gar vierflügeligen Schiffsschraube oder Luftschraube messen, ist zu beachten, daß die angezeigte Drehzahl im ersten Fall durch 1,5 und im zweiten Fall durch 2 dividiert werden muß, da bei jedem Umlauf jetzt entweder drei oder gar vier Lichtimpulse auf den Fotowiderstand fallen. An zwei Beispielen soll dies veranschaulicht werden.

Zeigt das Instrument bei einer sich drehenden dreiflügeligen Schiffsschraube eine Umdrehungszahl von 2500 U/min an, so muß diese Zahl durch 1,5 dividiert werden. 2250 : 1,5 = 1500. Die tatsächliche Drehzahl der Schraube beträgt demnach 1500 U/min. Eine vierflügelige Luftschraube würde bei einer Anzeige von 1500 U/min tatsächlich mit 1500 : 2 = 750 U/min laufen.

Aufgebaut wird der Drehzahlmesser auf eine gedruckte Platte *(Bild 2)* und eingebaut wird er in ein Teko-Gehäuse P/3 *(Bild 3)*. Es ist dafür zu sorgen, daß der Fotowiderstand F an einer Stirnfläche des Gehäuses angebracht wird, und zwar so, daß sich an dieser Stelle ein kleines Loch in der Gehäusewand befindet, damit die Lichtimpulse direkt auf die Fotoschicht des Widerstandes

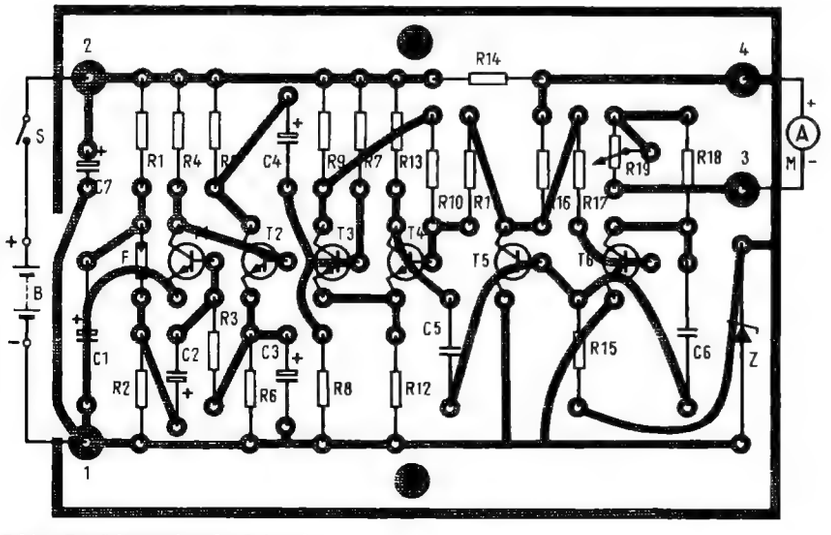


Bild 4. Bestückungsplan der Leiterplatte

fallen können. Das Instrument soll einen Anzeigebereich von 0 bis 1 mA haben, der Innenwiderstand beträgt etwa 100 Ω. Die Wisometer eignen sich für diesen Zweck ausgezeichnet.

Soll die Drehzahl eines rotierenden Teils gemessen werden, so ist die Öffnung im Gehäuse in Richtung auf die zu messende Welle zu richten. Das auf das Meßobjekt einfallende Licht, Tageslicht oder Gleichstromkunstlicht, darf nicht abgeschattet werden, die Meßstelle muß hell erleuchtet sein. Während der Messung muß man unbedingt alle aus dem Lichtnetz gespeisten Beleuchtungskörper ausschalten, da sonst Fehlmessungen vorkommen können. Der Drehzahlmesser ist so empfindlich, daß am Tage eingeschaltete Lampen, die mehrere Meter weit vom Aufstellungsort des Drehzahlmessers entfernt stehen, von ihm angezeigt werden. Stets wird eine Drehzahl von 3000 U/min angezeigt, die von den Lichtimpulsen herrühren. *Bild 4* zeigt den Bestückungsplan.

Wolfgang Müller

Erfahrungen mit einem Hybrid-Leistungsverstärker

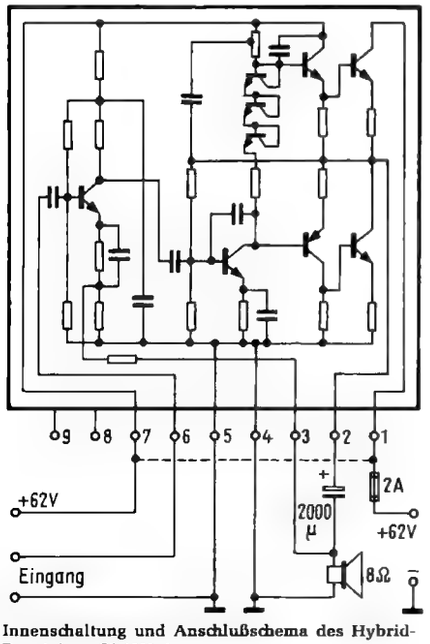
Die integrierten Endverstärker SI 1050 A, bezogen von der Firma Akinom, Darmstadt, sind für 50 W effektive Dauerleistung an 8-Ω-Lautsprechersätzen ausgelegt, können aber (bei sehr guter Kühlung und an 4 Ω) gefahrlos im Dauerbetrieb bis etwa 65 W abgeben. Durch abgeschnittene Spannungsspitzen muß man dann jedoch einen Klirrfaktor von 0,5 % in Kauf nehmen.

Bei kurzzeitiger Belastung über 100 W (hier ist von Effektivleistung die Rede) gibt der Ausgang statt einem Sinus naturgemäß eine Art Trapez ab. In dem Leistungsbereich von 1...50 W liegt nach meinen Messungen (durch Abweichungsanalyse) der Klirrfaktor unter dem extrem niedrigen Wert von 0,05 % (1 kHz). Mit Erhöhung der Frequenz steigt der Klirrfaktor bis 0,1 % bei 10 kHz. Der darüber liegende Bereich interessiert für Hörzwecke nicht, da dort schon die erste harmonische Oberwelle weit außerhalb des Hörbaren liegt. In dem Bereich unter 200 Hz steigt der Klirrfaktor mit sinkender Frequenz und Leistung, erreicht aber erst bei 20 Hz und 0,1 W die 0,1 %-Grenze, er liegt also noch wesentlich unter der pauschalen Firmenangabe von k = 0,2 %.

Akinom gibt eine untere Grenzfrequenz von 20 Hz an, die sich bei Verwendung größerer Auskoppelkapazitäten (etwa 5000 µF) tatsächlich bis auf 15 Hz herabsetzen läßt. Die Firma macht Reklame damit, daß als äußere Beschaltung nur dieser Auskoppelkondensator benötigt wird *(Bild)*. Das stimmt nur eingeschränkt: Bei stark induktiver Last (z. B. Übertrager) neigt die IS zu Eigenschwingungen, die erst durch ein RC-Glied unterbunden werden. Ebenso ist naturgemäß ein Potentiometer nötig, wenn man die Verstärkung über die vorgesehene Rückführung verändern will.

Die nach Prospektangabe 10 s lang zulässige Abgabe von 120 W wurde ebenso wie die Kurzschlußstandfestigkeit von 5 s (Schmelzsicherung ausreichend!) nicht überprüft, da ich mir als Privatmann eine Zerstörung eines Bauteils mit einem Preis von weit über 50 DM nicht leisten kann.

Als typisch seien hier noch folgende Daten aufgeführt: Versorgungsspannung 62 V, Wirkungsgrad über 70 %, Eingangsspannung bei Vollaussteuerung 0,55 V an 70 kΩ, Ausgangsinnenwiderstand 0,2 Ω, Ruhestrom 30 mA bei − 20 bis + 80 °C durch eine aufwendige Diodengestaltung (Bild) innerhalb ± 2 % gehalten, Rauschabstand 90 dB.



Innenschaltung und Anschlußschema des Hybrid-Bausteines SI-1050 A

Ing. Gerhard Amon

Elektronischer Tischrechner mit integrierten Schaltungen 5. Teil

Die Beschreibung dieses Tischrechners zum Selbstbau begann in Heft 21/1971. Aufgrund des regen Interesses bringen wir die Stückliste bereits in diesem Heft auf Seite 25. Der Schluß mit weiteren Hinweisen für den Aufbau folgt im nächsten Heft.

Netzteil

Der Netzteil *(Bild 43)* liefert die Versorgungsspannungen 5 V (etwa 1,4 A) und 175 V (etwa 16 mA). Bei dem kleinen Gehäuse des Rechners mußte getrachtet werden, die Wärmeentwicklung nicht unnötig zu vergrößern, daher die Doppelweggleichrichtung mit zwei Gleichrichterdioden für den 5-V-Teil. Bei einer Graetzschaltung müßte die Wechselspannung von 8 V auf 9 V erhöht werden. Das gibt etwa 1,5 W zusätzliche Verluste! Der integrierte Spannungsregler LM 309 K garantiert im zulässigen Betriebstemperaturbereich von 0 °C bis 70 °C die gewünschte Ausgangsspannung von 5 V ± 0,25 V. Es sind keinerlei externe Regelelemente erforderlich. Die Verwendung des integrierten Spannungsreglers ist die einfachste und eleganteste Lösung, aber nicht die billigste. Wer sparen will und die nötigen Kenntnisse hat, kann den 5-V-Teil auch anders aufbauen.

Die Gleichspannung für die Ziffernanzeigeröhren wird durch eine bekannte Schaltung stabilisiert. Bei Netzspannungsschwankungen von ± 10 % bleiben die 175 V ebenso wie die 5 V konstant. Bei nicht darüber hinausgehenden Über- oder Unterspannungen arbeitet daher die Logikschaltung absolut sicher und die Helligkeit der Ziffernanzeige ändert sich nicht.

Der Aufbau

Der Rechner ist in vier Baugruppen ausgeführt, welche in ein schwarzes Jautz-Pultgehäuse Nr. 7107 aus Isolier-

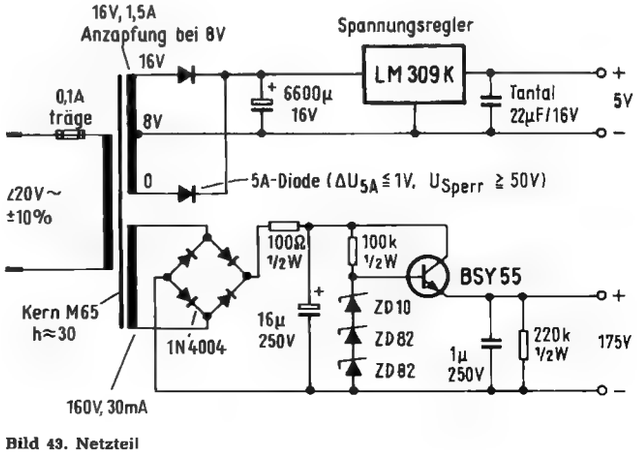


Bild 43. Netzteil

Bild 47. 5-V-Netzteil mit Transformator

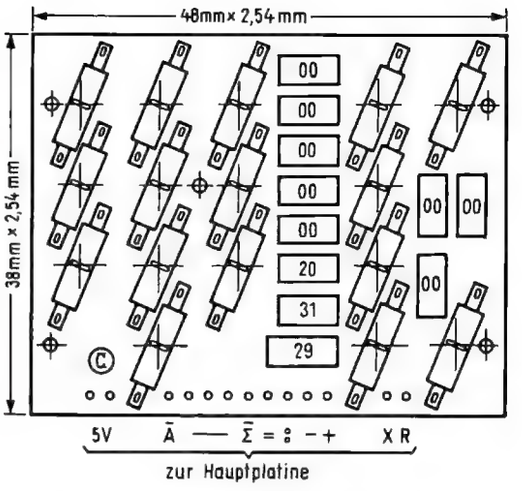


Bild 48. ▲ Tastenfeldplatine

Die Farbbilder 44 bis 46 befinden sich aus drucktechnischen Gründen auf Seite 26.

stoff eingebaut werden. Diese Baugruppen sind:

Tastenfeld nach Bild 30 (siehe Foto *Bild 44* auf Seite 26),

Hauptplatine mit Schaltungsteilen nach Bild 31, 32, 35, 36, 38 und 40 bis 42 (siehe Foto *Bild 45*),

Ziffernanzeige mit Decoder und 175-V-Netzteil nach Bild 37 und teilweise Bild 43 (siehe Foto *Bild 46*),

5-V-Netzteil mit Netztransformator nach Bild 43 (siehe Foto *Bild 47*).

Tastenfeld

Die Anordnung der Mikroschalter und integrierten Bausteine für das Tastenfeld auf einer Lochplatte (Teilung 2,54 mm, Loch-ϕ 1,3 mm) zeigt *Bild 48*. Die angedeuteten Mikroschalter vom Typ Crouzet 5 A, 250 V, 83132 haben besonders geringe Bauhöhe. Es können aber auch andere Mikroschalter verwendet werden. In die Lochplatte werden Lötschwerter gesteckt, auf welchen dann die Mikroschalter angelötet werden können.

Die integrierten Bausteine werden ebenfalls in die Lochplatte gesteckt, wobei zunächst ein Pappestreifen von 0,5 mm bis 0,75 mm Dicke untergelegt wird. Die Anschlüsse der integrierten Bausteine werden rechtwinkelig nach innen gebogen. Die Verdrahtung erfolgt mit einem kunststoffisolierten Schaltdraht Cu 0,3 ϕ, verzinnt. Wegen der geringen Stärke dieses Schaltdrahtes ist es möglich ein oder – wenn es die Schaltung erfordert – auch bis zu drei Drahtenden in ein Lochplattenloch zu stecken, in dem sich schon ein Bausteinanschluß befindet. Das Drahtende wird dann ebenso wie früher schon der Bausteinanschluß abgebogen und mit diesem verlötet. Die Verdrahtung erfolgt somit von oben. Damit bei Fehlern noch ein Wechseln der integrierten Bausteine möglich ist, werden die Verbindungen von Anschluß zu Anschluß zwar auf kürzestem Weg, aber in leichtem Bogen geführt, also nicht straff gespannt. Bei dieser Verdrahtungsmethode, die sich als sehr praktisch erwiesen hat, entsteht zwar ein unregelmäßiges Netz von Drähten, was aber in keiner Weise stört. Exakt parallel geführte und für das Auge ausgerichtete und gebündelte Verdrahtungen bringen ohnehin nur die Gefahr von sogenanntem Nebensprechen. Die Pappestreifen unter den integrierten Bausteinen heben diese etwas und erleichtern damit das zusätzliche Einstecken der Drahtenden. Sie werden rechtzeitig, solange das noch möglich ist, wieder herausgezogen. Dadurch entsteht ein für die Kühlung der Bausteine vorteilhafter Luftabstand gegenüber der Lochplatte.

Die Versorgungseingänge und die Logikausgänge werden an Lötschwerter geführt. Vorsichtshalber werden die Lötschwerterspitzen zu Ösen gebogen und der Schaltdraht vor dem Verlöten eingehakt. Dadurch kann es nicht vorkommen, daß beim Löten am anderen Schwertende die erste Lötstelle aufbricht. An den Versorgungseingängen liegt ein sogenannter Stützkondensator.

Während der nanosekundenlangen Umschaltzeit eines Gatters tritt eine Stromspitze auf. Der Netzteilkondensator ist wegen der langen Zuleitung und deren Induktivität nicht imstande, diesen momentanen Strombedarf voll zu decken. Hier springt der in unmittelbarer Nähe der integrierten Bausteine sitzende Stützkondensator ein. Für sämtliche Stützkondensatoren des Rechners werden Tantalkondensatoren 22 µF, 16 V verwendet. Sie sind in den Bildern 48 und 49 als Kreis mit eingeschlossenem C dargestellt.

Über der Lochplatte wird mit fünf Hülsen distanziert die von außen sichtbare Abdeckplatte montiert. Sie besteht aus 1,5 mm starkem Gravierresopal und 4 mm starkem Hartpapier, beides mit Uhu-plus zusammengeklebt. In der Hartpapierplatte befinden sich M-3-Gewinde zum Befestigen der Lochplatte und weitere Gewinde zum Befestigen des ganzen Tastenfeldes im Pultgehäuse. Letztere Gewinde sind in Bild 2 durch Kreuze angedeutet. In Bild 2 ist auch strichliert der für das Tastenfeld nötige Ausschnitt im Pultgehäuse zu erkennen. Die M-3-Gewinde dürfen keinesfalls auch durch das Resopal führen. Abgesehen von dem dadurch bedingten unschönen Aussehen, verlangt das die Schutzmaßnahme *Schutzisolierung*. Dabei wird gefordert, daß keine berührbaren Metallteile, auch wenn sie nicht spannungsführend sind, in das Geräteinnere ragen. Der Vorschriftenersteller nimmt hier an, daß sie durch einen Fehler, z. B. Drahtbruch, doch spannungsführend werden können. Zu berührbaren Metallteilen zählen auch Schaftenden von Metallschrauben, selbst wenn sie kurz unter der Oberfläche enden. Daher die Gewinde nur im Hartpapier und nicht im Resopal! Diese Gewinde werden beim Zusammenkleben durch provisorisch eingedrehte Schrauben geschützt.

In der Abdeckplatte befinden sich noch Bohrungen für pilzförmige Kunststoffknöpfe zur Betätigung der Mikroschalter. Sie werden aus verschiedenfarbigen Kunststoffen gedreht.

Hauptplatine

Die Hauptplatine ist in *Bild 49* dargestellt. Für die Montage und Verdrahtung der integrierten Bausteine gilt das im Abschnitt *Tastenfeld* Gesagte. Im Gegensatz zum Tastenfeld werden hier die

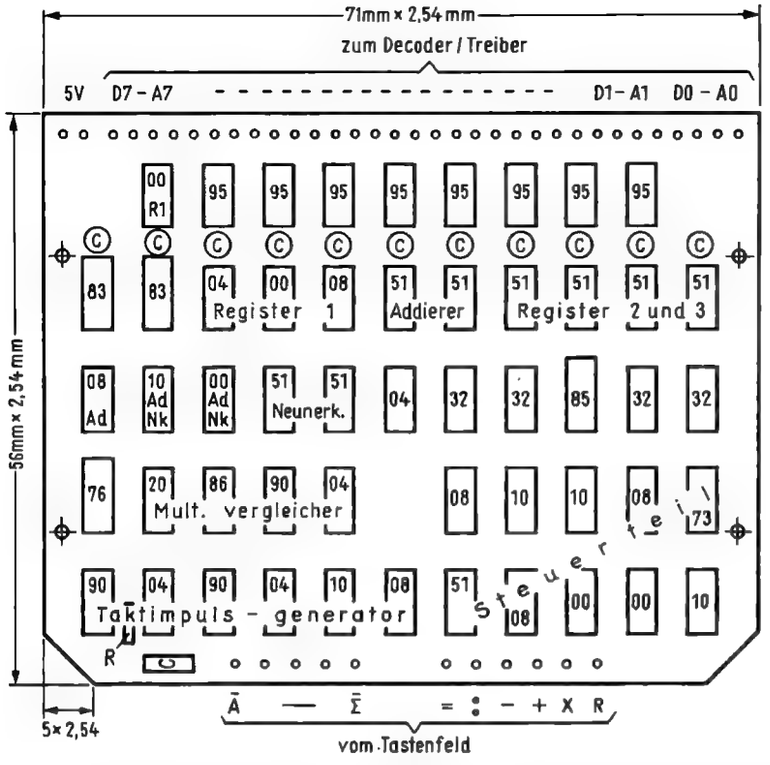


Bild 49. Hauptplatine

Versorgungsanschlüsse der Bausteine nach außen gebogen. Allerdings nur bei den Bausteinen, die die Versorgungsanschlüsse an 7 und 14 bzw. 8 und 16 haben. Dadurch wird es möglich, die Versorgungsspannung mit sammelschienenartigen, blanken Drähten auf der Unterseite der Lochplatte an die Bausteine heranzuführen. Es entstehen elf Sammelschienenpaare. Jedes Sammelschienenpaar erhält einen Stützkondensator. Etwa beim Stützkondensator werden die Sammelschienen mit kurzen Drahtbügeln von der Oberseite der Lochplatte her verbunden. Für diese Bügel ist bereits ein stärkerer Schaltdraht (0,5 mm ⌀) zu verwenden.

Vergleichsliste für die verwendeten TTL-Schaltungen

Texas-Instruments	Siemens
SN 7400 N	FLH 101
SN 7408 N	FLH 381
SN 7410 N	FLH 111
SN 7420 N	FLH 121
SN 74141 N	FLL 101
SN 7451 N	FLH 151
SN 7483 N	FLH 241
SN 7485 N	FLH 431
SN 7486 N	FLH 341
SN 4929 N	FLH 251
SN 4931 N	FLH 331
SN 7404 N	FLH 211
SN 7430 N	FLH 131
SN 7473 N	FLJ 121
SN 7476 N	FLJ 131
SN 7490 N	FLJ 161
SN 7495 N	FLJ 191
SN 4932 N	FLJ 481
SN 7491 AN	FLJ 221

In Bild 49 ist die ungefähre Zuordnung der einzelnen Bausteine zu den Bildern 31, 32, 35, 36, 38 und 40 bis 42 angegeben. Manche Bausteine werden für zwei Schaltungsteile benötigt. So braucht z. B. der Steuerteil noch den vom Multiplikationsvergleicher übrigbleibenden halben Baustein SN 7420 N. Ebenso werden die sechs Inverter des zentral sitzenden Bausteines SN 7404 N für verschiedene benachbarte Schaltungsteile verwendet. Bei jenen Bausteinen, deren Zugehörigkeit zu einem bestimmten Schaltungsteil eindeutig ist, steht nichts mehr dabei. Beispielsweise gibt es die Bausteine SN 7495 N nur im Register 1.

Das zum Taktimpulsgenerator gehörende RC-Glied liegt in unmittelbarer Nähe der zugehörigen integrierten Bausteine. Eingangs- und Ausgangsanschlüsse werden wieder mit den schon beschriebenen Lötschwertern hergestellt. Die fertige Hauptplatine wird auf in das Pultgehäuse eingeklebten Hartpapierleisten angeschraubt.

Ziffernanzeige mit Decoder und 175-V-Netzteil

Als Ziffernanzeigeröhre wurde der Siemens-Typ ZM 1136 gewählt. Diese Röhre hat statt Sockelstifte längere Drahtenden. Dadurch ist es möglich, ihre Anschlüsse gleich direkt zu dem hinter ihr sitzenden Baustein SN 7441 AN zu führen und anzulöten. Zum besseren Halt wird als Grundplatte eine kupferkaschierte Lochplatte verwendet, bei

Im Mustergerät verwendete Einzelteile

71 TTL-Schaltungen (Heft 22/1971, Seite 744)
1 Spannungsregler LM 309 K
1 BSY 55 oder ähnlich Intermetall
4 1 N 4004 oder ähnlich Intermetall
2 Leistungsdiode 5 A ($U_{Sperr} \geq 50$ V)
2 ZD 82 oder ähnlich ($U_z = 82$ V) Intermetall
1 ZD 10 oder ähnlich ($U_z = 10$ V) Intermetall
8 ZM 1136 oder ähnlich Siemens
3 Elektrolytkondensatoren 2200 µF, 16 V
1 Elektrolytkondensator 16 µF, 250 V
1 Folienkondensator 1 µF, 250 V
1 Folienkondensator 1 nF, ≥ 50 V
15 Tantalkondensatoren 22 µF, 16 V
1 100 Ω, ½ W
1 1 kΩ, ¼ W
8 22 kΩ, ½ W
1 100 kΩ, ½ W
1 220 kΩ, ½ W

Sonstige Bauteile

1 Preßstoff-Pultgehäuse Nr. 7107, Jautz, Plochingen
16 Mikroschalter Crouzet, 5 A, 250 V, 83132, Bühler, Baden-Baden und Wien
1 Transformator Nr. 7014, Bühler, Baden-Baden bzw. Arnold Rusa, Wien
1 Glasrohrsicherung 0,1 A träg, mit Halter
1 Rippenkühlkörper KS 97-50, Austerlitz electronic oder KA 70 A, Wien-Schall
1 Kühlstern, 10 mm hoch, für BSY 55

Ferner Netzanschlußkabel mit Stecker und eventuell Zwischenschalter, diverse Lochplatten, Lötschwerter, Lötfahnen, Hartpapier, Resopal, Plexiglas, Gummifüße, Gummidurchführung, Knöpfe, Flacheisen, Distanzhülsen, Schaltdrähte, Litzen, Bougierschläuche, Schrauben, Muttern, Beilagscheiben.

welcher jedes Loch mit einem Kupferring umgeben ist. Die Drahtenden der Röhre werden in richtiger Lage durch die Lochplatte gesteckt, an den Kupferringen angelötet, dann umgebogen und zum Decoder/Treiber-Baustein geführt. Diese Verbindungen sind so kurz und stabil, daß sie blank bleiben können. Die Glaskolben der Röhren sind kurz vor dem Ende in einer entsprechend gebohrten Hartpapierplatte gelagert. Diese bildet zusammen mit der Lochplatte und zwei Distanzstücken aus Hartpapier einen zusammengeschraubten Rahmen. Die seitlichen Distanzstücke sind zur Befestigung des ganzen Rahmens an der Abdeckplatte durchbohrt. Die Abdeckplatte besteht wieder aus 4 mm starkem Hartpapier und 1,5 mm starkem Gravierresopal. Sie ist bei den Ziffern mit Plexiglas ausgelegt. Im Hartpapier der Abdeckplatte befinden sich wie bei der Tastenfeld-Abdeckplatte M-3-Gewinde zur Befestigung der kompletten Baugruppe am Pultgehäuse. Auf den seitlichen Distanzstücken ist ferner eine lange, schmale Lochplatte distanziert angeschraubt, welche die Bauteile der 175-V-Versorgung trägt (siehe auch Bild 3). Auch für diese schmale Lochplatte empfiehlt sich die kupferkaschierte Ausführung. *(Schluß folgt)*

Farbbilder zu Elektronischer Tischrechner Seite 23 bis 25

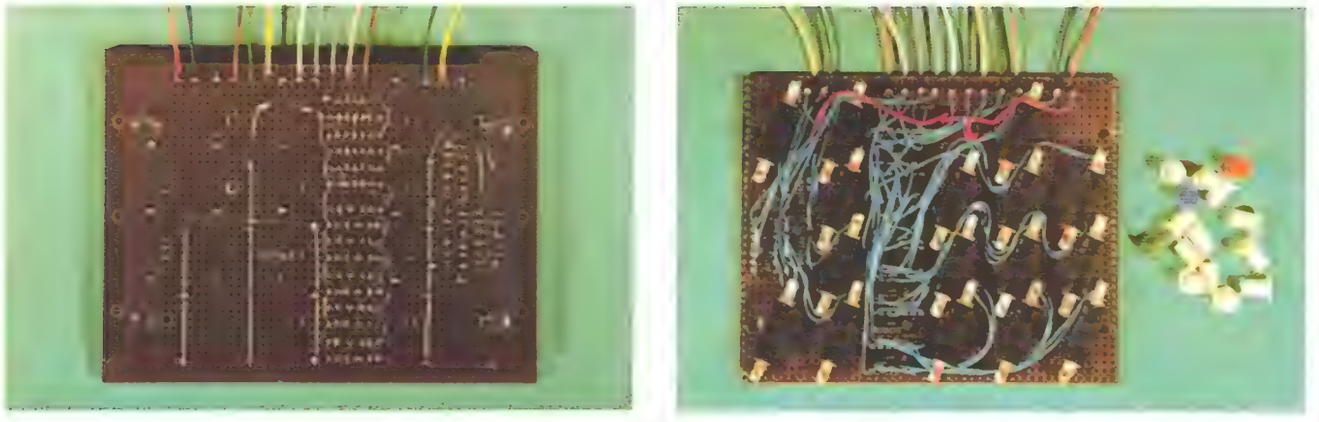


Bild 44. Tastenfeld, Ober- und Unterseite

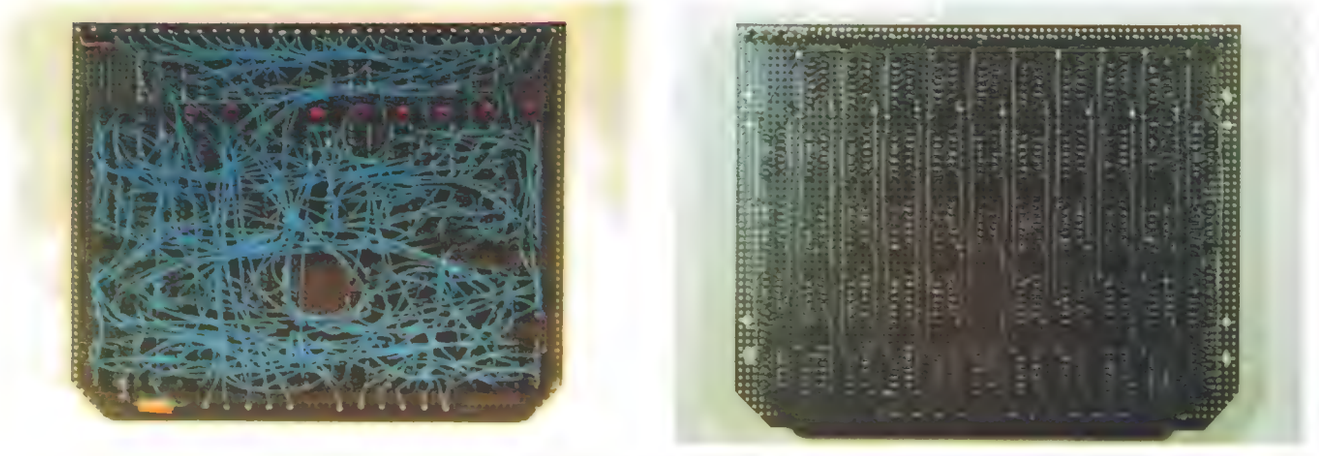


Bild 45. Hauptplatine, Ober- und Unterseite

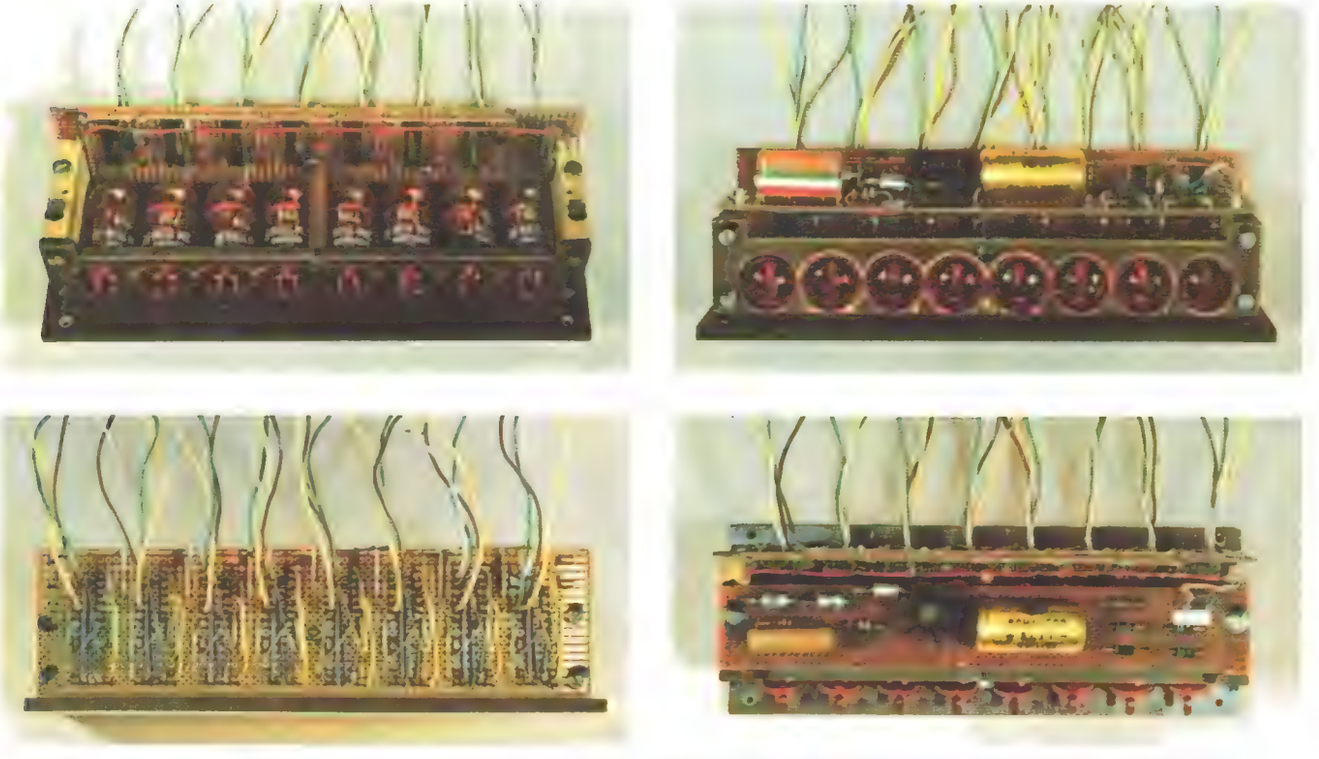


Bild 46. Vier Ansichten der Ziffernanzeige mit Decoder und angesetztem 175-V-Netzteil. Beide Baugruppen sind auf Lochrasterplatten aufgebaut

Hochwertige Stereoaufnahmen mit einem Industrie-Mischpult

Dr. Sieghart Brodka

Beim Arbeiten mit einem Mischpult ist eine Reihe elektroakustischer Gesichtspunkte zu beachten, damit eine Aufnahme den gestellten Anforderungen genügt. Dieser Beitrag gibt einige Tips, wie solche Probleme gelöst werden können.

Wohl jedem Tonbandamateur, der ein Hi-Fi-Stereobandgerät besitzt, ist beim Anhören einer modernen Musikdarbietung über Radio oder Schallplatte der Gedanke gekommen, selbst mit Hilfe eines Mischpults und mehrerer Mikrofone eine echt klingende Aufzeichnung in Stereo zu machen. Vom finanziellen und gerätemäßigen Aufwand her ist dies heute weit leichter möglich als vor etwa zehn Jahren. Die Elektronikindustrie bietet eine ganze Reihe hochwertiger, DIN 45 500 noch übertreffender Geräte, die aufgrund hoher Stückzahlen und rationeller Fertigung echte Preisschlager sind. Hinzu kommt, was die Tonqualität wesentlich verbessert, eine elektrische Qualitätssteigerung des Bandmaterials (Low-Noise-Band). Nach der im folgenden beschriebenen Methode ist es möglich, mit gehobenem Amateuraufwand überraschend gute Stereoaufnahmen zu machen.

Die erste Frage nach einem geeigneten, darüber hinaus vielseitig tauglichen Stereomischpult ist beispielsweise bei Verwendung eines Uher-Mischpults Stereo-Mix 5 (Typ A 121) gut gelöst. Für die praktische Verwendung bietet es neben Pegelvoreinstellern für fünf Einzelmikrofone den Anschluß genügend langer (25 m) Mikrofonkabel ohne Übertrager, wobei – dank Batterieversorgung – völlig brummfrei und ohne Höhenverlust gearbeitet wird. (Etwaige Instabilitäten im Hf-Bereich in örtlich sehr ungünstigen Lagen werden werksseitig bei Garantieleistung durch den Einbau von Hf-Sperren unterbunden.)

Nimmt man ein zweipolig abgeschirmtes Kabel, so ist darauf zu achten, daß erst an den Eingangsbuchsen 1, 3, 4, 6, 8 des Mischpults ein- und dieselbe Ader (Buchsenkontakt 1) an Masse liegt und außerdem alle Tauchspulen phasengleich angeschlossen sind. Letzteres läßt sich leicht an den VU-Metern des Bandgeräts kontrollieren, wenn in Stellung Mono durch Nacheinanderaufziehen der Schieberegler der Ausschlag stärker wird. Dem Verfasser bot sich hier die Möglichkeit, die Stücke einer Dixielandkapelle möglichst stilecht aufzunehmen *(Bild)*.

Verwendet wurden weiterhin fünf Richtmikrofone MD 421 (Sennheiser) und ein Revox-Bandgerät G 36, wobei gemischt in XY- und AB-Stereofonie aufgenommen wird. Bei dieser Technik erhält man ein Klangbild, das dem meist polyphonen Musikvortrag am besten gerecht wird und alle Instrumente gleich gut erfaßt. Ein mehr sphärischer Klang, erzeugt durch weiter entfernte Mikrofone, wäre nicht objektiv genug und würde eher bei Darbietungen größerer Orchester oder Chöre angebracht sein.

Eine Besonderheit bietet das Stereo-Mix 5 bei Anschluß des fünften Mikrofons auf Buchse 4, dessen zugeordnetes Instrument (Schlagzeug) durch einen Richtungsmischer beliebig auf der Basis angeordnet wird. Dem Einwand, daß Baßtöne bis etwa 300 Hz nicht zu orten sind, sei entgegengehalten, daß gerade eine Baßtuba, weniger ein Schlagbaß, ein ganzes Spektrum an Obertönen besitzt.

Das Bild veranschaulicht, bei welcher Mikrofonaufstellung sich das durchsichtigste Klangbild erreichen läßt. Im Interesse eines guten Zusammenspiels ist es besser, wenn alle Musiker einander ansehen können. Außerdem ergibt sich so durch Gegeneinanderstellen der Mikrofone eine maximale Ausnützung der Richtcharakteristik, d. h. auch ein gut differenziertes Mischen.

Das XY-Mikrofonpaar für die Bläser, das im Ohrabstand auf einer Traverse (Winkel 105°) montiert wird, muß seitenverkehrt den Kanälen für die AB-Mikrofone (Basisabstand etwa 5 m für Schlagzeug und Banjo) zugeordnet werden. Damit ergibt sich beim Anhören der Aufnahme der Eindruck, daß wie bei einem Konzert alle Instrumentalisten zum Publikum spielen[1]). Der Abstand der AB-Basis zum XY-Mikrofon ist wenig kritisch; er ergibt sich aus praktischen Gewohnheiten der Kapelle, sollte aber mindestens 3 m betragen.

Ein besonderes Kriterium ist die Raumakustik. Mindestens erforderlich ist ein kleiner nicht zu halliger Saal. Gegebenenfalls hilft man sich durch Aufhängen von Decken, um unnötige Echos zu vermeiden. Ausprobieren ist nicht zu vermeiden.

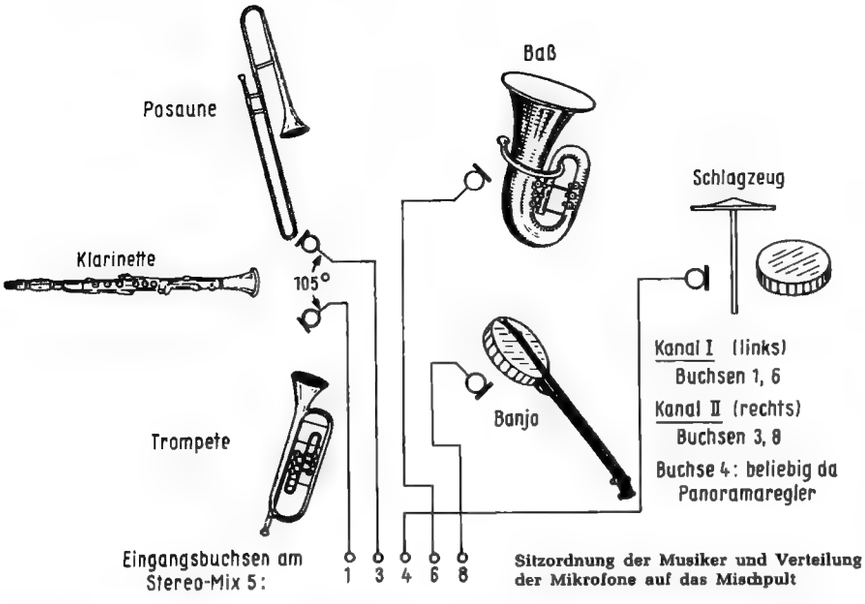
Beim Aufziehen der fünf Mischregler ist zu beachten, daß zuvor die zwei Pegelvorregler für die drei Soloinstrumente stärker zurückgedreht werden als für die übrigen Instrumente (eventuell auch Schlagzeug), deren Pegel ebenfalls einer Vorkorrektur bedarf. Im übrigen stellt man für die drei Begleitinstrumente einen konstanten Pegel ein und zieht nur bei Soli das eine oder andere Mikrofon etwas stärker auf. Das XY-Pärchen für die Bläser wird von vorn-

[1]) Durch den seitenverkehrten Anschluß erhält man vorteilhaft ein Erfassen des natürlichen Nachhalls, wie dies schon von E. F. Warnke in der FUNKSCHAU 1969, Heft 18, Seite 625, beschrieben wurde.

Großes Interesse für den elektronischen Tischrechner

In diesem Heft bringen wir auf Seite 57 die letzte Folge der Bauanleitung für einen elektronischen Tischrechner. Seit Erscheinen des 1. Teils überhäufen uns unsere Leser mit telefonischen und schriftlichen Anfragen nach Platinen für dieses Gerät. Ihnen war es damals nicht bekannt, daß der Verfasser sein Mustergerät handverdrahtet hatte. Platinen hätte es also niemals gegeben; doch verständigte sich der Autor daraufhin mit der Münchener Firma Bernulf Richter GBR Digitron-Studiotechnik über den Entwurf und den Vertrieb solcher Printplatten.

Im nächsten Heft der FUNKSCHAU werden wir auf den Aufbau der Platinen noch etwas ausführlicher eingehen. An dieser Stelle nur soviel: Die Abmessungen sind derart gehalten, daß das in der Stückliste in Heft 1 erwähnte Gehäuse verwendet werden kann. Änderungen der Schaltungen wurden nicht vorgenommen, sieht man von einigen Maßnahmen zur Erhöhung der Störsicherheit ab. Diese sind besonders bei der Verwendung des vorgeschlagenen Plastikgehäuses empfehlenswert.



Sitzordnung der Musiker und Verteilung der Mikrofone auf das Mischpult

herein stärker eingemischt, um eine deutliche Präsenz der Melodieführenden vor dem rhythmischen Hintergrund zu erzeugen.

Zum Einstellen der Aussteuerungsregler am Bandgerät, dessen unempfindlichster Eingang (Platte, Band) benützt wird, ist der im Mischpult eingebaute Tongenerator wertvoll: Man dreht diese bei voll zurückgezogenen Schiebereglern und laufendem Tongenerator (30 mV Pegel) soweit auf, bis im roten Feld der VU-Meter ein Wert von + 1,5 angezeigt wird. Dieser Ausschlag soll nur bei lautesten Stellen erreicht werden, ohne daß Übersteuerungen zu befürchten sind. Ungleiche Anzeigen der VU-Meter während der Aufnahme mögen zwar nicht die beste Balance bedeuten, doch läßt sich diese während der Wiedergabe leicht nachregeln.

Der Abstand der Mikrofone von den Musikern sollte nicht zu klein sein (mindestens 0,5 m), er ist je nach Instrumentart individuell zu gestalten. So erweist es sich als günstig, das Schlagzeugmikrofon so aufzustellen, daß annähernd gleicher Abstand von allen Trommeln und Becken erreicht wird. Das Baßmikrofon sollte in die Nähe des Schalltrichters der Tuba gebracht werden. Die drei Bläser müssen mindestens 1 m von ihrem Doppelmikrofon entfernt sein. Es ist zu bedenken, daß allein eine Posaune bei voller Lautstärke eine Schalleistung von annähernd 6 W erzeugt.

Mit einigem Gefühl kann das Klangbild über dichtschließende Kopfhörer hinterbandkontrolliert fein eingestellt werden und hört sich z. B. mit 38 cm/s aufgenommen über eine Stereoanlage hervorragend an. Es macht Spaß, diese Aufnahmen mit rein professionell hergestellten von Schallplatte oder Radio zu vergleichen.

Klaus Wetzel und Dimitru Cioaca

Eisenloser Gleichspannungswandler 6/12 V

Obwohl es immer noch Kraftfahrzeuge mit 6-V-Anlagen gibt, wird das Zubehör vielfach für eine Bordspannung von 12 V ausgelegt. Für Fahrzeuge mit 6-V-Batteriespannung ist daher ein entsprechender Gleichspannungswandler erforderlich.

Im Vergleich zu den bekannten Transformatorzerhackern zeigt *Bild 1* eine eisenlose Ausführung mit stabilisierter Ausgangsspannung. Die Schaltung besteht aus einem astabilen Multivibrator, einer Spannungs-Verdreifacher- und einer Spannungskonstantschaltung. Der astabile Multivibrator ist mit einer Leistungs-Endstufe T 3, T 4 versehen. Mit dem Kondensator C wurde eine Spannungsüberhöhung am Emitter des Transistors T 2 vorgenommen, damit der Transistor T 3 bis zur Sättigungsspannung durchgeschaltet werden kann. Der

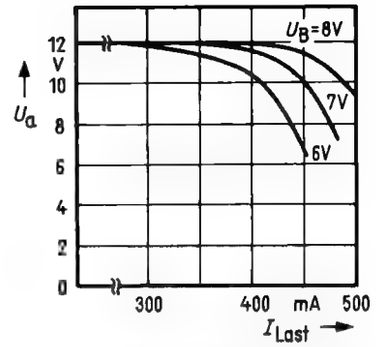


Bild 2. Ausgangsspannung in Abhängigkeit vom Ausgangsstrom

Wirkungsgrad der Schaltung wird dadurch verbessert.

Von den Dioden D 1 bis D 4 wird die Spannung U_B nur theoretisch verdreifacht. Die Spannung am Kondensator C 4 ist tatsächlich wegen der zahlreichen Restspannungsstrecken (D 1...D 4, T 3, T 4) erheblich geringer; sie ist außerdem stark von der Last und der Eingangsspannung abhängig.

Mit der nachfolgenden Stabilisierungsschaltung werden diese Spannungsschwankungen ausgeglichen. In *Bild 2* ist die Ausgangsspannung in Abhängigkeit vom Ausgangsstrom dargestellt. Die Ausgangsspannung wird mit dem Trimmpotentiometer R 1 eingestellt. Eine bedingte Kurzschlußsicherheit der Schaltung erreicht man durch eine Basisstrombegrenzung des Längsregeltransistors. Das Trimmpotentiometer R 2 dient zur Einstellung dieser Basisstrombegrenzung. Bei einem Kurzschluß kippt die Schaltung, und der Längsregeltransistor sperrt. Das Gerät wird wieder betriebsbereit, wenn der Kurzschluß aufgehoben ist und die Betriebsspannung aus- und eingeschaltet wird. Über die Anlaufschaltung R 3/R 4, D 5/C 5 erhält der Transistor T 7 Basisstrom, und der Längsregeltransistor T 5 wird wieder leitend.

(Nach Siemens-Halbleiter-Beispiele 1971/72.)

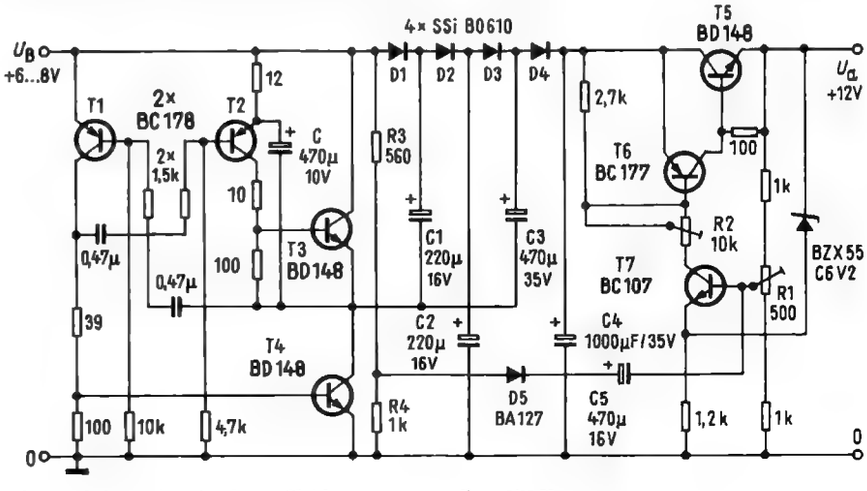


Bild 1. Schaltung des eisenlosen Gleichspannungswandlers 6/12 V

Udo Horn

Temperaturregelung mit Vollwellensteuerung

Im Gegensatz zur Phasenanschnittsteuerung bei Drehzahl- und Helligkeitsregelungen benutzt man bei der Regelung von Heizleistungen sogenannte *Vollwellenschaltungen*. In diesen Schaltungen wird der Thyristor stets am Anfang einer Halbwelle gezündet und am Ende derselben Halbwelle gelöscht. Da hierbei keine steilen, Oberwellen enthaltende Einschaltflanken entstehen, arbeiten Vollwellenschaltungen rundfunkstörfrei.

Die dem Verbraucher zugeführte Energie wird dadurch gesteuert, daß der Thyristor je nach Bedarf für eine kleinere oder größere Periodenzahl gezündet wird und anschließend für einen größeren oder kleineren Zeitabschnitt gesperrt bleibt. Die in *Bild 1* gezeigte Schaltung von Intermetall ist für die Temperaturregelung kleinerer Verbraucher (bis 200 W) gedacht, z. B. für Heizkissen, Heizdecken, Warmhalteplatten, Babyflaschenwärmer usw. Man kann diese Schaltung auch zur Temperaturregelung eines Wärmeschrankes benutzen, wenn keine allzu hohen Anforderungen an die Temperaturkonstanz gestellt werden.

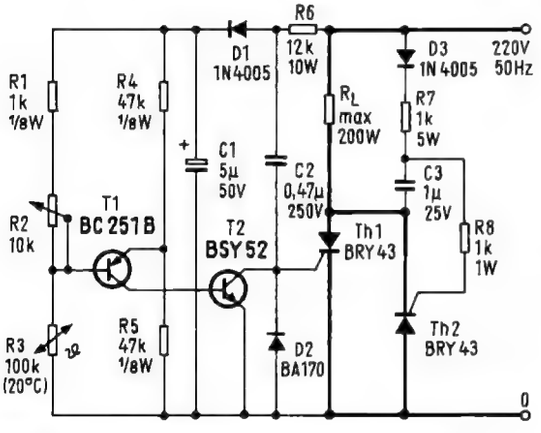


Bild 1. Temperaturregelung mit Vollwellensteuerung

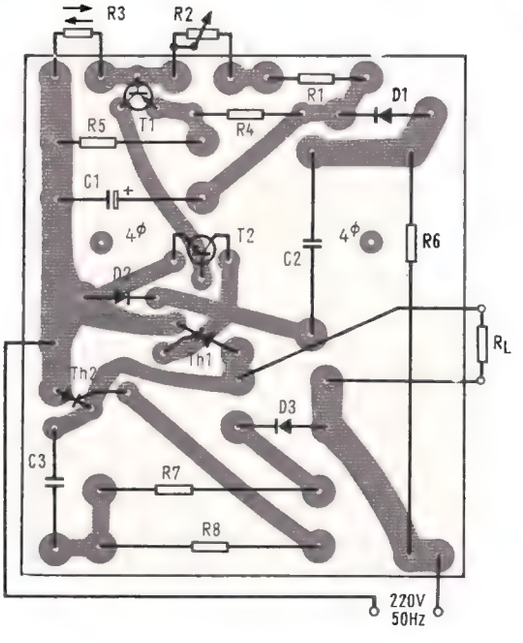
Funktionsweise der Schaltung

Der Widerstandswert des Potentiometers R 2 in der Temperaturmeßbrücke (bestehend aus R 1, R 2, R 3, R 4, R 5 und der Basis-Emitterstrecke von T 1) sei z. B. so klein, daß die Potentialdifferenz zwischen der Basis und dem Emitter des Transistors T 1 (BC 251 B) diesen sperrt. Damit ist auch der Transistor T 2 (BSY 52) gesperrt und die Gitter-Katodenstrecke des Thyristors Th 1 (BRY 43) wird nicht kurzgeschlossen. Mit dem Beginn der positiven Halbwelle lädt sich der Kondensator C 2 über den Vorwiderstand R 6 und die Gitter-Katodenstrecke von Th 1 auf, und dieser Ladestrom zündet den Thyristor Th 1. Während Th 1 geöffnet ist, lädt sich auch der Kondensator C 3 über die Diode D 3 und den Widerstand R 7 auf.

Zu Beginn der nun folgenden negativen Halbwelle, die als positive Anodenspannung am Thyristor Th 2 liegt, entlädt sich C 3 über den Widerstand R 8 und die Gitter-Katodenstrecke von Th 2, der dadurch gezündet wird, während die Diode D 3 verhindert, daß die Ladung von C 3 direkt ins Netz abfließt. R 7 und R 8 dienen zur Begrenzung des Lade- bzw. Zündstromes. C 2 entlädt sich in der negativen Halbwelle über die Diode D 2, damit in der nächsten positiven Halbwelle Th 1 wieder gezündet wird.

Von den beiden antiparallel geschalteten Thyristoren schaltet der rechte also immer dann bei der negativen Halbwelle der Netzspannung, wenn zuvor während der positiven Halbwelle der linke Thyristor leitend war.

Durch die im Lastwiderstand R_L umgesetzte Energie steigt jetzt die Umgebungstemperatur, der Widerstandswert des Thermistors R 3 nimmt ab und damit auch das Basispotential von T 1, während das Emitterpotential von T 1 durch den Spannungsteiler R 4/R 5 festgehalten wird. Wenn die Basis-Emitterspannung von T 1 den zum Durchschalten erforderlichen Wert erreicht, öffnet der einsetzende Kollektorstrom den Transistor T 2, und dieser schließt die Gitter-Katodenstrecke des Thyristors Th 1 kurz. Th 1 kann nicht mehr gezündet werden. Als Folge zündet auch Th 2 nicht. Von den anderen in der Schaltung verwendeten Bauelementen bestimmt der Widerstand R 1 die maximal einstellbare Temperatur für den Fall R 2 = 0. Die Diode D 1 und der Kondensator C 1 erzeugen die Betriebsspannung für die Temperaturmeßbrücke.



Der Aufbau

Bild 2 zeigt die zur Schaltung nach Bild 1 gehörende Platine und den Bestückungsplan. Diese Platine paßt in das in Heft 22/1971, S. 738, gezeigte Gehäuse.

Da die Widerstände R 6, R 7 und R 8 sehr viel Wärme erzeugen, muß auch bei diesem Aufbau das Gehäuse mit Lüftungslöchern versehen werden.

Die Anodenbleche der Thyristoren lassen sich zwar mit einer kleinen Schraube, die gleichzeitig den elektrischen Kontakt zwischen Kupferleitung und Anodenblech herstellt, auf der Platine befestigen; da es durch Schütteln des Gehäuses mit der Platine jedoch zu einem Lösen der Schraubenmuttern und damit zu Kontaktunterbrechungen kommen kann, ist es besser, die Thyristoren mit einem kurzen Drahtstift zwischen gedruckter Kupferleitung und Anodenblech auf der Platine festzulöten. Weil jeder der beiden Thyristoren im Mittel nur die Hälfte der maximalen Leistung von 200 W schaltet, ist noch kein besonderes Kühlblech notwendig.

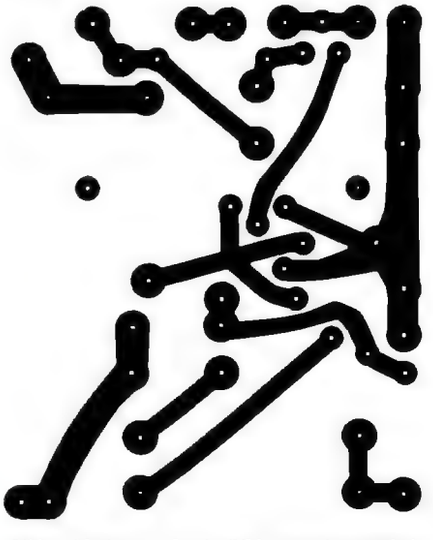
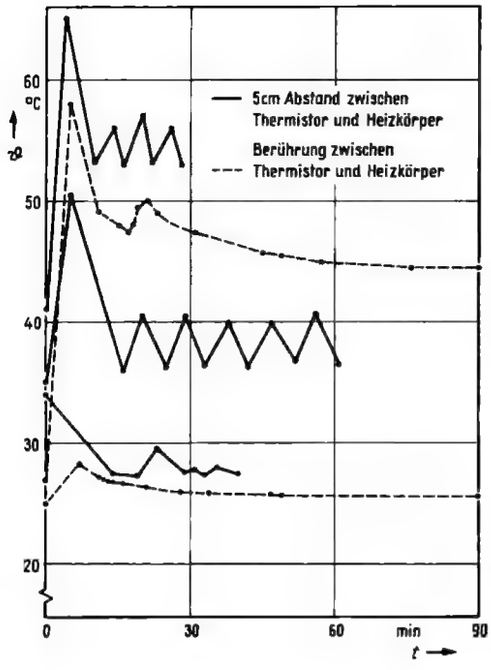
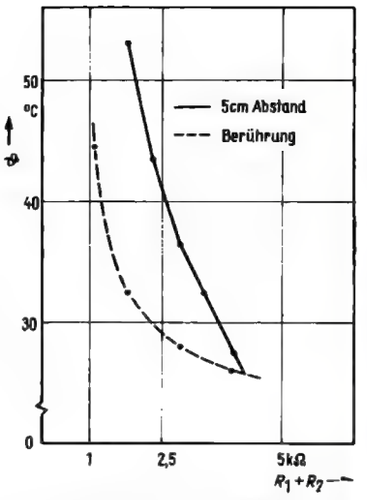


Bild 2. Platine zu der in Bild 1 gezeigten Schaltung mit Bestückungsplan (Maßstab 1 : 1)





▲ Bild 4. Die mit der Schaltung nach Bild 1 geregelte Temperatur in Abhängigkeit vom Widerstandswert R 1 + R 2

◀ Bild 3. Temperaturverlauf in einem Wärmeschrank, geregelt mit der Schaltung nach Bild 1. Parameter: 1. Abstand zwischen Thermistor R 3 und dem Heizkörper. 2. Verschiedene Werte von R 1 + R 2

Bild 1. Ein Leitsilberfaden läßt sich mit Hilfe von zwei in kleinem Abstand parallelaufgeklebten farbigem Tesafilmstreifen herstellen, die sich nach dem Auftragen und Trocknen des Leitlacks leicht abziehen lassen. Der Silberfaden bleibt auf der Windschutzscheibe zurück

Als praktischen Fall für die Anwendung der Schaltung nach Bild 1 zeigt *Bild 3* die in einem mit Styropor ausgekleideten Kasten gemessene Temperatur in Abhängigkeit von der Zeit. Bei der Messung der Werte für die durchgezogenen Kurven befand sich der Thermistor R 3 in etwa 5 cm Abstand von dem als Heizkörper dienenden Drahtwiderstand (50 W). Bei der Messung der Werte für die gestrichelt gezeichneten Kurven berührte der Thermistor R 3 den Heizkörper. Die Temperaturmessung wurde mit einem Thermometer durchgeführt, das in beiden Fällen etwa 5 cm vom Heizkörper entfernt war.

Abgesehen vom Abstand zwischen Thermistor und Heizkörper, haben naturgemäß auch die absolute Höhe der Temperatur, die konstant gehalten werden soll, sowie die Isolierfähigkeit des Wärmeschranks einen Einfluß auf den Kurvenverlauf. *Bild 4* zeigt die Beziehung zwischen der Temperatur im Wärmeschrank und dem eingestellten Wert R 1 + R 2.

Die Abweichung der beiden Kurven kommt dadurch zustande, daß mit größer werdendem Abstand vom Heizkörper die Temperatur abnimmt. Wenn also bei gleicher Temperaturanzeige des Thermometers der Thermistor R 3 einen größeren Abstand zum Heizkörper hat, liegt die Temperatur des Heizkörpers höher als die des Thermistors. Bei einer Berührung von Thermistor und Heizkörper besitzen dagegen beide die gleiche, dem Thermometer gegenüber höhere Temperatur, damit hat der Thermistor R 3 einen kleineren Widerstandswert. Da jedoch nach Voraussetzung das Thermometer die gleiche Temperatur in beiden Fällen anzeigen soll, die umgesetzte Energie also gleich bleibt, muß das Gleichgewicht an der Temperaturmeßbrücke wieder hergestellt werden, indem R 2 verkleinert wird.

Zum Schluß muß noch erwähnt werden, daß die Verbindung zwischen dem Thermistor und der Leitung zu der sich außerhalb des Wärmeschranks befindenden Regelschaltung nicht gelötet werden sollte, vor allen Dingen dann nicht, wenn der Thermistor den Heizkörper berührt. Wenn nämlich bei hoher Temperatur diese Verbindung aufgeht, bleiben die Transistoren T 1 und T 2 gesperrt. Der Heizkörper schaltet nicht mehr ab, und es besteht Brandgefahr. Für die Verbindung zwischen Thermistor und Leitung ist z. B. eine Porzellan-Lüsterklemme sehr geeignet.

Heinrich Kluth

„Selbstgeschneiderte" Sichtscheiben-Antennen

Auf Seite 37 dieses Heftes berichten wir über Windschutzscheibenantennen. Im Zusammenhang mit der Erprobung von Leitlacken führte der gleiche Verfasser nach den ersten Meldungen über Scheibenantennen eigene Versuche durch, um die Brauchbarkeit von Leitlacken für diese Zwecke zu erproben. Sie bestätigten, daß beispielsweise mit den Degussa-Leitsilbern 204, 245 und 200 auf sauberen Glas-Oberflächen bei großer Sorgfalt durchaus Leitstreifen von 0,5 und mehr Millimeter Breite mit ausreichender Haftfestigkeit hergestellt werden können. Bei der verhältnismäßig dickflüssigen Konsistenz der Leitlacke ist bei fehlender Übung allerdings ein unmittelbarer Strichauftrag mit dem Pinsel kaum möglich. Man kann sich aber helfen, indem man zwei farbige Streifen aus Tesafilm oder ähnlichem Material mit scharfen Kanten in dem gewünschten Abstand parallel aufklebt oder mit einem parallelen Doppelmesser in entsprechendem Abstand einen Streifen vorritzt und abhebt und den Zwischenraum mit Hilfe eines feinen Pinsels mit dem Leitsilber ausfüllt. Dabei darf das farbige Filmmaterial mit angestrichen werden, da der Silberauftrag beim Abziehen des Films an dessen Kante glatt wegreißt *(Bild 1)*, so daß ein dünner Leitfaden zurückbleibt. Wichtig ist es, die Filmstreifen schon wenige Stunden nach dem Aufkleben wieder abzuziehen, damit nach Abzug keine verunzierenden Rückstände von der Klebemasse auf der Scheibe haften bleiben.

Der Anschluß des als Zuführung zum Autoempfänger benutzten üblichen Koaxialkabels erfolgt zweckmäßig durch eine auf Scheibe oder Karosserieteil geklebte einpolige Elastiklüsterklemme *(Bild 2)*, deren eine Klemme durch eine vorsichtig an den Silberleiter gelötete Drahtschleife damit nachgiebig verbunden wird. Diese Kontaktierung kann genauso durch einen freihändig gezogenen Leitsilberstrich hergestellt werden. Anstelle der Klemme läßt sich nach dem Vorschlag von Opel–Sekurit auch eine Druckknopfkombination (etwa von einer verbrauchten 9-V-Transistorbatterie!) verwenden *(Bild 3)*. Natürlich kann man die Seele des Koaxialkabels auch fest anlöten oder mit einem leitfähigen Zweikomponenten-Epoxidharzkleber befestigen *(Bild 4)*.

Mit einem solchen Antennengebilde konnten unter Berücksichtigung der auf

◀ Bild 4. Die Verbindung kann auch über einen angelöteten oder mit Leit-Epoxidharz festgeklebten Draht erfolgen

▲ Bild 2. Der Silberfaden kann durch einen Leitsilberstrich mit dem Metall einer auf die Windschutzscheibe geklebten Elastikklemme leitend verbunden werden

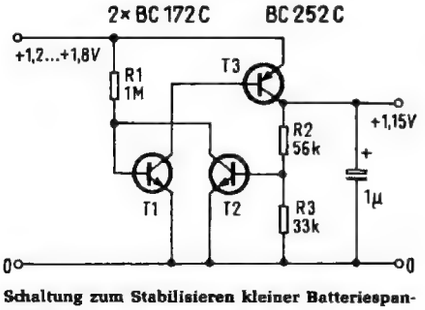
Bild 3. Nach einem Opel-Sekurit-Vorschlag ist als lösbare Verbindung auch ein Druckknopfpaar (von einer alten Transistorbatterie) geeignet

Seite 37 angegebenen Erfahrungswerte im LM-Bereich Ergebnisse erzielt werden, die einer sonst verwendeten Stabantenne auch meßtechnisch fast identisch waren. Im UKW-Bereich war der Empfang sofort gut. Bei dem zunächst gewählten geringeren Abstand der Leitstreifen von dem Rand der Scheibe als 5 cm waren die Ergebnisse unbefriedigend.

Um die günstigste Form für den jeweils vorhandenen Wagen zu finden, dürfte Interessenten empfohlen werden, zunächst mit aufgeklebten nicht federnden Drähten zu experimentieren, weil sich deren Lage leichter und schneller verändern läßt. ■

Stabilisierung kleiner Batteriespannungen

Die Batteriespannung von Monozellen liegt, abhängig vom Entladezustand, im Bereich von 1,7...1,2 V. Soll eine Schaltung an Monozellen betrieben werden, ihre Betriebsspannung aber während



Schaltung zum Stabilisieren kleiner Batteriespannungen

der Lebensdauer der Batterie annähernd konstant sein, so leistet die im *Bild* gezeigte Stabilisierungsschaltung gute Dienste.

Der 1-MΩ-Basiswiderstand des Transistors T 1 ist, unter Berücksichtigung des Produktes der Stromverstärkungen der Transistoren T 1 und T 3, so bemessen, daß bei stromlosem Stabilisierungstransistor T 2 der Serientransistor T 3 voll durchgesteuert ist. Wenn die Ausgangsspannung ihren Sollwert erreicht hat, fließt im Stabilisierungstransistor ein Kollektorstrom, der den Basisstrom des Transistors T 1 so weit verringert, daß die Ausgangsspannung konstant 1,15 V bleibt.

Als Vergleichsspannung dient die Basis-Emitter-Spannung des Transistors T 2, bei dem vorliegenden Kollektorstrom von etwa 1 µA ungefähr 420 mV. Entsprechend dem Teilerverhältnis des Spannungsteilers R 2, R 3 erhält man eine Ausgangsspannung von

$$U_A = U_{BE} \cdot \frac{R_2 + R_3}{R_3} \approx 1{,}15\ \text{V}$$

Die Ausgangsspannung wird für Lastströme bis etwa 5 mA stabil gehalten. Eine Verkleinerung des Widerstandes R 1 läßt noch größere Lastströme zu. Der Innenwiderstand beträgt etwa 1...2 Ω. Eine Änderung der Eingangsspannung im Bereich 1,2...1,8 V verursacht eine Änderung der Ausgangsspannung um etwa 70 mV.

(Nach Unterlagen von Intermetall.)

Ing. Gerhard Amon

Elektronischer Tischrechner mit integrierten Schaltungen 6. Teil

Mit diesem 6. Teil beenden wir die Beschreibung des Tischrechners. Der Aufsatz begann in Heft 21/1971 und wurde jeweils im folgenden Heft fortgesetzt. Beachten Sie bitte auch unsere redaktionelle Anmerkung auf Seite 53 dieses Heftes, in der wir unter anderem auf den möglichen Bezug von Platinen und/oder Bausätzen hinweisen.

Die Anodenwiderstände für die Ziffernanzeigeröhren sitzen neben dem Decoder/Treiber-Baustein.

Beim Verdrahten dieser Baugruppe ist besonders auf das folgende zu achten. Der Masseanschluß für den Decoder/Treiber-Baustein ist mit 1 mm starkem Schaltdraht als Sammelschiene über den Bausteinen auszuführen. Von dieser Sammelschiene führen ganz kurze Verbindungen zum Bausteinanschluß. An der Sammelschiene treffen sich erstmals die Minusleitungen der 5-V- und 175-V-Versorgung. Ein früheres Vereinen kann durch die beim Umschalten der Ziffern auftretenden Strom- und Spannungsstöße zu Störungen der gesamten Logikschaltung führen! Für die 5-V- und 175-V-Plusleitungen werden Sammelschienen aus dünnerem Schaltdraht hergestellt. An beiden Enden der Sammelschienen sitzen Stützkondensatoren (nur für die 5 V!). Die Versorgungseingänge werden an Lötschwerter geführt. Dagegen hat es sich als praktischer erwiesen, die Anschlüsse A–D der Decoder/

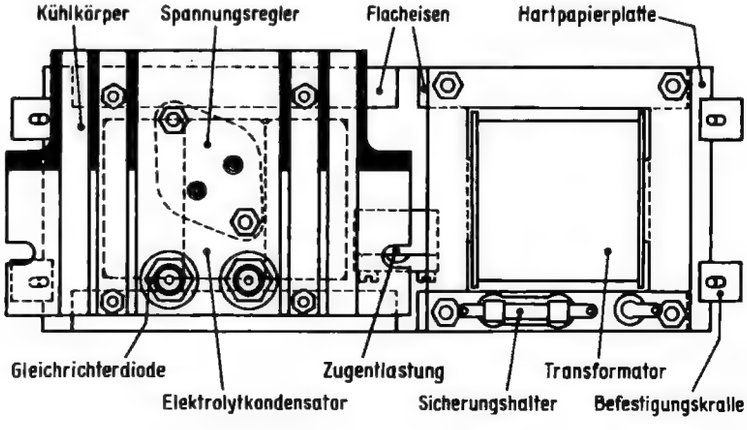


Bild 50. Netzteilplatine

Treiber-Bausteine nicht an Stützpunkte zu legen. An sie werden direkt dünne, kunststoffisolierte Litzen gelötet, die später an die Lötschwerter der Hauptplatine angelötet werden.

Die Ausgangsspannung des 175-V-Netzteiles wird durch die Z-Dioden bestimmt. Zunächst werden nur die beiden Dioden ZD 82 eingelötet und die Ausgangsspannung gemessen. Die auf 175 V fehlende Spannungsdifferenz wird durch Einbau einer passenden Z-Diode kompensiert, die man nachträglich besorgt. Im Idealfall ist das eine ZD 10 (82 V + 82 V + 10 V = 174 V). Es können auch Z-Dioden eines anderen Herstellers oder solche mit größerer Toleranz bei dieser Einstellmethode verwendet werden. Da sich die Z-Spannung im Betrieb möglichst wenig ändern soll, müssen die Z-Dioden mindestens in einem Metallgehäuse DO-13 eingebaut sein. Außerdem sind sie an einem kühlen Platz anzuordnen. Der Transistor BSY 55 erhält einen etwa 10 mm hohen Kühlstern.

Ziffernanzeigeröhren werden von verschiedenen Herstellern angeboten. Es können ohne Schwierigkeit auch Röhren anderer Hersteller verwendet werden, wenn sie die in Bild 37 angegebenen Daten haben. Bei Verwendung von kleineren Ziffernanzeigeröhren (9 mm Ziffernhöhe statt 13 mm) ist der Anodenstrom durch Verwendung von Anodenwiderständen mit 39 kΩ oder 47 kΩ statt 22 kΩ auf etwa 1 mA zu reduzieren.

5-V-Netzteil mit Netztransformator

Der Netztransformator und der 5-V-Teil werden auf einer 5 mm starken Hartpapierplatte montiert *(Bild 50)*. An den hinteren Ecken des Pultgehäuses werden unter einem Winkel von 45° je zwei Löcher für M-3-Schrauben gebohrt. Mit Hilfe von Senkschrauben und passend ausgeführten Krallen wird die Hartpapierplatte an die Rückwand des Pultgehäuses gepreßt. Die Senkschrauben schließen nicht mit der Oberfläche der Ecken ab, sondern sitzen etwa 5 mm tiefer. Durch die außerordentliche Eckenwandstärke des Pultgehäuses ist das möglich. Das nach der Montage verbleibende Sackloch wird mit Vergußmasse gefüllt, so daß die Schutzisolierung voll erhalten ist. Die Hartpapierplatte besitzt zwei Fenster, eines als Freistellung für den Transformatorwickel (siehe auch Bild 3), das zweite als Freistellung für drei parallel geschaltete Elektrolytkondensatoren 2200 µF, 16 V. Über den Fensterstegen werden zur mechanischen Verstärkung Flacheisenstücke 10 mm × 3 mm angeschraubt. Von den Elektrolytkondensatoren etwas distanziert sitzt der Kühlkörper für den Spannungsregler LM 309 K. Hier ist schon ein größerer, den vorhandenen Platz ziemlich füllender Kühlkörper zu verwenden, da die Betriebstemperatur des Spannungsreglers nicht wesentlich über 70 °C ansteigen soll. Im Mustergerät wurde ein KA-70-A-Rippenkühlkörper verwendet (Maße über alles: 100 mm × 34 mm × 70 mm). Seine Höhe wird von 70 mm auf 65 mm gekürzt, eine Ecke über die ganze Länge als Freistellung für die Ziffernanzeigeröhren weggenommen.

Auf dem Kühlkörper sitzen noch isoliert die beiden 5-A-Gleichrichterdioden. Der Tantalkondensator wird zur Schwingungsunterdrückung direkt an den Spannungsregler gelötet. Wenn man den Spannungsregler von der Stiftseite her betrachtet und sich die Stifte oberhalb der Mittellinie befinden, so ist der Eingang links und der Ausgang rechts (Masse am Gehäuse).

Der Sicherungshalter für die Sicherung 0,1 A sitzt ebenso wie ein isolierter Stützpunkt für das Netzkabel auf einer kurzen Blechschiene, die mit dem Netztransformator oberhalb des Kernes angeschraubt wird. Zwischen dem Netztransformator und dem Kühlkörper ist eine Zugentlastungsschelle aus Hartpapier für das Netzkabel befestigt. Dahinter befindet sich sowohl in der Hartpapierplatte als auch im Pultgehäuse die Kabelaustrittsbohrung, die mit einer Gummidurchführung ausgekleidet wird. Es ist empfehlenswert, über das Netzkabel ein Stück Isolierschlauch zu schieben.

Abschließende Hinweise

Die dem Original-Pultgehäuse beigegebene Bodenplatte aus Eisenblech ist wegen der schutzisolierten Ausführung unbrauchbar. Sie wird durch eine 4 mm starke Hartpapierplatte ersetzt. Diese Platte trägt auch die in Bild 3 zu sehenden Gummifüße, die eingesteckt oder mit Kunststoffschrauben befestigt werden. Das Befestigen der Bodenplatte am Pultgehäuse mit Metallschrauben ist zulässig, da die zugehörigen Einpreßmuttern ganz mit Isolierstoff umpreßt sind.

Besonders wichtig ist das Anbringen von Kühlbohrungen! In dem Rechner werden etwa 20 W in Wärme umgesetzt, die möglichst ohne stärkere Temperaturerhöhung der Bauteile rasch an die Umgebung abgegeben werden sollen. Die Bodenplatte erhält mindestens 150 gut verteilte Löcher mit 3,5 mm ⌀. Das Pultgehäuse wird etwa nach Bild 2 gebohrt, wobei die Durchmesser der Kühlbohrungen über dem Netzteil rund 3,5 mm und neben dem Tastenfeld etwa 2,5 mm sein sollen.

Vor dem Einbau der fertigen vier Baugruppen in das Pultgehäuse ist es günstig eine Funktionsprobe durchzuführen. Dazu werden die vier Baugruppen eng nebeneinandergelegt und provisorisch verbunden. Die Netzspannung wird langsam hochgeregelt, wobei durch Messung der Stromaufnahme oder Kontrolle der Spannungen am 5-V- und 175-V-Teil geprüft wird, ob kein Kurzschluß vorliegt. Wer keine Möglichkeit hat die Netzspannung langsam hochzuregeln, kann z. B. beim ersten Einschaltversuch einen passenden Festwiderstand vorschalten. Wenn kein Fehler vorliegt, kann nun die Spannung des 175-V-Teiles gemessen und die schon beschriebene Korrektur vorgenommen werden. Jetzt muß der provisorisch zusammengestellte Rechner bereits voll funktionsfähig sein.

Bei jedem Einschalten des Rechners bleibt es dem Zufall überlassen, wie sich die Flipflops in den Registern einstellen. Dadurch erscheint in der Sichtanzeige irgendeine Zahl, oft auch durch Pseudotetraden bedingt, mit Doppelziffern (außer es wird der neue Decoder/Treiber-Baustein SN 74141 N mit Pseudotetradenausblendung anstelle des Typs SN 7441 AN verwendet). Durch Drücken einer Rechenarttaste wird das Register 1 geleert (Anzeige 00000000).

Schaltet man zu dem Kondensator 1 nF im Taktimpulsgenerator einen Elektrolytkondensator mit 500 µF/16 V parallel, so ergibt sich eine Taktimpulsfrequenz von etwa 1 Hz. Von dieser Möglichkeit kann für Demonstrationszwecke oder für Fehlersuche, die hoffentlich nicht nötig sein wird, Gebrauch gemacht werden. Multiplikationen oder Divisionen dauern bei einer so kleinen Taktimpulsfrequenz allerdings schon recht lang. Die Rechenarttasten und die Taste = müssen lang gedrückt gehalten werden!

Sollen etwas billigere integrierte Bausteine mit einem fan-out von kleiner 10 verwendet werden, so ist von Baustein zu Baustein zu prüfen, ob das fan-out reicht. Wem der Begriff fan-out nicht geläufig ist, nimmt auf jeden Fall die Originalbausteine.

Wer den Rechner nicht durch Steckerziehen ausschalten will, baut in das Netzkabel einen Zwischenschalter ein.

Mit dem einwandfrei gebauten Rechner müssen Millionen von Rechnungen ohne Fehler durchgeführt werden können. Wer daran zweifelt, dividiere 10000000 durch 00000007. Der Quotient ist 142857 periodisch. Dadurch, daß Dividend und Divisor nicht mit gleicher Stellenzahl eingegeben wurden, muß der Rechner 1 428 571mal die 7 subtrahieren, bis der Divisionsvergleicher zum erstenmal anspricht. Für die rund 1,4 Millionen Subtraktionen benötigt der Rechner etwa 30 Sekunden. Durch die bewußt falsch durchgeführte Eingabe von Dividend und Divisor werden zwar die ersten sechs Quotientenstellen verloren, die angezeigten acht weiteren Quotientenstellen (14285714) beweisen aber, daß sich der Rechner während der rund 1,4 Millionen Subtraktionen nie geirrt hat.

(Schluß)

Zf-Verstärker für den AM-SSB-Empfang

Beim Selbstbau von Amateurfunkgeräten werden leider die Vorteile integrierter Schaltungen nur bedingt genutzt. Der nachfolgend beschriebene Zf-Verstärker verwendet nur eine einzige konstante Zwischenfrequenz; die Selektion bestimmen zwei umschaltbare Quarzfilter; aus Kostengründen werden nur auf der Nf- bzw. Gleichstromseite integrierte Schaltungen verwendet. Der Zf-Verstärker ist so ausgelegt, daß er ein dB-lineares S-Meter besitzt.

Die Firma Plessey (Vertrieb: Neumüller & Co., München) hat im letzten Jahr eine Serie integrierter Bausteine herausgebracht, welche es in einfacher Weise gestattet, einen Zf-Verstärker zwischen 5 und 15 MHz aufzubauen. Ausgehend von dem dort vorgeschlagenen Konzept wurden Messungen an aufwärts geregelten Transistoren des Typs BF 167 durchgeführt. Es zeigt sich nämlich, daß bei geeigneter Wahl des Spannungsteilers (Widerstände an der Basis und am Emitter) ein gleicher Regelumfang erzielt werden kann, wie es bei der Zf-IS SL 612 möglich ist. Ein Regelumfang in der Größenordnung von 60 dB ist hier mit Sicherheit erreichbar, wenn man von einem Strom von 4 mA aufwärts regelt. Bei einem Emitterwiderstand von 270 Ω ist es möglich, die Regelcharakteristik der des Typs SL 612 so anzunähern, daß der AGC-Generator (AGC = automatic gain control = automatische Verstärkungsregelung) SL 621 dazu ideal paßt. Als weiterer Vorteil kommt hinzu, daß diese aufwärts geregelten Transistoren bereits ohne Regelung ein größeres Eingangssignal linear verarbeiten können als der Transistor SL 612. Bei voll ausgenutzter Regelung liegt die maximal zulässige Hf-Eingangsspannung sogar in der Größenordnung von 0,5 V.

Der Produktdetektor SL 641 benötigt etwa 5 mV Eingangsspannung vom Zf-Verstärker, so daß für den AM-Empfang noch eine weitere, nicht geregelte Zf-Verstärkerstufe erforderlich ist, welche an den AM-Demodulator bzw. die Regelspannungserzeugung ihr Signal abgibt.

Beim SSB-Betrieb ist die ausgezeichnete Störaustastung der IS SL 621 von Vorteil; beim AM-Betrieb wird eine Nf-Störaustastung verwendet, die ebenfalls sehr wirkungsvoll ist.

Die Schaltung

Bild 1 zeigt das vollständige Schaltbild. Das 9-MHz-Signal gelangt vom Hf-Mischkopf mit der Quellimpedanz 500 Ω || 30 pF zu den beiden Quarzfiltern, welche je nach Bedarf mit Hilfe von zwei hermetisch gekapselten Relais umgeschaltet werden. Es stehen die Bandbreiten 2,5 und 5 kHz zur Verfügung. Da der Eingangswiderstand der geregelten Transistoren BF 167 nicht konstant ist, wird zwischen das Quarzfilter und

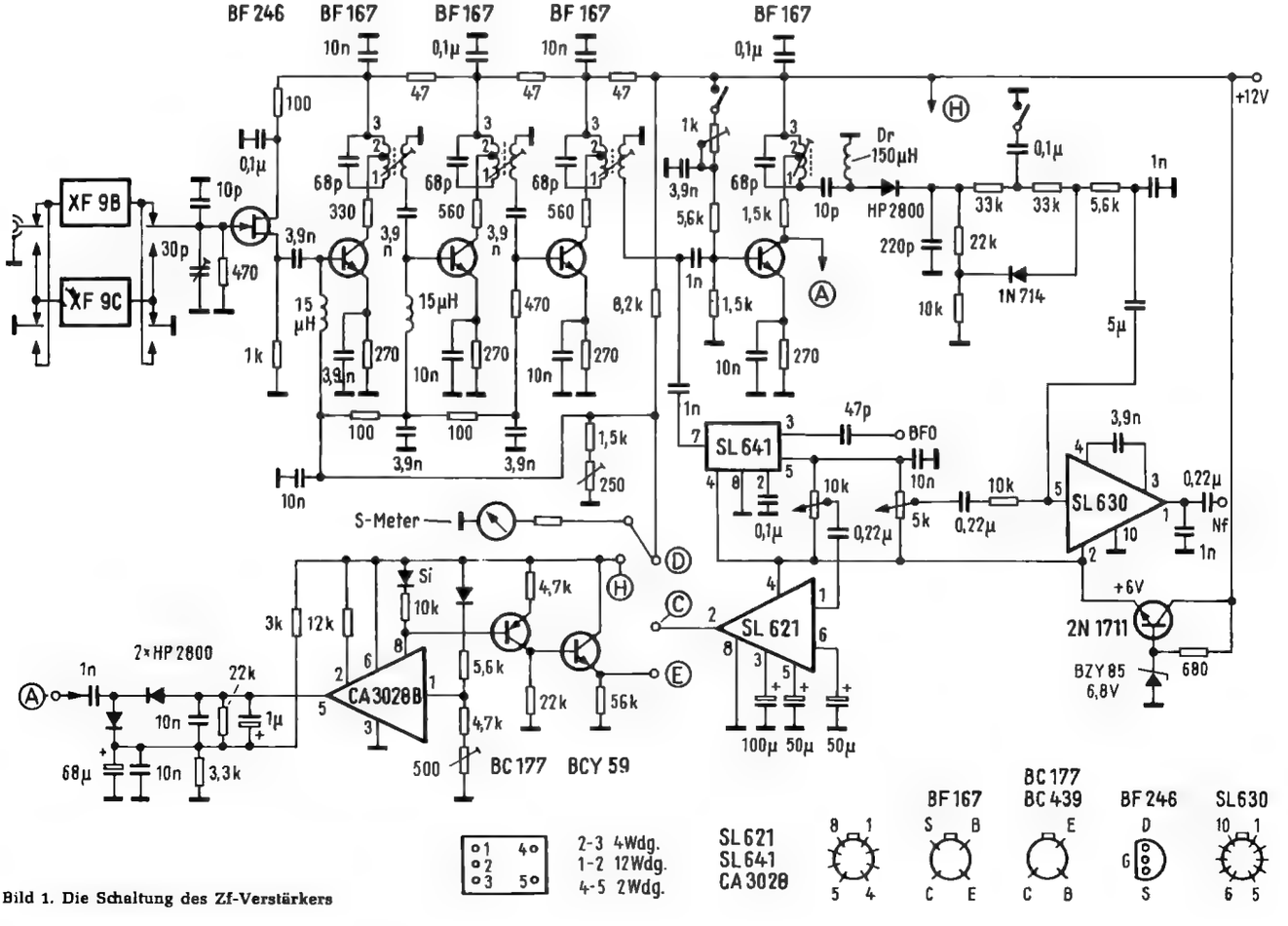
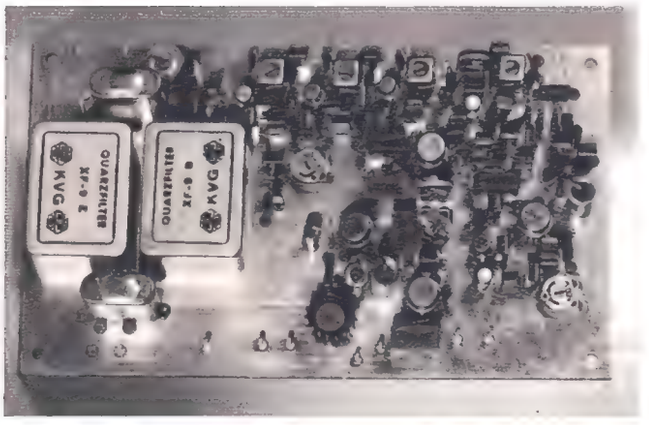
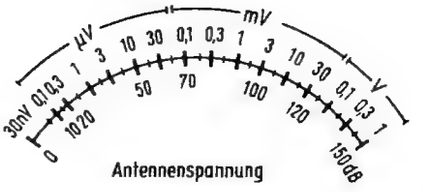


Bild 1. Die Schaltung des Zf-Verstärkers



◄ Bild 2. Die Platine von der Bestückungsseite gesehen

Bild 3. ► Skalenverlauf des S-Meters



die erste Verstärkerstufe ein als Source-Folger geschalteter Gleichstrom-Feldeffekttransistor vom Typ BF 246 A geschaltet. Infolge seiner hohen Steilheit von 20 mA/V bietet er einen Generatorwiderstand von etwa 50 Ω für den nachfolgenden Transistor BF 167, so daß hier nur geringe Spannungsverluste entstehen. Als Arbeitswiderstand wird ein kleines japanisches Filter verwendet, wobei der Kollektor über einen Stabilisierungswiderstand von 330 Ω an einer Anzapfung liegt, die den Resonanzwiderstand auf etwa 1 kΩ heruntertransformiert. Der Widerstand von 330 Ω verhindert gleichzeitig bei der Aufwärtsregelung ein Überschreiten der zulässigen Verlustleistung und dient der Linearisierung des Regelverlaufs. Das Filter besitzt gleichzeitig eine niederohmige Auskoppelwicklung von rund 200 Ω. Das vom Autor benutzte japanische Filter trägt die Bezeichnung FK 7, es wird von der Firma Mitsumy Electric Co., Japan, hergestellt und ist in Deutschland bei einschlägigen Fachgeschäften erhältlich.

Es werden drei identische Verstärkerstufen verwendet, bei denen die Regelspannung direkt zur ersten Stufe gelangt. Die folgenden beiden Stufen erhalten die Regelspannung über Vorwiderstände, so daß eine Regelverzögerung entsteht. Für den Bereich, wo noch keine Regelspannung erzeugt wird, übernimmt ein fester Spannungsteiler die Grundvorspannung für die Transistoren. Dieser ist so ausgelegt, daß je Transistor ein Strom von 4 mA fließt und die Regelung soeben einsetzt. Am letzten Filter wird die verstärkte Zf-Spannung einmal einem ungeregelten Transistor zugeführt, der etwa 1 V an die AM-Gleichrichtung bzw. den Störaustaster abgibt. Gleichzeitig gelangt die Zf-Spannung von der letzten geregelten Stufe zum Produktdetektor SL 641, dem außerdem ein BFO-Signal von etwa 100 mV zugeführt werden muß.

Da Schaltungen mit 9-MHz-Quarzoszillatoren ausreichend bekannt sind, wird auf eine nähere Beschreibung des Oszillators verzichtet. Zweckmäßigerweise baut man ihn auf eine getrennte Platine und schaltet die Quarze für oberes und unteres Seitenband mit Dioden um. Am Pin 5 des Produktdetektors steht eine Nf-Spannung in der Größenordnung von 5 mV bei 5 mV Hf-Eingangsspannung zur Verfügung. Diese wird einmal dem AGC-Generator des SL 621 zugeführt, welcher eine Regelspannung im Bereich von 2,1–5 V erzeugt. Parallel dazu gelangt die Nf-Spannung zum Nf-Verstärker SL 630, der etwa 1 V Niederfrequenz abgibt. Das hat den Vorteil, daß ein relativ unempfindlicher Nf-Verstärker angeschlossen werden kann. Der Ausgang des Störbegrenzers wird ebenfalls mit dem Nf-Verstärker SL 630 verbunden, so daß nur ein einziger Nf-Ausgang vorhanden ist. Da für die Erzeugung der Regelspannung im Betriebsfall *AM* noch kein fertiger integrierter Verstärker zur Verfügung steht (der dafür vorgesehene Verstärker IC SL 623 ist noch nicht lieferbar), wurde ein Differenzverstärker CA 3028 benutzt. Die mit dem Transistor BC 177 durchgeführte Polaritätsumkehr ist relativ einfach; die beiden Siliziumdioden dienen der Temperaturkompensation. Das 500-Ω-Trimmpotentiometer gestattet die Einstellung des Nullpunktes. Die Betriebsspannung von 6 V, welche für die integrierten Schaltkreise von Plessey benötigt wird, wird mit einer einfachen Stabilisierungsschaltung erzeugt.

Bild 2 zeigt den fertig aufgebauten Zf-Verstärker. Seine Abmessungen betragen 15,5 cm × 1,8 cm × 9 cm.

Bild 3 läßt den Verlauf der S-Meter-Skala für ein übliches Instrument von 100 µA erkennen. Dabei wurde angenommen, daß der Hf-Verstärker eine Durchgangsverstärkung von 30 dB besitzt und mit 20 dB verzögert gerege wird.

Die Gesamtstromaufnahme des Zf-Verstärkers liegt bei 70 mA im ungeregelten Zustand, bei Regelung steigt sie auf knapp 100 mA an. Einige fertige Leiterplatinen sowie drei Zf-Verstärker ohne Quarzfilter sind beim Verfasser erhältlich.

Funküberwachung mit Breitbandpeiler

Für Aufgaben der Funküberwachung, speziell zur schnellen Richtungsbestimmung fester oder beweglicher Sender im Bereich 80 bis 1300 MHz, entstand bei Rohde & Schwarz der neue Breitbandpeiler NP 12. Die mit einer Umdrehung je Sekunde rotierende Antenne des Peilers besteht aus zwei logarithmisch-periodischen Dipolantennensystemen zum Empfang vertikal und horizontal polarisierter Strahlung. Bei gleichphasiger Zusammenschaltung der beiden Antennen eines Antennensystems ergibt sich ein Horizontaldiagramm aus einer Richtkeule, bei gegenphasiger Zusammenschaltung entstehen zwei Keulen unter einem Winkel von etwa 90°. Im ersten Fall ist in der Symmetrieachse des Antennensystems ein Empfangsmaximum, im zweiten Fall ein sehr scharf ausgeprägtes Minimum vorhanden.

Je nach der Betriebsart des Umlaufpeilers – entweder Suchen, Peilen oder Richtempfang – wird auf die entsprechende Polarisation und das geeignete Diagramm geschaltet.

Während des Suchvorgangs beispielsweise ist sowohl das horizontal als auch das vertikal polarisierte Antennensystem auf Empfang geschaltet. Um beide Antennensysteme bei der Auswertung unterscheiden zu können, wird mit der vertikal polarisierten Antenne eine Maximalpeilung, mit der horizontal polarisierten eine Minimumpeilung durchgeführt.

Wird auf der am VHF/UHF-Überwachungsempfänger ESUM eingestellten Frequenz ein Sender empfangen, so zeigt das angeschlossene Peilsichtgerä die vom Antennensystem gelieferte Spannung an, deren Höhe von der augenblicklichen Azimutstellung der Antenne abhängt. Da das Antennensystem rotiert, erscheint auf dem stark nachleuchtenden Schirm der Elektronenstrahlröhre ein formgetreues Bild des Horizontal-Richtdiagramms. Bei Maximumpeilung zeigt der größte Wert des Diagramms in Richtung des gepeilten Senders, bei Minimumpeilung dagegen der deutlich sichtbare Einzug.

Ein über dem Bildschirm drehbar angeordnetes Peillineal ermöglicht es, den Peilwert genau abzulesen. An das Lineal lassen sich Stellungsgeber für externe Auswertung anschließen. Bei Richtempfang liefert das Peillineal den Sollwert für die automatische Ausrichtung der Antenne auf den gepeilten Sender. Der Bildschirm zeigt dann bei stillstehender Antenne einen radialen Strich, der dem Stand der Antenne entspricht.

Lichtschranken mit Lumineszenzdioden

Dr.-Ing. K. Bauer

Dieser Beitrag beschreibt zwei verschiedene Lichtschranken, die mit sichtbarem Licht, bzw. infrarotem Licht arbeiten. Im Lichtsender wird eine GaAs-Lumineszenzdiode verwendet, die Wechsellicht ausstrahlt. Die gesamte Anlage arbeitet daher unabhängig vom Gleichlicht (Tageslicht) und ist gegen Einstreuungen von Störlicht aus Leuchtstofflampen unempfindlich. — In einer batteriebetriebenen Ausführung wurde besonderer Wert auf geringste Stromaufnahme gelegt, um eine hohe Betriebsdauer mit Trockenbatterien zu erhalten. Bei geringem optischem Aufwand lassen sich mit diesen Lichtschranken Entfernungen bis über 20 m überbrücken.

Lichtschranken mit Wechsellicht werden dort verwendet, wo man die Einflüsse von Tageslicht oder Streulicht ausschalten will. Wird die Frequenz des Wechsellichts geeignet gewählt, so ergeben sich Anordnungen, die mit hoher Störsicherheit arbeiten. Es ist praktisch kaum möglich, den Betrieb solcher Anordnungen von außen zu stören. Sie sind außerdem unempfindlich gegen Einstreuungen von Störungen mit Frequenzen von 50 bzw. 100 Hz, die von Glühlampen und Leuchtstofflampen herrühren. Dies sind entscheidende Gesichtspunkte, wenn solche Lichtschranken zur Absicherung oder als Einbruchschutz verwendet werden. Wenn man früher mit höheren Lichtwechselfrequenzen arbeiten wollte, mußte das ausgesandte Licht mit Lochscheiben zerhackt werden. Durch die Verwendung von mechanisch bewegten Teilen war der Aufwand im Lichtsender bereits beträchtlich hoch.

Mit den Lumineszenzdioden stehen heute moderne Halbleiterbauelemente zur Verfügung, die hohe Lebensdauer und Zuverlässigkeit bei geringsten Abmessungen besitzen. Man hat damit eine nahezu punktförmige Lichtquelle mit hoher Leuchtdichte bei geringer Leistungsaufnahme. Das von einer solchen Diode ausgesandte Licht ist proportional der Stromstärke in Durchlaßrichtung. Dabei liegt die Anstiegs- bzw. Abfallzeit des Ausgangssignals bei einigen Nanosekunden. Daher lassen sich Lichtfrequenzen bis weit in den Megahertzbereich herstellen. Die Wellenlänge des Lichts hängt vom Ausgangsmaterial und von der Dotierung ab. Für die vorliegenden Lichtschranken wurden Dioden aus GaAs (Infrarot, 870 nm) und GaAsP (Rot, 670 nm) verwendet. Die im nahen Infrarot emittierenden Dioden sind im Dunkeln völlig unsichtbar. Außer diesen beiden Typen sind im Handel noch Dioden erhältlich, die Licht im grünen Spektralbereich aussenden (GaP, 540nm).

Für die Umwandlung des Lichts in elektrische Signale verwendet man im Empfänger fotoelektrische Bauelemente auf Siliziumbasis (Si-Fotodioden, Si-Fototransistoren, Si-Fotoelemente). Das Maximum der spektralen Lichtempfindlichkeit dieser Siliziumelemente liegt bei 800 nm, d. h. sie sind für rotes und infrarotes Licht gut geeignet. Man erhält damit bereits ein genügend großes Signal, das in Verstärkern leicht weiterverarbeitet werden kann.

Lichtsender

Die in diesem Beitrag beschriebenen Lichtsender unterscheiden sich in der Dimensionierung, in der abgegebenen Lichtleistung und damit in der Reichweite.

Die Schaltung des Senders zeigt *Bild 1*, die Dimensionierung der Bauelemente für die beiden Ausführungen kann der *Tabelle* entnommen werden.

Zur Aussteuerung der Lumineszenzdiode wird als Oszillator ein astabiler Multivibrator mit den beiden Transisto-

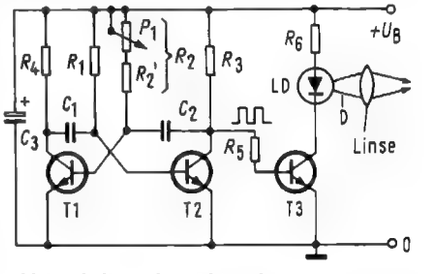


Bild 1. Schaltung des Lichtsenders

ren BC 108 verwendet. Diese astabile Kippstufe liefert eine Rechteckspannung mit der Frequenz:

$$f \approx \frac{1}{0{,}7\,(C_1R_1 + C_2R_2)}$$

mit $R_2 = R'_2 + P_1$.

Wählt man die beiden RC-Kombinationen gleich, also $C_1 = C_2$ und $R_1 = R_2$, so ergibt sich die Frequenz

Platinen mit Steckerleisten

Praxis und Hobby trägt der Redaktion viele sehr nützliche Anregungen ein. Manche davon richten sich aber auch an unsere Leser und Mitarbeiter. Unser Leser Herbert Höllbauer befaßte sich in dem nachstehend abgedruckten Brief mit den Vorteilen von Platinen mit Steckanschlüssen:

Ich bastle manchmal selbst ganz gerne und bin dankbar, wenn für eine Schaltung das Leiterplattenmuster bereits gezeichnet ist. Trotzdem zeichne ich die Leiterplatte oft noch um. Leider sind bei den meisten Leiterplatten die Anschlußpunkte über die ganze Platte verteilt. Das ergibt beim Einbau der Platine ein unschönes Gewirr von Drähten. Bei waagrechtem Einbau müssen zum Auswechseln von Bauelementen (Änderungen, Reparaturen, Messungen) oftmals sämtliche Anschlüsse von der Platine abgelötet werden. Beim Anlöten der Anschlüsse an der eingebauten Platine kann es vorkommen, daß sich der Lötstift von der Leitbahn löst.

Für Bauanleitungen der Kfz-Elektronik kommt m. E. nur eine Leiterplatte mit Steckanschlüssen in Frage (welcher Bastler hat einen Lötkolben im Auto?) Ich hatte in einem früheren Fahrzeug versuchsweise eine fotoelektrisch gesteuerte Thyristorzündung eingebaut. Beim Ausfall eines Kondensators war ich froh, eine Ersatzplatine mit Steckanschluß dabeizuhaben.

Vielleicht können Sie den Verfassern von Bauanleitungen nahelegen, Leiterplatten mit Anschlußkamm für Steckanschluß zu zeichnen. Dies erfordert zwar beim Entwurf etwas mehr Gedanken- und Zeitaufwand, auch die Leiterplatte wird etwas größer ausfallen, jedoch dürfte sich mancher Bastler darüber freuen. Ich persönlich zahle gerne ein paar Mark mehr für Steckanschlußleisten.

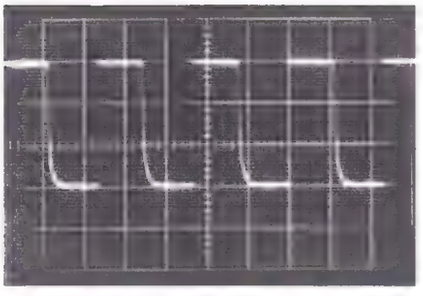


Bild 2. Verlauf des Stromes durch die Lumineszenzdiode. Horizontal: 200 µs/Teil ≙ 2,15 kHz, vertikal: 200 mV/Teil ≙ 40 mA

$$f \approx \frac{1}{1{,}4 \cdot C_1 \cdot R_1}$$

bei einem Tastverhältnis von 1 : 1.

Für die Dimensionierung nach der Tabelle wird:

$$f = 2{,}18\ \text{kHz}.$$

Die Frequenz wurde relativ niedrig gewählt, da als Lichtempfänger ein großflächiges Fotoelement (Solarzelle) verwendet wird, dessen Sperrschichtkapazität groß ist und damit eine niedrige obere Grenzfrequenz ergibt.

Die von der astabilen Kippstufe abgegebene Rechteckspannung steuert den folgenden Schalttransistor T 3. Die Lumineszenzdiode LD wird mit der Frequenz der Rechteckspannung periodisch ein- und ausgeschaltet. Den Verlauf des Stromes durch die Diode zeigt das Oszillogramm in *Bild 2* am Beispiel des batteriebetriebenen Senders.

Für den batteriebetriebenen Sender wurde eine kleine runde gedruckte Schaltung hergestellt. Diese ist so ausgelegt, daß sie anstelle der normalen Glühlampenhalterung in eine Taschenlampe eingebaut werden konnte.

Bild 3 zeigt die für Batteriebetrieb ausgelegte Lichtschranke. Im hinteren Bildteil ist die umgebaute Taschenlampe, die zusätzlich mit einer Optik ausgestattet wurde, zu sehen. Im Vordergrund des Bildes befindet sich der Empfänger, der in dieser Ausführung bei Lichtunterbrechung einen magnetischen Drahtauslöser (rechts im Bild) zur Steuerung einer Kamera mit Blitzgerät betätigt.

Bild 4. Nahaufnahme des in eine Taschenlampe eingebauten Senders

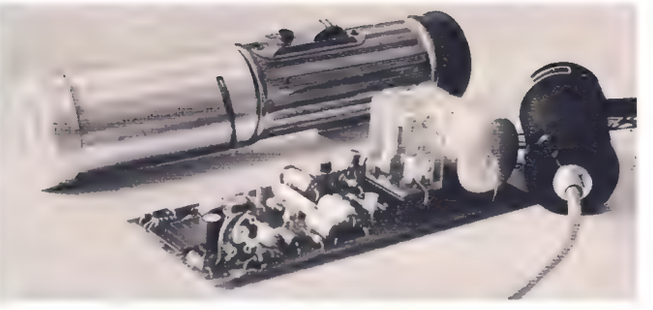


Bild 3. Sender und Empfänger

Bild 4 zeigt eine Nahaufnahme des Batteriesenders. In der Bildmitte ist die kleine Lumineszenzdiode zu erkennen.

Die Frequenz des astabilen Multivibrators hängt von der Betriebsspannung und damit etwas vom Zustand der Batterien ab. Für die batteriebetriebene Lichtschranke wird deshalb kein schmalbandiger Empfänger verwendet. Wenn man den Empfänger breitbandiger auslegt, kann man auf die genaue Einstellung der Sendefrequenz und damit auf das Potentiometer P 1 verzichten.

Empfänger

Im Gegensatz zu den Lichtsendern, die nur in der Dimensionierung und damit im Leistungsverbrauch verschieden sind, unterscheiden sich die Empfänger im Verstärkerteil grundsätzlich.

Für Netzbetrieb wird ein selektiver, schmalbandiger Empfänger verwendet. Seine Schaltung zeigt *Bild 5*. Das ankommende Wechsellicht trifft auf die großflächige Solarzelle BPY 70. Diese Solarzelle gibt zwar ein geringeres Signal ab als beispielsweise ein Fototransistor, doch läßt sich wegen der großen Empfängerfläche der optische Aufwand im Sender wesentlich geringer halten. Außerdem wird die Aufstellung und Justierung der Lichtschranke einfacher.

Das Fotoelement wird mit 100 Ω abgeschlossen und arbeitet dabei praktisch im Kurzschluß. Ohne diesen 100-Ω-Abschluß arbeitet das Fotoelement bei Einstrahlung von Gleichlicht im Spannungs-Sättigungsbetrieb und spricht dann auf kleine Wechselsignale nicht mehr an.

Das Fotoelement wird kapazitiv an den Operationsverstärker angekoppelt; die Gegenkopplung wird frequenzabhängig ausgeführt. Die Ausgangsspannung des Verstärkers wird über ein Doppel-T-Filter auf den invertierenden Eingang zurückgeführt. Für die Nullfrequenz f_0 des T-Gliedes erhält man

$$f_0 = \frac{1}{2\,\pi\,RC}$$

mit den Bauelementen R, $n \cdot R$, C und C/n.

Für $n = 0{,}5$ wird die Frequenz f_0 sehr stark gedämpft. Sie erscheint am Aus

Dimensionierung der Bauteile

	netzbetriebener Sender	batteriebener Sender
U_B	12 V	3 V
R_1	15 k	15 k
R_2	12 k	15 k
R_3, R_4	2,7 k	1,2 k
R_5	3,6 k	3,6 k
R_6	56	15
P_1	5 k	
C_1, C_2	22 n	22 n
C_3	10 µF Elko	–
T_1, T_2	BC 108 oder ähnlich	BC 108 oder ähnlich
T_3	BCY 58 oder BSY 19 oder ähnlich	BC 108 oder ähnlich
LD	infrarot: CQY 12 a (Valvo) LD 23 (Siemens) CQY 10 (Telefunken)	infrarot: CQY 11 a (Valvo)
	sichtbar (rot): MV 4 Monsanto (Neye)	sichtbar (rot) MV 50 Monsanto (Neye) Lit 50 Littronix (Omni Ray)

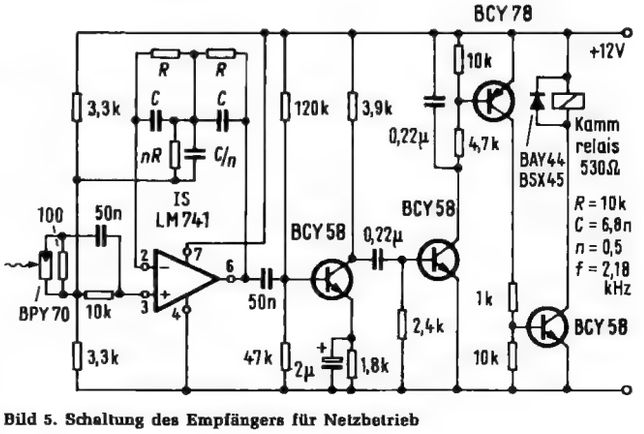


Bild 5. Schaltung des Empfängers für Netzbetrieb

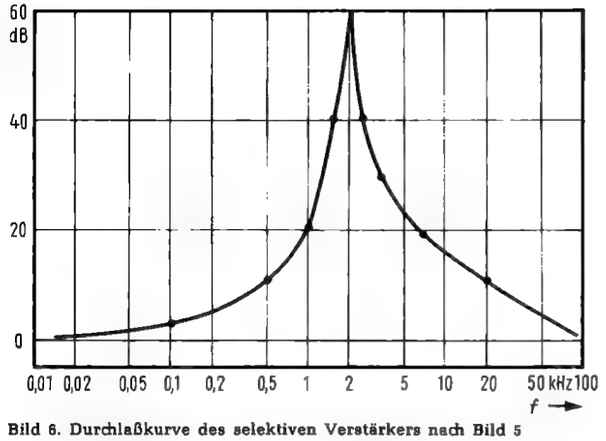


Bild 6. Durchlaßkurve des selektiven Verstärkers nach Bild 5

gang des Filters und damit am Eingang des Operationsverstärkers nicht mehr. Die Gegenkopplung wird also unwirksam, und man erhält praktisch fast die Leerlaufverstärkung.

Für Frequenzen unterhalb f_0 nimmt die Gegenkopplung langsam zu und wird bei tiefen Frequenzen über die Reihenschaltung der beiden Widerstände R voll wirksam. Man erhält hier die Verstärkung 1 (0 dB).

Oberhalb f_0 nimmt die Gegenkopplung ebenfalls zu, und die Verstärkung damit ab.

Für die Sendefrequenz von 2,18 kHz erhält man für das Doppel-T-Filter folgende Werte

$C_{längs} = 6{,}8$ nF $\quad R_{längs} = 10{,}8$ kΩ

$C_{quer} = 13{,}6$ nF $\quad R_{quer} = 5{,}4$ kΩ

Die Widerstände und Kondensatoren wurden mit der Meßbrücke ausgesucht und ergeben die in *Bild 6* dargestellte Durchlaßkurve.

In der folgenden Stufe wird das Signal nochmals verstärkt und anschließend gleichgerichtet. Am Ausgang des Verstärkers liegt eine Schaltstufe mit Relais. Die genaue Abstimmung des Senders und Empfängers erfolgt durch Änderung der Sendefrequenz über Potentiometer P 1 in Bild 1.

Der Empfänger für Batteriebetrieb ist anders ausgelegt *(Bild 7)*. Wie bereits oben erwähnt, ist die Sendefrequenz vom Zustand der Monozellen abhängig. Der Empfänger wird so dimensioniert, daß die untere Grenzfrequenz bei etwa 1,5 kHz liegt. Man hat dann von Störfrequenzen wie 50 Hz bzw. 100 Hz, die von Glühlampen oder Leuchtstofflampen herrühren können, genügenden Abstand. Bei Verwendung eines anderen Operationsverstärkers, dessen Frequenzkompensation extern erfolgt (TAA 861, LM 709 C), kann die obere Grenzfrequenz ebenfalls beeinflußt werden. Man wählt hier zweckmäßig einen Wert von 12 pF und erhält dann je nach eingestellter Verstärkung eine obere Grenzfrequenz bei 2,5...3 kHz.

Die zwei nachfolgenden Stufen unterscheiden sich im Aufbau nicht vom netzbetriebenen Sender. Lediglich die Schaltstufe für das Relais ist so ausgelegt, daß das Relais bei Lichtunterbrechung anzieht.

Für eine Sonderanwendung (Bild 3), bei der bei Lichtunterbrechung eine Kamera ausgelöst werden soll, wird vom Relais ein magnetischer Drahtauslöser betätigt. Im belichteten Zustand, also bei abgefallenem Relais, wird ein Kondensator von 5000 µF aufgeladen. Wenn eine Lichtunterbrechung eintritt, reicht die im Kondensator gespeicherte Energie zur Auslösung der Kamera aus. Vom Synchronkontakt der Kamera kann zusätzlich für Nachtaufnahmen ein Elektronenblitzgerät getriggert werden. Diese Lösung bietet den Vorteil, daß bei längeren Lichtunterbrechungen der Drahtauslöser nach Entladen des Kondensators wieder in seine Ruhestellung zurückkehrt und der Batterie keinen Strom entnimmt.

Zur Justierung der Lichtschranke ist ein Umschalter vorgesehen. Dieser hat sich besonders bei den infraroten Lumineszenzdioden bewährt. Wenn die Lichtschranke richtig eingestellt ist, fällt

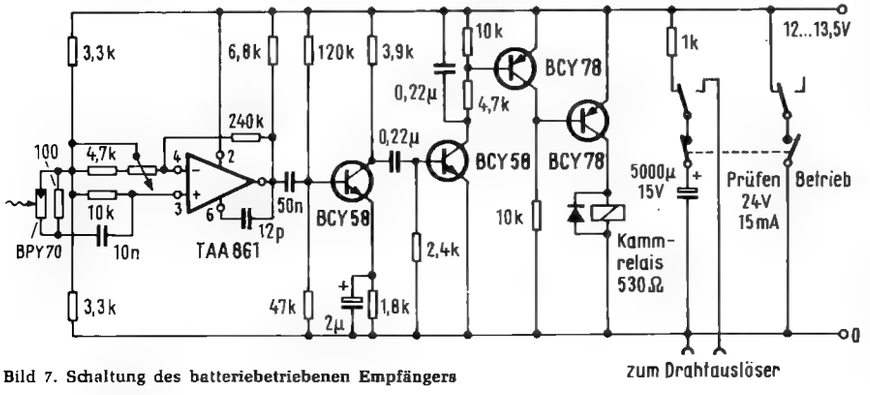


Bild 7. Schaltung des batteriebetriebenen Empfängers

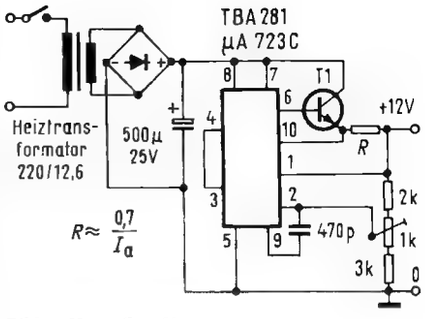


Bild 8. Netzteil 12 V

das Relais ab, und eine kleine Glühlampe (24 V, 15 mA) leuchtet auf. Anschließend wird der Schalter auf *Betrieb* umgelegt und die Anlage ist betriebsbereit.

Stromversorgung

Die netzbetriebene Lichtschranke benötigt für Sender und Empfänger eine Spannung von 12 V. Es ist zweckmäßig, diese Spannung zu stabilisieren. In Bild 8 ist die Schaltung für ein stabilisiertes Netzgerät angegeben. Es wird ein integrierter Spannungsstabilisator verwendet, der sehr preisgünstig erhältlich ist. Der Aufbau ist dadurch sehr viel einfacher, unkritischer und meist billiger als bei Verwendung von einzelnen Bauelementen. Eine von außen durch den Widerstand R einstellbare Strombegrenzung ist in diesen Spannungsreglern bereits eingebaut. Wenn nur die Lichtschranke vom Netzteil gespeist wird, wählt man R zu 3,5 Ω und als externen Transistor einen Typ mit etwa 1,2 W Verlustleistung und $I_c \geq 200$ mA. Weitere Zusatzgeräte können durch Änderung von R und geeignete Wahl des externen Transistors betrieben werden.

Der batteriebetriebene Lichtsender wird von zwei hintereinander geschalteten Monozellen gespeist. Bei einer Stromaufnahme von nur 24 mA erhält man eine Betriebszeit mit zwei Monozellen von 250...300 Stunden.

Der zugehörige Empfänger wird mit drei Flachbatterien zu je 4,5 V (13,5 V) betrieben. Im beleuchteten Zustand (Relais abgefallen) werden den Batterien 13 mA entnommen. Die Betriebsdauer ist dann 100...120 Stunden. Bei Verwendung von Monozellen (hier reichen acht Monozellen = 12 V aus) erhält man eine Betriebszeit von 300...350 Stunden.

Reichweite

Mit der netzbetriebenen Anlage werden mit einfachen Linsen zur Bündelung des Lichts Strecken von mehr als 20 m überbrückt. Die batteriebetriebene Lichtschranke hat eine Reichweite von 10 m ergeben. Diese Reichweiten lassen sich durch erhöhten optischen Aufwand wesentlich verbessern.

Günther Daubach

Ein einfacher Transistortester

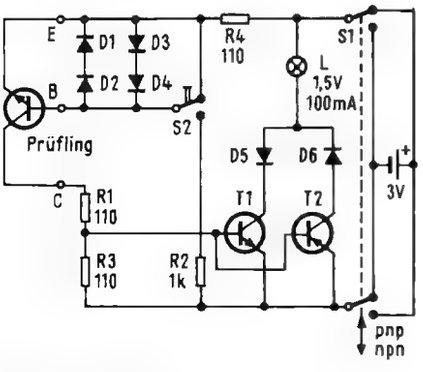
Die im *Bild* gezeigte Schaltung eignet sich zum Prüfen fast aller pnp- und npn-Transistoren. Auch können Dioden überprüft werden. Bei einem unbekannten Transistor kann man feststellen, ob es sich um einen npn- oder pnp-Typ handelt.

An den Prüfanschlüssen sei ein npn-Transistor angeschlossen. S 1 steht in Stellung npn. Drückt man den Prüftaster S 2, so erhält die Basis des Prüflings eine positive Spannung über den Widerstand R 2. Die Spannung wird durch die Serienschaltung der Dioden D 1 und D 2 auf etwa 0,9 V begrenzt. Ist der Prüfling in Ordnung, fließt über die Widerstände R 1 und R 3 ein Kollektorstrom. Der Spannungsabfall an R 3 bewirkt, daß der Transistor T 2 leitet; die Lampe L leuchtet auf und zeigt die Funktion des Prüflings an. Hat der Prüftransistor keine Stromverstärkung oder eine Unterbrechung, leuchtet die Lampe L natürlich nicht auf. Wenn der Prüfling einen Schluß hat, brennt L auch ohne gedrückten Taster, da in diesem Falle sofort ein Strom über die Widerstände R 1 und R 2 fließt.

Die Lampe L leuchtet auch dann ohne Drücken des Prüftasters auf, wenn der Prüfling ein pnp-Typ ist. In diesem Falle fließt über den Widerstand R 4, die Basis-Kollektor-Strecke, R 1 und R 3 ein Strom, und der Transistor T 2 wird durchgeschaltet.

Bei der Prüfung von pnp-Transistoren arbeitet die Schaltung analog. Die Betriebsspannung ist in diesem Falle umgepolt, T 1 übernimmt die Ansteuerung der Lampe. D 5 und D 6 schalten, je nach Stellung von S 1, T 1 oder T 2 in den Kreis.

Zum Prüfen von Dioden wird die Katode mit dem Kollektor- und die Anode mit dem Emitteranschluß des Testers verbunden. Die Lampe L darf nur in Stellung *pnp* leuchten. Brennt L immer, hat die Diode einen Schluß, brennt L in keiner Schalterstellung, ist die Diode unterbrochen.



Schaltung des Dioden- und Transistortesters

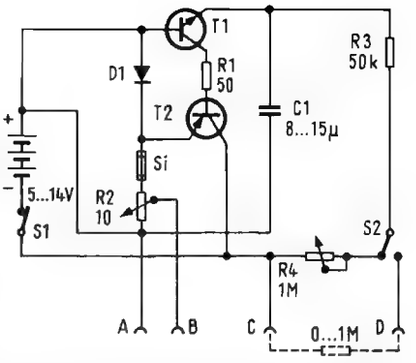
Die Auswahl der Halbleiter ist völlig unkritisch. D 1 und D 3 sind Silizium-, D 2, D 4, D 5 und D 6 sind Germanium-Dioden. D 5, D 6, T 1 und T 2 müssen einen zulässigen Durchlaß- bzw. Kollektorstrom von mindestens 100 mA haben.

Die gesamte Schaltung läßt sich in ein rundes Gehäuse, ähnlich einer Stablampe, einbauen. Bringt man an einer Stirnseite des Gehäuses drei kleine Tastspitzen, in der üblichen Anschlußfolge der Transistoren an, so lassen sich Transistoren durch einfaches Antasten auf der Schaltungsplatine im eingelöteten Zustand prüfen. Ein eventuell in der Schaltung vorhandener Widerstand zwischen Kollektor und Emitter des Prüflings darf dabei nicht kleiner als etwa 10 kΩ sein.

Herbert Fleischer

Einfacher Nf-Durchgangsprüfer

Bei dem im *Bild* gezeigten Nf-Generator handelt es sich um eine einfache Schaltung, die deshalb leicht nachzubauen und in ihren Werten völlig unkritisch ist. Außer Nf-Generator kann man das Gerät bei einiger Übung auch zur überschlagmäßigen Bestimmung von Widerständen verwenden. Für die Transistoren T 1 und T 2 können beliebige Nf-Typen verwendet werden. Die Widerstände brauchen nur eine Belastbarkeit von 1/8 W zu haben. Die Sicherung Si ist nicht unbedingt erforderlich. Bei reiner Verwendung als Durchgangsprüfer (fest angeschlossener Lautsprecher) kann sie auf jeden Fall entfallen. Der Kondensator C 1 kann in gewissen Grenzen andere Werte erhalten, wodurch sich die Frequenz ändern läßt. Bei Verwendung als Durchgangsprüfer werden die Prüfleitungen an CD und ein Lautsprecher (3...8 Ω) an AB angeschlossen.



Durch den Schalter S 2 kann die Schaltung wahlweise als Nf-Generator oder als Durchgangsprüfer verwendet werden

Als Stromquelle eignet sich eine 9-V-Batterie, wobei sich dann unbelastet eine Ausgangsspannung von etwa 1 V ergibt (gemessen mit 20 kΩ/V-Instrument im 5-V-Bereich).

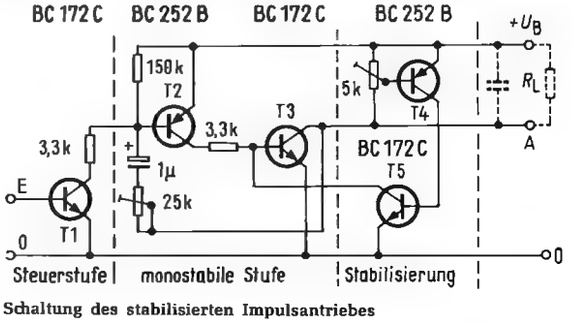
Die Schaltung ist bei Verwendung von Miniaturelementen leicht auf eine Platine von 3 cm × 4 cm aufzubauen.

Stabilisierter Impulsantrieb

Batteriegespeiste Antriebe sollen nach Möglichkeit eine geringe Stromaufnahme haben, um die Lebensdauer der Batterie zu erhöhen. Für Impulsantriebe bedeutet dies, daß die impulserzeugende Schaltung während der Impulspausen keinen Strom aufnehmen soll. Außerdem ist häufig eine Stabilisierung der Impulsenergie erwünscht, damit während der Lebensdauer der Batterie konstante Antriebsverhältnisse vorliegen. Die Schaltung *(Bild)* ist z. B. für den Antrieb von Schrittschaltwerken geeignet. Sie liefert an eine Last von $R_L > 250\ \Omega$ (Antriebsspule o. ä.) Antriebsimpulse mit einer Dauer von 25 ms.

Die Schaltung enthält eine monostabile Kippstufe, die aus den komplementären Transistoren T 2 und T 3 aufgebaut ist. Diese sind im Ruhezustand der Schaltung stromlos. Durch kurzzeitiges Einschalten der Steuerstufe T 1 gelangt die monostabile Stufe in den leitenden Zustand. Dazu reicht ein Impuls von 1 ms oder kürzer.

Die Transistoren T 4 und T 5 dienen der Stabilisierung der Impulsamplitude. Sie steuern T 3 so, daß an seiner Kollektor-Emitter-Strecke die Spannungs-



Schaltung des stabilisierten Impulsantriebes

differenz zwischen gerade vorhandener Batteriespannung und gewünschter Impulsamplitude abfällt. Nach Ablauf der eingestellten Impulsdauer werden alle Transistoren wieder stromlos.

Die Stabilisierung der Amplitude des Ausgangsimpulses gegenüber Schwankungen der Batteriespannung hat in der monostabilen Stufe eine Stabilisierung der Impulsdauer zur Folge, da das zeitbestimmende RC-Glied 25 kΩ/1 µF das vom Ausgangsimpuls der Schaltung am Kollektor von T 3 gesteuert wird, immer um denselben Spannungswert umgeladen wird. Ohne Stabilisierungsschaltung verringert sich die Impulsdauer um etwa 20 %, wenn die Batteriespannung von 1,8 V auf 1,2 V sinkt. Bei Verwendung der Stabilisierungsschaltung bleibt die Impulsdauer innerhalb von 1...2 % konstant.

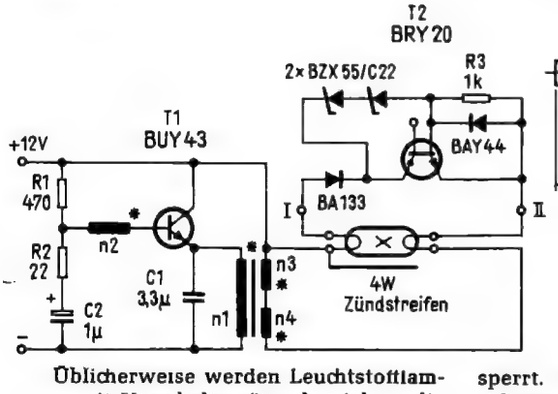
(Nach Unterlagen von Intermetall.)

Klaus Wetzel, Erwin Heuwieser

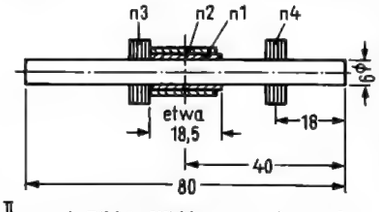
Spannungswandler für Leuchtstofflampen kleiner Leistung

Leuchtstofflampen kleiner Leistung können in Kraftfahrzeugen als Reparaturleuchten, Handlampen und Leselampen, verwendet werden. Für die relativ kleine Betriebsleistung von 4 W wird zum Erzeugen der Wechselspannung ein Sinusgenerator verwendet *(Bild 1)*. Dieser arbeitet im B-Betrieb mit dem Siemens-Leistungstransistor BUY 43, der in Kollektorschaltung betrieben wird.

Die Schwingfrequenz, festgelegt durch den Schwingkreis n 1, C 1, beträgt 20 kHz. Bei dieser Arbeitsfrequenz ist die Lichtausbeute und damit der Wirkungsgrad der Lampe sehr günstig. Außerdem arbeitet das Gerät über dem Hörbereich.



◀ Bild 1. Schaltung des Leuchtstofflampenaggregates (nach Siemens-Halbleiter-Schaltbeispiele 1971)



▲ Bild 2. Wicklungsanordnung des Ferritkerns

Üblicherweise werden Leuchtstofflampen mit Vorschaltgeräten betrieben, die den Lampenstrom begrenzen. In der in Bild 1 gezeigten Schaltung ist der Übertrager so ausgelegt, daß auf eine Vorschaltdrossel verzichtet werden kann. Als Transformatorkern wird ein Ferrit-Zylinderkern nach *Bild 2* verwendet. Die Primärwicklung n 1 und die Steuerwicklung n 2 sind fest gekoppelt auf die Mitte des Zylinderkerns gewickelt. Die Sekundärwicklung ist auf die beiden Wicklungshälften n 3 und n 4 aufgeteilt, davon ist n 3 fest mit der Primärwicklung gekoppelt; n 4 ist in einem gewissen Abstand von n 1 auf den Kern aufgebracht. Durch diese Transformatorauslegung übernimmt die Sekundärwicklung die Aufgaben eines Vorschaltgerätes in einer normalen Leuchtstofflampenschaltung. Die genaue Wicklungsanordnung zeigt ebenfalls Bild 2. Ein möglichst flackerfreier Start der Leuchtstofflampe ist durch die Halbleiterkombination an den Klemmen I und II gewährleistet.

Beim Einschalten des Gerätes schwingt der Sinusgenerator selbsttätig an. Im Vorheizbetrieb werden die Lampenelektroden über den Starter geheizt. Der Starter I, II wird stromführend, wenn die Spannung an den Elektroden die Kippspannung (47 V) erreicht. Der Starter ist nur in einer Richtung der Sinusspannung stromleitend, derselbe Strom fließt durch die Heizwendel als Heizstrom; in Gegenrichtung bleibt er gesperrt. Wenn die Spannung in Sperrrichtung am Starter liegt, entstehen bei jeder Halbwelle hohe Spannungsspitzen (etwa 700 V), die die Leuchtstofflampe nach genügender Elektrodenheizung zünden. Die Lampenspannung bricht auf die Brennspannung von 30 V zusammen; da der Starter eine höhere Kippspannung hat, schaltet er den Heizstrom ab.

Zum Erzeugen der hohen Zündspannungsspitzen wird der normalerweise unerwünschte Trägerspeichereffekt der Sperrdiode BA 133 ausgenützt. Beim Betrieb von Siliziumgleichrichtern bei 20 kHz machen sich die Lebensdauer der Ladungsträger, die beim Stromnulldurchgang noch in der Sperrschicht vorhanden sind, und die damit verbundene Sperrverzögerung bemerkbar. Dadurch fließt beim Übergang von der Durchlaß- zur Sperrphase unter dem Einfluß der umgekehrten Spannung ein Rückstrom. Sobald die Diode Sperrspannung annimmt, reißt dieser Strom plötzlich ab, und es kommt im Zusammenwirken mit der Streuinduktivität der Sekundärwicklung zu hohen Spannungsspitzen, die die Lampe nach kurzer Vorheizzeit zünden. Damit diese kurze Zündzeit bei tiefen Temperaturen erreicht wird, ist auf der Lampe ein Zündstreifen aufgebracht, der mit einer Lampenelektrode verbunden ist. Wenn man auf diesen Zündstreifen verzichtet, verlängert sich die Startzeit wesentlich bei Temperaturen unter – 5 °C.

Bild 3 zeigt den Aufbau des Mustergerätes. Die technischen Daten nennt die *Tabelle*.

Tabelle der technischen Daten

Versorgungsspannung: 12 V
Batteriestrom: 0,75 A
Lampen-Nennstrom: 150 mA
maximaler Temperaturumgebungsbereich:
– 20 °C bis + 80 °C
Schwingfrequenz: 20 kHz
Generatorleerlaufspannung: 110 V
Spitzenzündspannung: 750 V
Wärmewiderstand des Kühlkörpers
für BUY 43: 20 K/W
Spulendaten:
n 1 = 23 Wdg., 0,8 CuL auf Zylinderkern gewickelt
n 2 = 33 Wdg., 0,4 CuL über n 1 gewickelt
n 3 = 220 Wdg., 0,17 CuL auf Spulenkörper B 65542-A 0000-M 001 (Siemens)
n 4 = 220 Wdg., 0,17 CuL auf Spulenkörper B 65543-A 0000-M 001 (Siemens)
Ferrit-Zylinderkern: 6 × 80 Material M 25; Bestell-Nr. B 61110 M 25, 6 × 80 mittel (Siemens)

(Nach: Siemens-Halbleiter-Schaltbeispiele 1971)

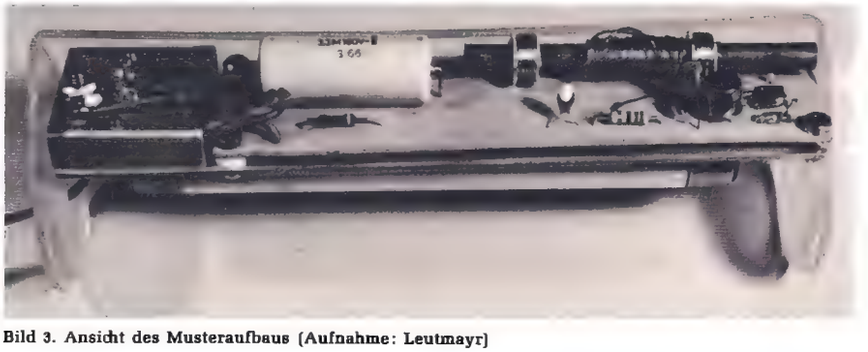


Bild 3. Ansicht des Musteraufbaus (Aufnahme: Leutmayr)

Printplatten für den elektronischen Tischrechner

Von Heft 21/1971 ab veröffentlichten wir in Praxis und Hobby die Baubeschreibung des elektronischen Tischrechners von Ing. Gerhard Amon. Das Mustergerät enthielt leider keine Printplatten. Glücklicherweise einigte sich der Verfasser mit der Firma Digitron-Studiotechnik Bernulf Richter GBR, München 13, über die Auflösung der Platinen sowie deren Vertrieb. Damit verbunden sind allerdings einige kleine Änderungen. Die Aufteilung der einzelnen Baugruppen auf die Platinen weicht vom Mustergerät etwas ab. Das Gerät enthält nunmehr die folgenden drei Printplatten:

1. Rechen- und Steuerwerk (einschließlich der Stromversorgung + 5 V und + 200 V), Best.-Nr. T 30 421-D 1;
2. Ziffernanzeige (einschließlich Decodierung), Best.-Nr. T 30 441-D 11;
3. Bedienungsfeld, Best.-Nr. T 30 441-D 12.

Alle Platinen sind doppelseitig kaschiert sowie durchkontaktiert, so daß keine Drahtbrücken erforderlich sind. Einen Eindruck vom Aufbau vermittelt die in *Bild 1* und *2* dargestellte Printplatte des Rechen- und Steuerwerkes.

Das Rechen- und Steuerwerk enthält auch die wichtigste und erwähnenswerteste Schaltungsänderung: Durch zusätzliche Pufferkondensatoren zwischen + 5 V und Masse sowie der speziellen Anordnung der Stromzuführung (auf einer Seite die Massebahnen, auf der anderen die Betriebsspannung) ist die Störsicherheit des Rechners erheblich besser (wichtig bei Plastikgehäusen).

Die erwähnten 1-µF-Pufferkondensatoren erfüllen aber neben ihrer Hf-Siebwirkung noch eine andere Aufgabe: Bei hohen Impulsbelastungen der Stromversorgung durch die integrierten Schaltungen wird die Stromversorgung so stark beansprucht, daß die Spannung leicht zusammenbrechen kann. Fehlerhafte Ergebnisse sind die Folge. Im Falle einer solchen kurzzeitigen Belastung übernehmen die 1-µF-Kondensatoren noch die Funktion von Stromversorgungsquellen.

Wie Bild 1 zeigt, erfolgen alle Verbindungen zwischen den einzelnen Platinen über IS-Steckverbindungen (Dual-in-Line). Diese Stecker sind mit dem Buchstaben S bezeichnet.

Das genannte Unternehmen bietet den Tischrechner auch als Bausatz an.

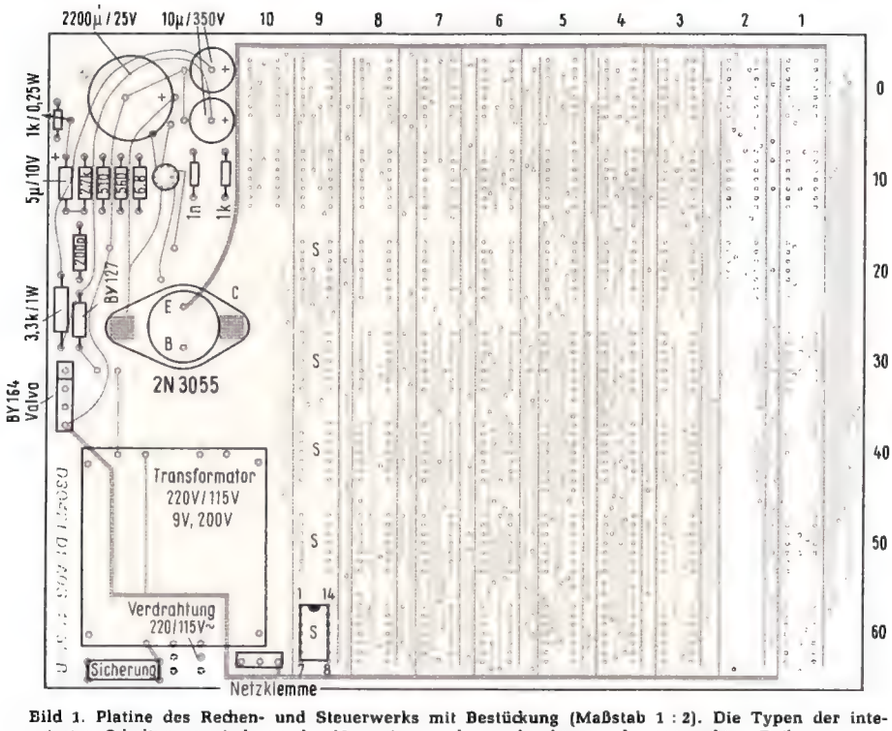


Bild 1. Platine des Rechen- und Steuerwerks mit Bestückung (Maßstab 1 : 2). Die Typen der integrierten Schaltungen sind aus der Numerierung der senkrechten und waagerechten Reihen zu entnehmen; es bedeuten:

1	7451	11	7451	21	–
2	7410	12	7408	22	7400
3	7410	13	7404	23	7400
4	7410	14	7400	24	7451
5	7473	15	7410	25	7451
6	7400	16	7408	26	7451
7	7483	17	7483	27	7476
8	7410	18	7408	28	–
9	7490	19	7404	29	S
100	7490	110	7404		
31	7451	41	7451	51	7451
32	7491	42	7491	52	7491
33	7491	43	7491	53	7491
34	7400	44	7408	54	7486
35	7476	45	7485	55	7420
36	7400	46	7408	56	7400
37	7495	47	7495	57	7495
38	7495	48	7495	58	7495
39	S	49	S	59	S
61	7451				
62	7491				
63	7491				
64	7490				
65	7404				
66	7404				
67	7495				
68	7495				
69	S				

Die vollständige Typenbezeichnung der integrierten Schaltungen lautet SN....N. S = Stecker für Verbindung zu den anderen Platinen

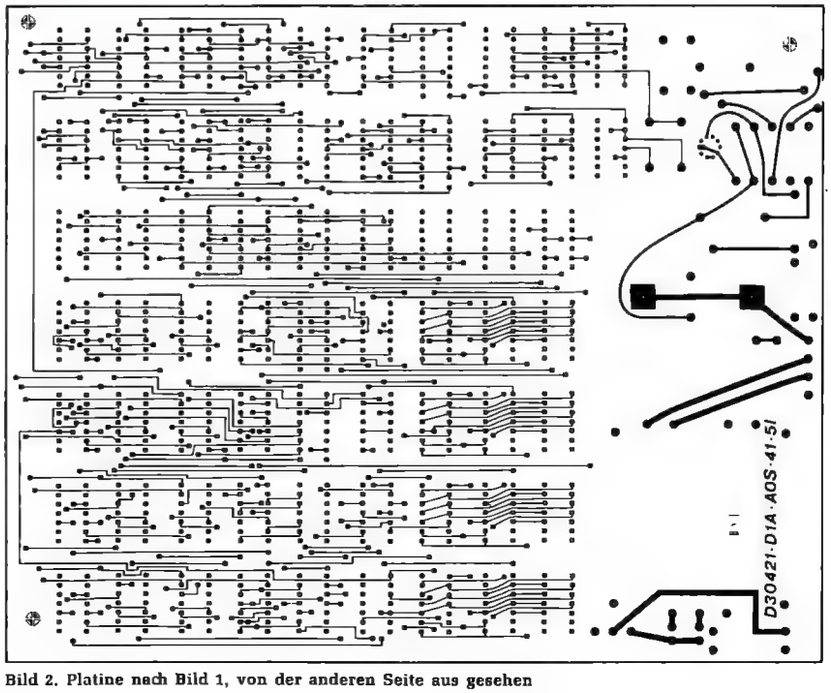


Bild 2. Platine nach Bild 1, von der anderen Seite aus gesehen

Kabelsuchgerät

H. P. Wiersma

Das hier beschriebene Kabelsuchgerät hat mehr Verwendungsmöglichkeiten als nur das Aufspüren von in den Boden verlegten Kabeln. Man kann damit auch metallene Gegenstände finden, falls diese nicht zu klein sind. Das Gerät wurde vom Autor zum Beispiel auch einige Male benutzt, die Eingänge von Gullys, die infolge von Umbau-Erdarbeiten unter die Straßendecke geraten waren, wieder aufzuspüren. Elektronisch gesehen ist es unkritisch und sehr einfach zu bauen. Mechanisch muß man dagegen sehr sorgfältig vorgehen, obwohl dafür kein Spezialwerkzeug erforderlich ist.

Die Idee, ein Suchgerät nach dem hier beschriebenen Prinzip zu bauen, entstand nach einigen Versuchen mit konventionellen Geräten, die jedoch die gestellten Anforderungen in bezug auf Empfindlichkeit nicht erfüllten. In der amerikanischen Zeitschrift *Popular Electronics* vom Januar 1967 wurde eine gänzlich andere Methode angegeben, die vom Verfasser zwecks Anpassung an sein Ziel ausgearbeitet wurde.

Die herkömmlichen Geräte arbeiten mit einer meist voluminösen Spule, die dicht über die Oberfläche gehalten wird. Diese Spule ist Bestandteil eines Oszillators oder einer Brückenschaltung. Zwangsläufig haben diese Geräte die Eigenschaft an sich, daß für das Suchen kleiner Gegenstände eine relativ kleine Spule erforderlich ist, wodurch das Aufspüren jedoch nur bis zu einer sehr geringen Tiefe möglich wird. Ein Kabel aber kann man als einen kleinen Gegenstand in relativ großer Tiefe betrachten, zum Beispiel ein 1,5 cm dickes Kabel in 70 cm Tiefe.

Das hier beschriebene Gerät ist von ganz anderer Bauart, es arbeitet auch völlig anders. Es besteht aus zwei elektrisch vollkommen voneinander getrennten Teilen, nämlich einem Sender und einem Empfänger. Die Sendeenergie wird von einer Spule ausgestrahlt, und das Empfangssignal stammt von einer genau gleichen Spule, diese aber steht senkrecht zur Sendespule. Ist überhaupt kein Metall oder anderes leitendes Material in der Nähe, so kann bei vollkommen flach gewickelten und richtig zueinander gestellten Spulen keine Senderenergie in die Empfängerspule kommen, der Empfänger gibt dann kein Signal ab.

Wird jedoch ein metallener Gegenstand, zum Beispiel ein Kabel, in die Nähe gebracht, so entsteht eine Störung in der Symmetrie des ausgesandten elektromagnetischen Feldes, wodurch ein Teil dieses Feldes nun doch durch die Empfangsspule geht. In dieser wird somit eine Spannung erregt, die im Empfänger ein Signal erzeugt. Dieses Signal kann auf verschiedene Arten angezeigt werden, etwa durch ein aufleuchtendes Lämpchen oder ein Geräusch, das in einem Kopfhörer oder Lautsprecher vernehmbar wird. Bei dem vorliegenden Gerät fiel die Wahl auf einen Kopfhörer, und zwar aus zwei Gründen: Erstens ist der Stromverbrauch viel geringer als der einer Kontroll-Lampe oder eines Lautsprechers, was bei Versorgung aus einer kleinen 9-V-Batterie sehr wichtig ist. Zweitens kann man sich besser konzentrieren, da man weniger von Umwelteinflüssen (Blendung, Geräusche) gestört wird.

Ein anderer Anzeiger, der sich ebenfalls gut eignen würde, ist ein kleines Mikroamperemeter, das sogar eine Vereinfachung im Schaltplan ermöglicht. Ein großer Nachteil ist freilich seine große Stoßempfindlichkeit, wie sie in der Praxis beim Transport sowie beim Aus- und Einpacken auftreten.

Der Sender

Der Sender besteht aus zwei Stufen gemäß *Bild 1*. Der Quarzoszillator ist mit dem Transistor T 1 bestückt, ihm folgt die Endstufe mit T 2. Anstelle des Typs BC 171 b sind auch andere brauchbar, etwa BC 107, BC 108, BC 109. Die Sendefrequenz ist 468 kHz, weil hierfür zufällig ein Kristall zur Verfügung stand, man kann jedoch ebensogut 450 oder 470 kHz verwenden.

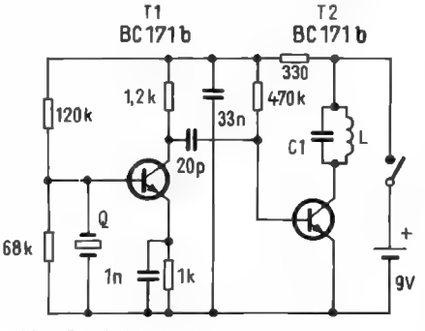


Bild 1. Die Schaltung des Senders

Es ist sehr anzuraten, eine in dieser Nähe liegende Frequenz zu wählen, da man hier nicht durch Funksender gestört wird; sie dienen allgemein als Zwischenfrequenz in Rundfunkempfängern.

Um zuverlässige Konstanz zu erzielen, ist man auf einen Schwingquarz angewiesen. Ein LC-Schwingkreis *läuft* mit großer Wahrscheinlichkeit in seiner Frequenz und muß nachjustiert werden. Das erschwert die Bedienung und das praktische Arbeiten mit dem Gerät sehr.

Etwas Experimentieren mit den Basis-Einstellwiderständen von T 1 kann erforderlich sein, um den richtigen Arbeitspunkt für einwandfreies Schwingen zu finden. Beim Verfasser entsprachen die angegebenen Werte von 120 kΩ und 68 kΩ den Anforderungen am besten.

Eine gesonderte Endstufe T 2 zu verwenden, ist wahrscheinlich nicht unbedingt nötig, sie bietet aber mehr Möglichkeiten beim Erproben verschiedener Quarze und Senderleistungen. Zur Stromversorgung dient eine kleine 9-V-Transistorbatterie, der Schalter ist ein einfacher Schiebeschalter.

Wesentlich für gutes Arbeiten des Gerätes ist die Unterbringung des Senders: Keinesfalls verwende man ein Metallgehäuse! Der Verfasser benützt hierfür ein Holzkästchen mit einem Deckel aus durchsichtigem Kunststoff. Die Konstruktion der Spule wird nach Erläuterung der Empfängerschaltung behandelt.

Der Empfänger

Der Empfänger besteht aus drei Baugruppen, dem Hf-Teil, der Tonerzeugungs- und der Schaltstufe *(Bild 2)*. Auch hier wurden wieder Transistoren Typ BC 171 b verwendet.

Die Tonerzeugerstufe besteht aus einem Multivibrator mit den Transistoren T 8 und T 9, sie erzeugt eine Tonfrequenz von etwa 400 Hz. Dieser Ton wird über ein RC-Netzwerk zur Schaltstufe mit den Transistoren T 5, T 6 und T 7 geleitet. Transistor T 7 dient als Schalter für das Tonsignal, er wird vom Transistor T 6 gesteuert. Kommt kein Signal an, so leitet T 5, jedoch nicht bis zur Sättigung, sondern gerade so weit, daß T 6 noch nicht nennenswert leitet. Hierdurch hat T 6 eine hohe Kollektorspannung, nämlich fast 8 V, und Tran-

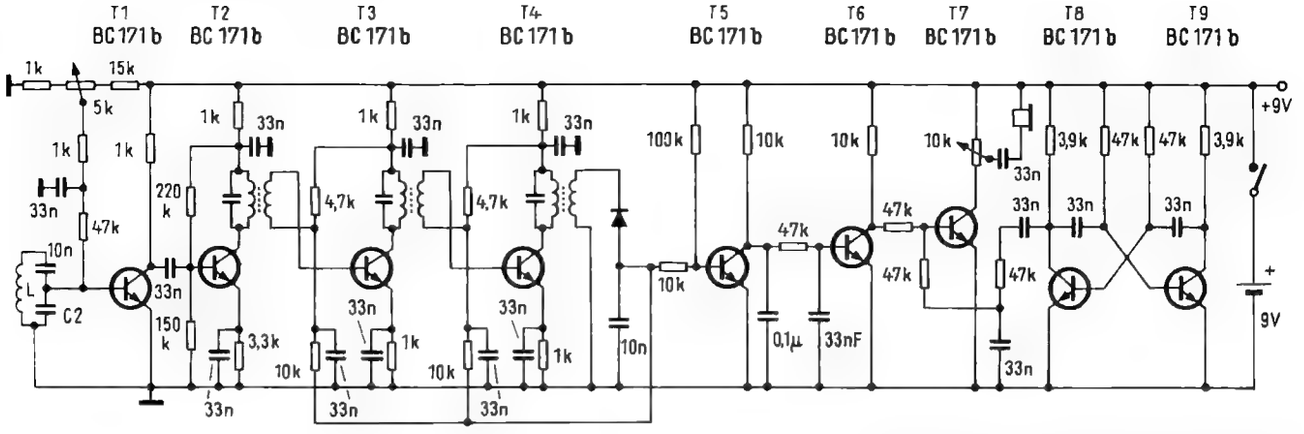


Bild 2. Schaltung des Empfängers

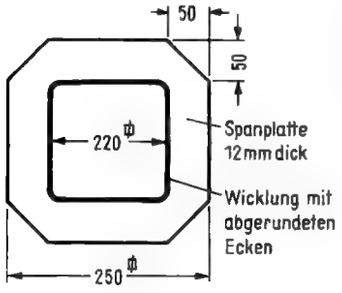


Bild 3. Maße der Spulen

Bild 4. ▶ Einfaches Meßgerät zum Abgleichen des Metallsuchgerätes

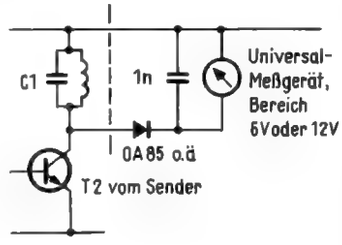
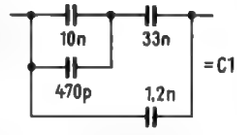


Bild 5. ▶ So wurde im Mustergerät eine Abstimmkapazität aus vier Einzelkondensatoren zusammengesetzt



sistor T 7 ist gesättigt. Das Tonsignal ist jetzt unhörbar.

Kommt ein Hf-Signal beim Empfänger an, so leitet T 5 weniger, wodurch T 6 gesättigt wird. Durch die große Amplitude des Multivibratorsignals wird sich nun zugleich T 7 öffnen und ein im Kopfhörer vernehmbares Tonsignal zum Ausgang schicken.

Mit dem 10-kΩ-Potentiometer kann man die gewünschte Lautstärke einstellen. Der Übergang zwischen *Ton* und *Stille* ist sehr scharf ausgeprägt, was das Orten des gesuchten Kabels stark vereinfacht.

Der Hf-Teil ist am schwierigsten nachzubauen, weil er leicht ins Schwingen gerät, wenn man nicht genügend fachkundig vorgeht. Ein zweiter Grund ist, daß die verwendeten Zf-Bandfilter (Nennfrequenz 460 kHz) nicht überall leicht zu haben sind. Zweckmäßig wendet man sich an eines der großen Versandhäuser für Praktikerbedarf. Beabsichtigt man, ein solches Gerät zu bauen, so empfiehlt es sich, den Hf-Teil erst behelfsmäßig aufzubauen und durch Versuche die günstigste Anwendung der Bauteile zu ermitteln.

Für die Kopplung zwischen den Stufen ist man natürlich nicht verpflichtet, Bandfilter anzuwenden, auch direkte oder RC-Kopplung ist möglich. Filter haben jedoch den großen Vorteil, daß sie Störsignale infolge ihrer Trennschärfe unterdrücken. Es kann erforderlich werden, daß in Fällen von hartnäckigem Schwingen parallel zur Primärwicklung eines Filters ein Bedämpfungswiderstand angebracht werden muß. Die Verstärkung des Hf-Teils ist nämlich sehr hoch.

Um die Verstärkung und damit die Suchempfindlichkeit einstellen zu können, was nötig ist, um in verschiedenen Tiefen gleichermaßen scharf zu orten, enthält die erste Stufe (T 1) ein 5-kΩ-Potentiometer. Mit diesem wird der Basisstrom von Transistor T 1 eingestellt und damit die Verstärkung festgelegt.

Wegen der verwendeten Frequenz von 468 kHz sowie der großen Verstärkung empfiehlt es sich nicht, ein Potentiometer genau so zu schalten, wie dies in der Nf-Technik üblich ist. Tut man es doch, so hat das unweigerlich Rückkopplung zur Folge.

Die Stufen mit den Transistoren T 3 und T 4 arbeiten mit automatischer Verstärkungsregelung, weil ihre 10-kΩ-Basiswiderstände an der Diode statt an Masse liegen. Als Ergebnis dieser Schaltweise erhält man eine schärfere Anzeige mit einer sehr kleinen nicht merkbaren Hysterese. Ohne diese automatische Regelung geschieht es nämlich, daß das Tonsignal auf unterschiedlichen Pegeln ein- bzw. ausschaltet.

Auch für den Empfänger gilt, daß sein Gehäuse nicht aus Metall bestehen darf. Man kann ihn in ein Plastik- oder Holzkästchen einbauen. Der Verfasser nahm auch hierfür ein Holzkästchen mit Plexiglasdeckel. Schalter, Potentiometer und die Steckvorrichtung für den Kopfhörer sind auf dem Deckel montiert. Befestigt man den Schalter sauber auf einem Klötzchen oder einem Stück Veroboard, so ergibt sich ein effektvolles Ganzes, hübsch anzusehen. Die Stromversorgung liefert auch hier wieder eine 9-V-Batterie.

Die Spulen

Sende- und Empfangsspule müssen sehr sorgfältig angefertigt werden, da hiervon die Leistungsfähigkeit des ganzen Gerätes sehr stark abhängt. Beide Spulen sind vollkommen identisch. Auch dies ist wichtig. Als Träger für die Wicklung dient ein Stück Spanplatte, deren Abmessungen in *Bild 3* angegeben sind. Die Dicke beträgt ungefähr 12 mm. Für die Wicklung kann man 1 mm starken Lackdraht oder sogar gewöhnlichen steifen Installationsdraht verwenden und bringt fünf Windungen auf. Vor dem Wickeln soll man den Draht etwas ausrecken, das erleichtert die Arbeit. Von großer Wichtigkeit ist, daß die Windungen flach auf der Platte liegen, also Windung neben Windung, in Art einer „viereckigen" Spirale. Das Befestigen der Windungen kann man auf verschiedene Arten erreichen. Eine Methode, die zum Ziel führt, ist Festleimen etwa mit wasserfestem Kleber (Bison-Kitt, Uhu-Plus oder dergleichen). Nach dem Trocknen des Klebers ist der Farbpinsel an der Reihe: Die Spanplatte erhält je zwei Lagen Grund- und Deckfarbe, um Eindringen von Feuchtigkeit zu verhüten und ihr ein gutes Äußeres zu geben.

Die Abstimmkondensatoren

Die Kapazitäten der Abstimmkondensatoren C 1 und C 2 in den Schaltplänen für Sender und Empfänger müssen experimentell gefunden werden. Am einfachsten geht dies mit Hilfe eines einfachen Meßgerätes nach *Bild 4* vor sich. Die Größenordnung der Kapazität wird für C 1 etwa 9 nF und für C 2 etwa 33 nF

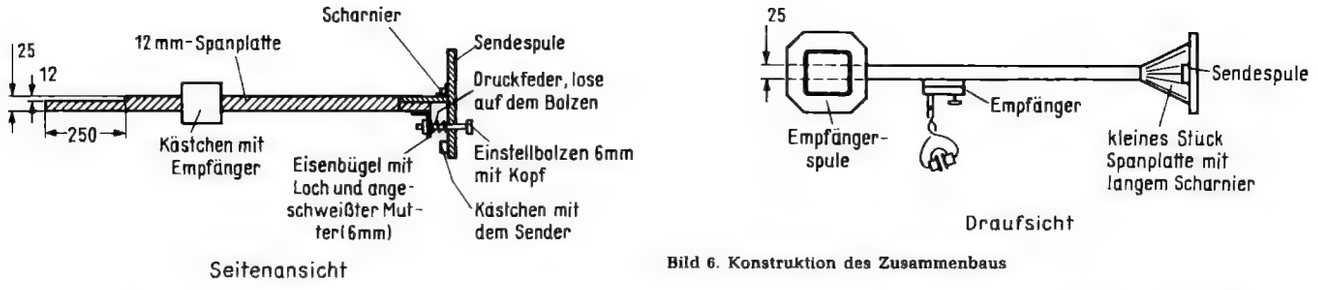


Bild 6. Konstruktion des Zusammenbaus

sein. In *Bild 5* ist zur Verdeutlichung gezeichnet, welche Zusammenstellung in dem beschriebenen Gerät für den Sender erforderlich war. Zuerst wird der Sender auf Maximalausschlag des Meßgerätes eingeregelt, danach die Empfangsspule. Zum Abstimmen der Empfangsspule ist es am besten, diese einfach auf die Sendespule zu legen, so daß das Meßgerät deutlich ausschlägt.

Die mechanische Konstruktion

Zum Erreichen guter Ergebnisse ist es ratsam, von den angegebenen Maßen nur wenig abzuweichen. Die Form des Trägers ist in *Bild 6* gezeigt. Er besteht aus Holz, keinesfalls aus Metall! Die Empfangsspule muß waagerecht montiert werden. Der Empfänger ist direkt daneben auf der Seitenfläche des Trägers angebracht, was eine einfachere Bedienung ermöglicht.

Um die Spulen präzis so einstellen zu können, daß das Sendefeld beim Fehlen eines Metallgegenstandes nicht aufgefangen wird, wurde die Sendespule an einem Scharnier bewegbar angebracht.

Wenn das Gerät eingepackt wird, ist es praktischer, die Sendespule umzuklappen. Dazu muß man den Justierbolzen aus der angeschweißten Mutter lösen und die Spule um ihr Scharnier herumklappen. Es ist sehr wichtig, daß die Justiereinrichtung und das Scharnier kein Spiel haben.

Das Kästchen mit dem Sender ist auf der Sendespule befestigt. Brächte man den Sender genau so wie den Empfänger an, also auf dem Träger, so wären dünne Drähte zwischen Sender und Sendespule nötig, während so eine robuste Einheit entsteht.

Bild 7. Das Suchgerät im praktischen Betrieb

Das Suchen von Gegenständen

Bild 7 zeigt, wie man mit dem Gerät zu suchen hat. Um die Sendespule einzustellen, geht man folgendermaßen vor: Die Empfindlichkeit wird nicht zu hoch eingestellt, und die Position der Spule justiert man so, daß kein Ton auftritt. Jetzt wird die Empfindlichkeit etwas gesteigert und eventuell die Spule etwas nachgestellt. Während des Einstellens soll man nicht immer auf demselben Platz stehenbleiben: Man könnte ja in der Nähe von metallenen Gegenständen stehen, und dann stimmt die Nulleinstellung nicht. Um einen Gegenstand präzis zu orten, muß man sich ihm aus verschiedenen Richtungen nähern, wobei dann die Empfindlichkeit allmählich zurückgedreht wird, bis man gerade noch eine Anzeige erhält.

Helmut Schubert

Z-Diodenprüfgerät

Dieses Z-Dioden- und Diodenprüfgerät mißt Zenerspannungen bis 20 V in fünf Stufen bei 5 mA konstantem Meßstrom. Durch drei 9-V-Batterien ist das Gerät netzunabhängig, der Aufbau ist einfach und unkritisch, und Teilschaltungen wie automatische Batterieabschaltung, Konstantstromschaltung und Instrumentenüberlastungsschutz lassen sich auch bei anderen Meßschaltungen verwenden.

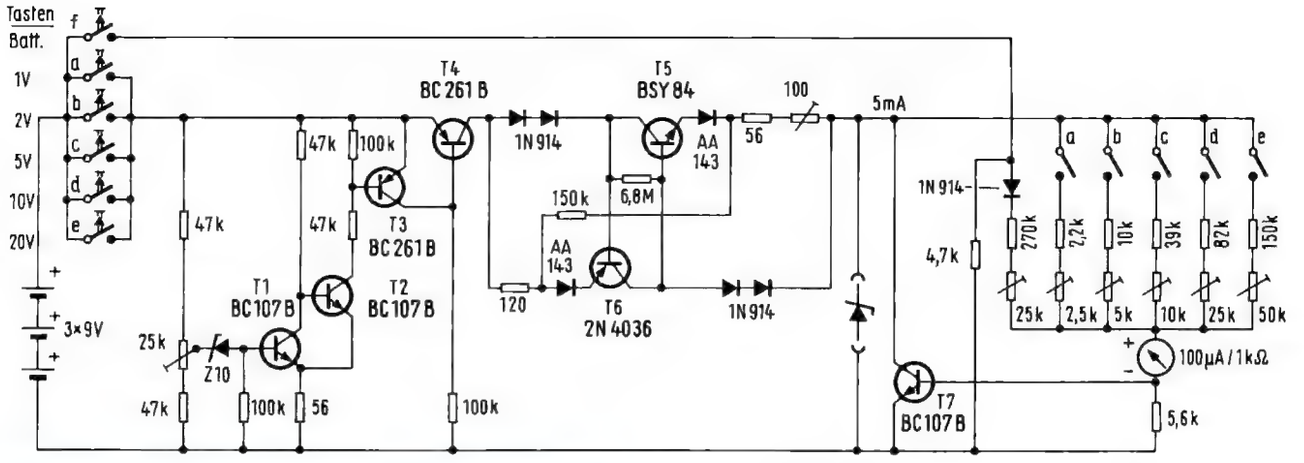
Die Gesamtschaltung des Z-Diodenmeßgeräts zeigt *Bild 1*. Durch Drücken einer der Tasten a bis e mit je zwei Arbeitskontakten wird gleichzeitig sowohl der Meßbereich gewählt als auch die Plusleitung geschlossen. Beim Loslassen wird das Gerät sofort wieder abgeschaltet, so daß der Stromverbrauch der Batterien auf die kurze Ablesezeit des Instruments beschränkt ist und das Gerät auch nicht versehentlich eingeschaltet bleiben kann.

Die Teilschaltung mit den Transistoren T 1 bis T 4 ist eine automatische Abschaltung der Stromversorgung bei Unterspannung, z. B. verbrauchten Batterien. Überschreitet die Spannung am Abgriff des 25-kΩ-Trimmers im Spannungsteiler die Schaltschwelle von etwa 11 V, so wird T 1 leitend, T 2 und T 3 sperren und T 4 leitet. Somit kann Strom in die nachfolgende Schaltung fließen. Sinkt die Spannung am Teilerabgriff durch zu niedrige Batteriespannung, so kippt die Schaltung bei einem einstellbaren Schaltpunkt um, T 4 sperrt, und alle Folgeschaltungen sind stromlos.

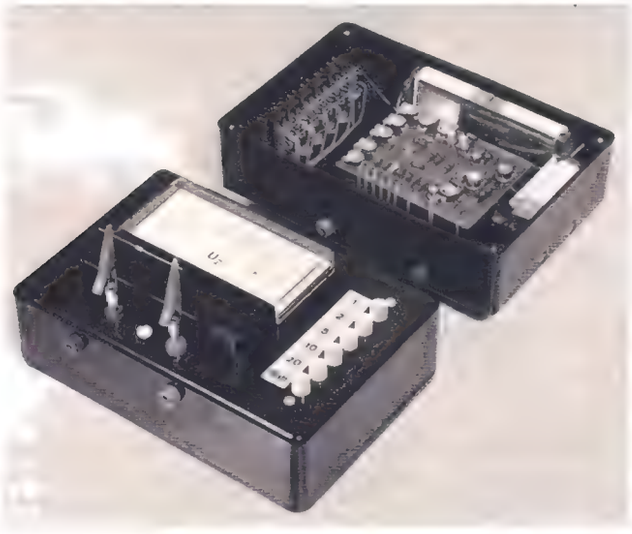
Bei diesem Gerät stellt man den Abschaltpunkt zweckmäßig auf eine Gesamtbatteriespannung von 22,5 V ein, das entspricht einer Durchschnittsspannung von 7,5 V je Batterie. Zum Einstellen des Trimmers speist man das Gerät provisorisch aus einem auf 22,5 V eingestellten Netzgerät (notfalls zwei frische 9-V-Batterien + einer 4,5-V-Flachbatterie) und verstellt den Trimmer bis zum Schaltpunkt, der mit einem Voltmeter an Kollektor von T 4 und Minus kontrolliert werden kann. Für die Transistoren T 1 bis T 4 können auch andere als die angegebenen Typen verwendet werden, nur sollten sie eine Sperrspannung von mindestens 30 V haben.

Auf den Transistor T 4 folgt eine Konstantstromschaltung mit T 5 und T 6 *(elektronische Drossel)*. Je zwei hintereinandergeschaltete Siliziumdioden halten die Basisanschlüsse der Transistoren auf konstantem Potential. Mit den beiden Germanium-Golddrahtdioden (AA 143 o. ä.) erzielt man eine Temperaturkompensation. Der 150-kΩ-Widerstand kompensiert die Eingangsspannungsabhängigkeit des Konstantstroms. Ein 6,8-MΩ-Widerstand (oder ähnliche Größenordnung) sollte in solchen Konstantstromquellen stets vorhanden sein, da diese Schaltungen bei den geringen Restströmen der Siliziumtransistoren nicht von selbst zünden.

Für die Transistoren T 5 und T 6 dürfen auch andere Typen verwendet werden. Die hier angegebenen Typen wurden nur deshalb benutzt, weil das



▲ Bild 1. Die Schaltung des Prüfgerätes



◀ Bild 2. Das Mustergerät des Verfassers. Die Schaltung ist auf einer Printplatte aufgebaut. Das Gehäuse wurde fertig bezogen

TO-5-Gehäuse die Verlustleistung von max. etwa 70 mW besser abführt. Transistoren im TO-18- oder Kunststoffgehäuse können diese geringe Leistung zwar auch ohne weiteres verkraften, aber bei längerem Betrieb ändert sich der Konstantstrom wegen der Erwärmung der Transistoren etwas. Da sich Zenerspannungen aber andererseits bei kleinen Stromänderungen nur sehr wenig ändern, darf man ohne große Genauigkeitseinbuße auch billigere kleine Transistoren verwenden.

An dem 100-Ω-Trimmer stellt man den Strom von 5 mA ein, welcher durch direkten Anschluß eines Milliamperemeters an die Z-Dioden-Prüfbuchsen kontrolliert werden kann. Ein Prüfstrom von 5 mA wurde gewählt, weil in den Datenblättern die Zenerspannungen der meisten kleinen Z-Dioden bei 5 mA angegeben wird.

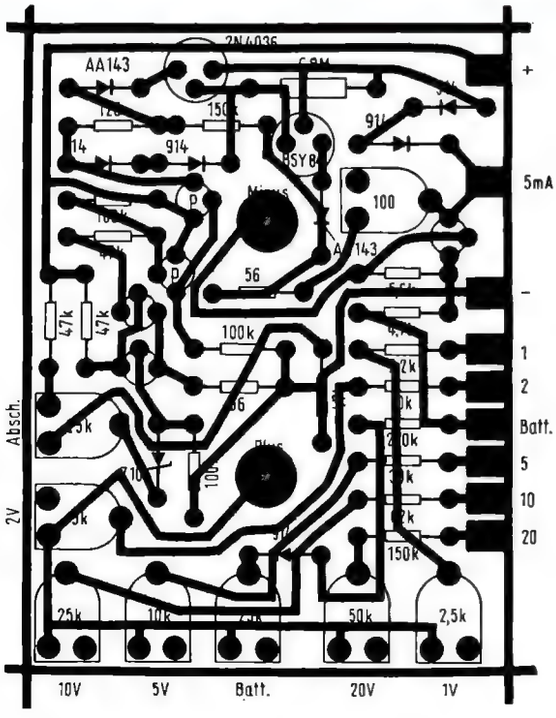
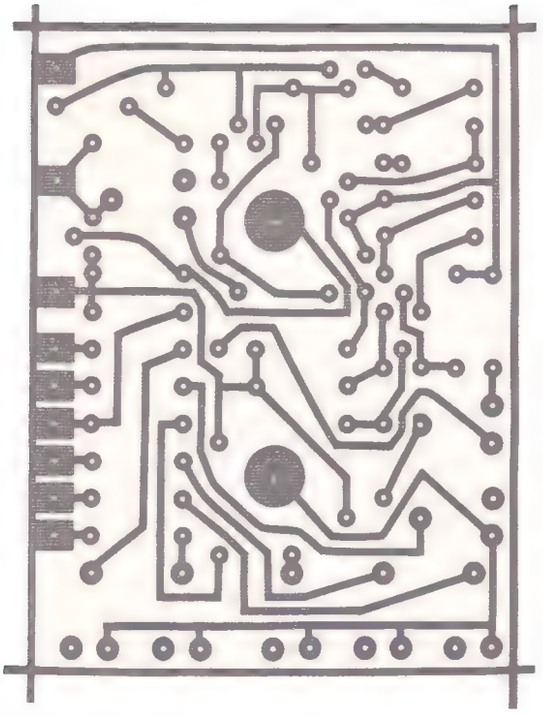


Bild 3. Printplatte, von der Bestükkungsseite (a) und von der Kupferseite (b) aus gesehen



Die Zenerspannung wird mit einem 100-µA-Instrument (1 kΩ Innenwiderstand) über Vorwiderstände mit Trimmern entsprechend den Meßbereichen 1 V, 2 V, 5 V, 10 V und 20 V gemessen. Die Eichung geschieht am einfachsten durch Anschluß verschiedener Widerstände mit parallelgeschaltetem Voltmeter an den Prüfbuchsen. Die an den Widerständen abfallende Spannung (möglichst Vollausschlag der oben angegebenen Meßbereiche) kann dann je nach gedrückter Taste mit den entsprechenden Trimmern am Einbauinstrument eingestellt werden.

Durch Drücken der noch nicht erwähnten Taste f („Batterie") kann man unabhängig von der ganzen Schaltung die Spannung der Batterien bei etwa 5 mA Belastung prüfen. Der Trimmer ist so einzustellen, daß bei Normalspannung von 27 V (3 mal 9 V) der Zeiger des Instruments auf 90 Skalenteile zeigt. Die Anzeige entspricht dann der Durchschnittsspannung einer Batterie. Wenn die Anzeige unter 8 V (= 80 Skt) sinkt, so sollten die Batterien ausgewechselt werden. Bei 7,5 V schaltet sich das Gerät automatisch aus.

Ein wichtiges und unbedingt erforderliches Bauelement ist der Transistor T 7. Er bildet auf einfache Weise einen sicheren Überlastungsschutz für das Instrument. Steht nämlich an den Prüfbuchsen eine hohe Zenerspannung oder ist nichts angeschlossen, und man drückt dann etwa die 1-V-Taste, so kann das Instrument mehr als 20fach überlastet werden. Die übliche Antiparallelschaltung zweier Siliziumdioden zum Instrument begrenzt die Spannung dort zwar auf etwa 600 mV, aber bei unserem Instrument entspricht das immer noch einer 6fachen Überlastung. Wir lassen daher den Meßstrom noch durch einen 5,6 kΩ Widerstand fließen der an Basis und Emitter des Transistors T 7 liegt. Überschreitet der Meßstrom 100 µA, so fällt an dem Widerstand so viel Spannung ab, daß der Transistor leitend wird und fast die ganze Spannung an den Prüfbuchsen kurzschließt. Der 5 mA Prüfstrom fließt nun also durch den Transistor ab, und das Instrument erhält nur noch etwa 140 µA, was einer Überlastung von 40 % entspricht, die praktisch jedes Instrument aushält.

Auf der Skala wurde mit Tusche der Batteriebereich markiert *(Bild 2)* und das µA-Zeichen mit einem Etikett mit Zeichen „U_Z" überklebt. Die Tastenkennzeichnung besteht beim Mustergerät aus fotobeschichtetem Aluminiumblech.

Da Einzeltaster mit zwei Arbeitskontakten platzraubend und teuer sind, wurde hier ein sechsfacher Schadow-Miniatur-Drucktastensatz für gegenseitige Auslösung verwendet. Man braucht nur das dünne Federblech (meist zwischen der 3. und 4. Taste) zu entfernen, und die Tasten rasten nicht mehr ein, sondern können wie Einzeldrucktaster betätigt werden. Da je Knopf vier Umschalter vorhanden sind, aber nur je zwei Arbeitskontakte benötigt werden, kann man zur Erhöhung der Kontaktsicherheit je zwei parallel schalten.

Die geätzte Platine *(Bild 3)* wurde direkt auf der Rückseite des Instruments mit den zwei Schrauben für die Plus- und Minus-Anschlüsse befestigt. Bei geändertem Einbau bringt man auf der Platinenoberseite in den Löchern für die Instrumentenbefestigung Lötösen an. Für die übrigen Platinenanschlüsse sind Lötstifte vorgesehen, die Batterien sitzen in Halterungen aus dünnem Messingblech an den Seiten des Kunststoffgehäuses. Auf der Oberseite und an der vorderen Schmalseite des Geräts befinden sich je eine rote und eine blaue Buchse für die Prüfkabel. Zwei an Bananensteckerstifte angelötete blanke Krokodilklemmen kann man direkt in die Buchsen einstecken. Sie sind recht praktisch beim schnellen Anklemmen von Z-Dioden und Dioden. Eine Transistorfassung (Kollektor- und Emitteranschlüsse an die Buchsen geführt) ist nützlich bei der Messung der Diodenstrecken von Transistoren, und Z-Dioden im Transistorgehäuse.

Im Mustergerät verwendete Spezialteile

Gehäuse: Jautz Nr. 7007a mit Bodenplatte (Völkner)
Tasten: Schadow-Miniaturtastenschalter Serie D, 6 Tasten mit gegenseitiger Auslösung (Völkner)
Instrument: Typ RE 100, 100 µA (Bürklin)
Platine oder Bausatz (ITT-Schaub-Lorenz, Abt. Serviceteile – Fachlehrgänge, Pforzheim).

Diebstahlsicherung für Kraftfahrzeuge

Welchen Umfang Autodiebstähle und Beraubung geparkter Kraftfahrzeuge angenommen haben, geht aus den zahlreichen Bauvorschlägen für Diebstahlsicherungen hervor, die uns erreichen. Manche davon sind verblüffend einfach, und sie erscheinen uns auch als recht zuverlässig. Leider wissen die meisten Praktiker nicht, daß es für die Arbeitsweise solcher Anlagen Vorschriften gibt. Auf Befragen nannte uns das Polizeipräsidium die Quelle, nämlich das „Amtsblatt des Bundesministers für Verkehr der Bundesrepublik Deutschland (VkBl)" vom Dezember 1971 (Verkehrs- und Wirtschaftsverlag, Dortmund). Auszugsweise sei auf folgende Punkte hingewiesen:

1. Zur Erzeugung des akustischen Alarmsignals darf nur die Hupe des Fahrzeuges benutzt werden.

2. Als optisches Signal ist nur ein Blinken des Fahrlichtes zugelassen.

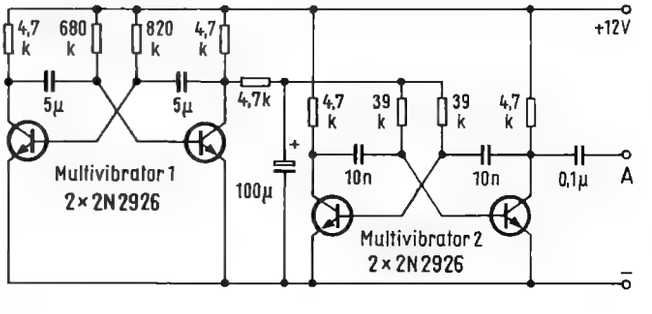
3. Die Signale müssen kurz sein und spätestens nach 30 Sekunden aussetzen.

Franz Gabriel

Elektronische Sirene

Mit der im Bild gezeigten Schaltung kann der Klang einer mechanischen Sirene täuschend ähnlich nachgeahmt werden. Der erste Multivibrator arbeitet mit einer Frequenz von etwa 0,5 Hz. Er steuert den zweiten Multivibrator in der Basis der beiden Transistoren. Durch den 100-µF-Kondensator wird das vom ersten Multivibrator kommende Signal integriert. Dadurch entsteht eine relativ langsam ansteigende und noch langsamer abfallende Spannung. Diese Spannung wird an den Basen des zweiten Multivibrators eingespeist. Bei niedriger Spannung entsteht hier eine niedrige, bei hoher Spannung eine hohe Frequenz. Da die Steuerspannung am Integrationskondensator langsam zwischen diesen beiden Extremwerten hin- und herpendelt, erhält man einen langsam auf- und abheulenden Ton, der von dem einer mechanischen Sirene fast nicht zu unterscheiden ist.

An den Ausgang des zweiten Multivibrators kann man ein Potentiometer zur



Schaltung des Sirenengenerators

Lautstärkeregelung und einen Verstärker anschließen. Mögliche Anwendungen sind Alarmanlagen oder Codemodulatoren für Sender. Mit einem 10-W-Verstärker kann man genügend Lärm in einem größeren Haus machen.

Siegfried Wirsum

Halleinrichtung mit integrierten Schaltungen

Das in *Bild 1* gezeigte Hallsystem enthält für Geber- und Nehmerverstärker jeweils integrierte Schaltungen. Mit Hilfe des Verstärkers PA 237 wird das zu verzögernde Signal so verstärkt, daß das in der Geberspule erzeugte Magnetfeld ausreicht, die unterteilten Hallfedern mit unterschiedlichen Federkonstanten zu erregen. *Bild 2* zeigt den Musteraufbau der Schaltung.

Dadurch wird in der hochohmigen Nehmerspule eine Tonfrequenzspannung erzeugt, die die integrierte Schaltung TAA 263 auf den erforderlichen Pegel verstärkt.

Die integrierte Schaltung PA 237 *(Bild 3)* von General Electric liefert eine Ausgangsleistung von etwa 1 W an 16 Ω bei 12 V, also völlig ausreichend als Geberverstärker. Der Baustein PA 237 kann an Speisespannungen von 9 bis 27 V betrieben werden, in Bild 1 sind es 12 V.

Eine der einfachsten integrierten Schaltungen ist der als Nehmerverstärker verwendete Baustein TAA 263 von Valvo. Bei ihm sind drei Transistoren und zwei Widerstände auf einem winzigen Kristallplättchen untergebracht *(Bild 4)*.

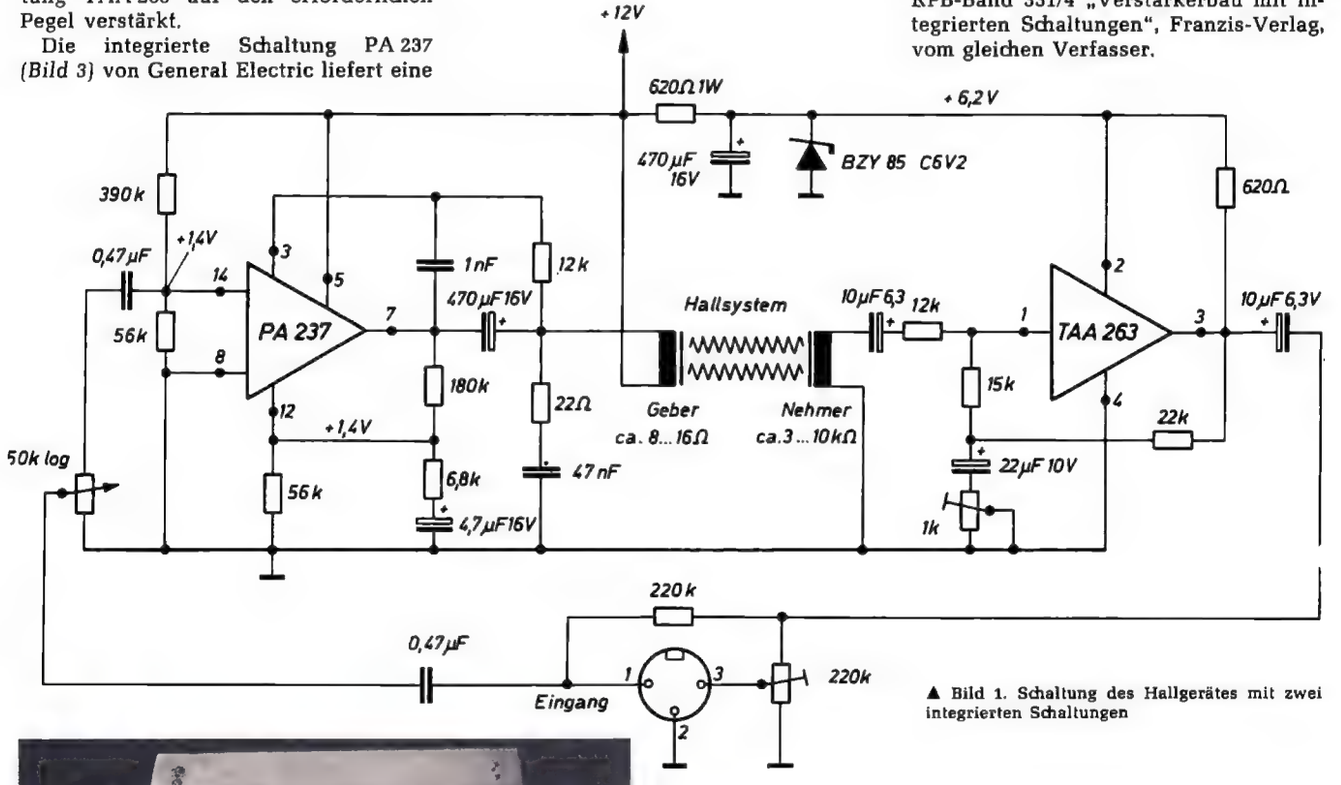
Sämtliche drei Transistoren sind galvanisch miteinander gekoppelt, so daß Koppelkondensatoren entfallen.

Wegen der hohen Verstärkung der IS TAA 263 (etwa 400fach ≈ 52 dB) ist eine Stabilisierung des Arbeitspunktes unbedingt erforderlich. Bild 1 zeigt die hierfür verwendete Z-Diode BZY 85 C 6 V 2.

Die Verzögerungszeit ist von dem Hallspiralensystem abhängig und beträgt bei den handelsüblichen, billigen Systemen etwa 15 ms bis etwa 2 s. Der zu verhallende Anteil ist einstellbar.

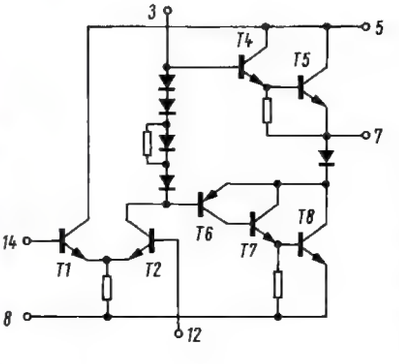
Das Ausgangsverhältnis von Originalsignal zum verhallten Signalanteil kann mit Hilfe eines einfachen Spannungsteilers gewählt werden. Die Stromaufnahme bei 12 V beträgt maximal 150 mA, der Ruhestrom ist etwa 12 mA.

Wir entnehmen diese Schaltung den RPB-Band 331/4 „Verstärkerbau mit integrierten Schaltungen", Franzis-Verlag, vom gleichen Verfasser.

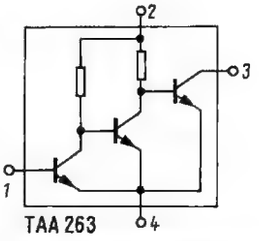


▲ Bild 1. Schaltung des Hallgerätes mit zwei integrierten Schaltungen

Bild 2. Musteraufbau des Hallgerätes



◀ Bild 3. Innenschaltung des Bausteines PA 237



▲ Bild 4. Innenschaltung des Bausteines TAA 263

PREISTRÄGER
IM FUNKSCHAU-PREIS 1971

Dia-Vertonungsgerät — einmal anders

Manfred Steuer

Viele Dia-Vertonungsgeräte haben den Nachteil, daß man entweder einen zusätzlichen Tonkopf benötigt, der außerdem justiert werden muß, oder es geht eine Tonspur verloren. Das letztere bedeutet eine schlechtere Ausnutzung des Bandmaterials und keine Möglichkeit mehr, in Stereo zu vertonen. Das in diesem Beitrag beschriebene Gerät vermeidet diesen Nachteil.

Der Verfasser stellte sich die Aufgabe, ein Dia-Vertonungsgerät zu entwickeln, das folgende Bedingungen erfüllt.

für alle Tonband- und Kassettengeräte verwendbar,

kein zusätzlicher Tonkopf,

es darf keine Spur für die Toninformation verloren gehen,

es muß billig und

einfach zu bauen sein.

Zur Vertonung von Dias werden also automatischer Projektor, Tonbandgerät, eventuell Mischpult und Dia-Vertoner benötigt.

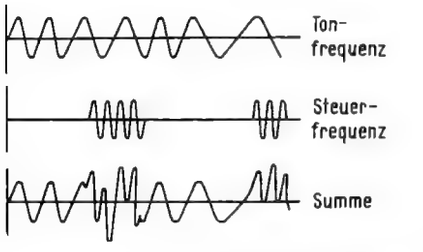


Bild 1. Tonfrequenz und Steuerfrequenz in der daraus resultierenden Summenfrequenz

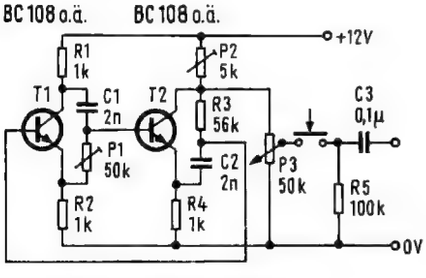


Bild 3. Schaltung des Sinusgenerators

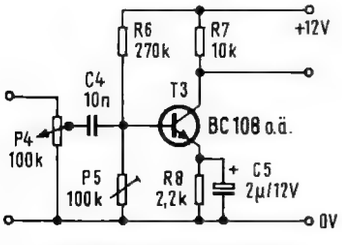


Bild 4. Schaltung des Vorverstärkers

Die Arbeitsweise des Gerätes

Das Prinzip ist einfach; der Toninformation wird der Schaltimpuls für den Diaprojektor überlagert, und zwar besteht der Schaltimpuls aus einem Ton, der je nach dem Frequenzumfang des Tonbandgerätes möglichst hoch sein sollte, damit er wenig oder gar nicht gehört werden kann *(Bild 1)*. Bei der Wiedergabe wird zusätzlich zum Leistungsverstärker ein Resonanzverstärker, der auf die Frequenz des Steuertones abgestimmt ist, an den Tonbandgeräteausgang gelegt. Tritt der Steuerton auf, schwingt der Resonanzverstärker. Diese Schwingungen richtet man gleich und steuert hiermit eine Transistorstufe an, die ein Relais anziehen läßt. Das Relais ersetzt den Schalter für den Diatransport.

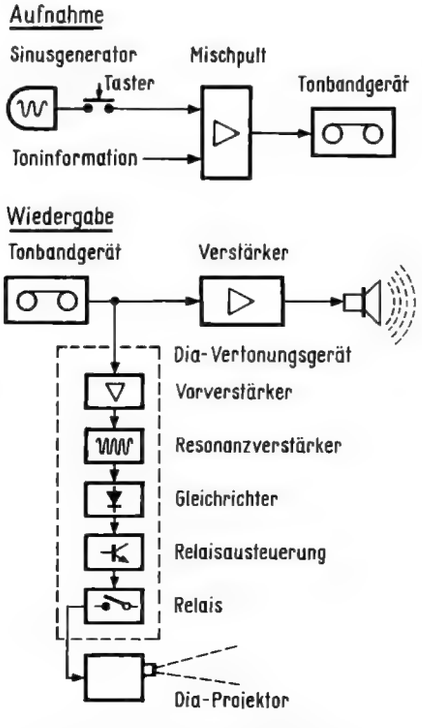


Bild 2. Prinzip des Dia-Vertonungsgerätes

Das Blockschaltbild *(Bild 2)* zeigt den Aufbau dieses Diavertonungsgerätes. Da bei Frequenzen um 15 kHz die Dämpfung von Tonband und -gerät trotz einer Bandgeschwindigkeit von 19 cm/s schon so stark ist, daß der Resonanzverstärker manchmal nicht anspricht, ist ein einstufiger Transistorverstärker vor den Resonanzverstärker geschaltet. Das Relais mit seiner Ansteuerung läßt sich durch einen Thyristor ersetzen; doch wurde auf ein möglichst breites Anwendungsgebiet Wert gelegt, so daß das Gerät für 220-V- und Niedervolt-Diaprojektoren verwendet werden kann.

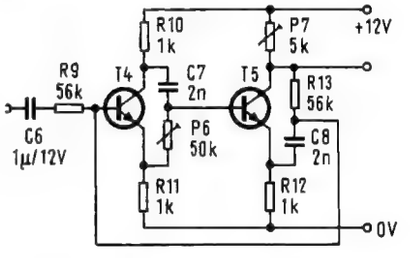


Bild 5. Schaltung des Resonanzverstärkers

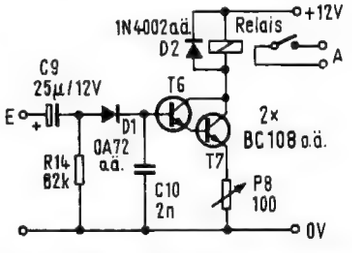


Bild 6. Schaltung der Relaisansteuerung

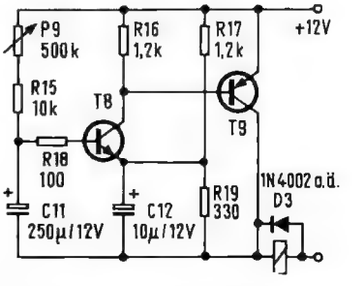


Bild 7. Schaltung des Taktgebers

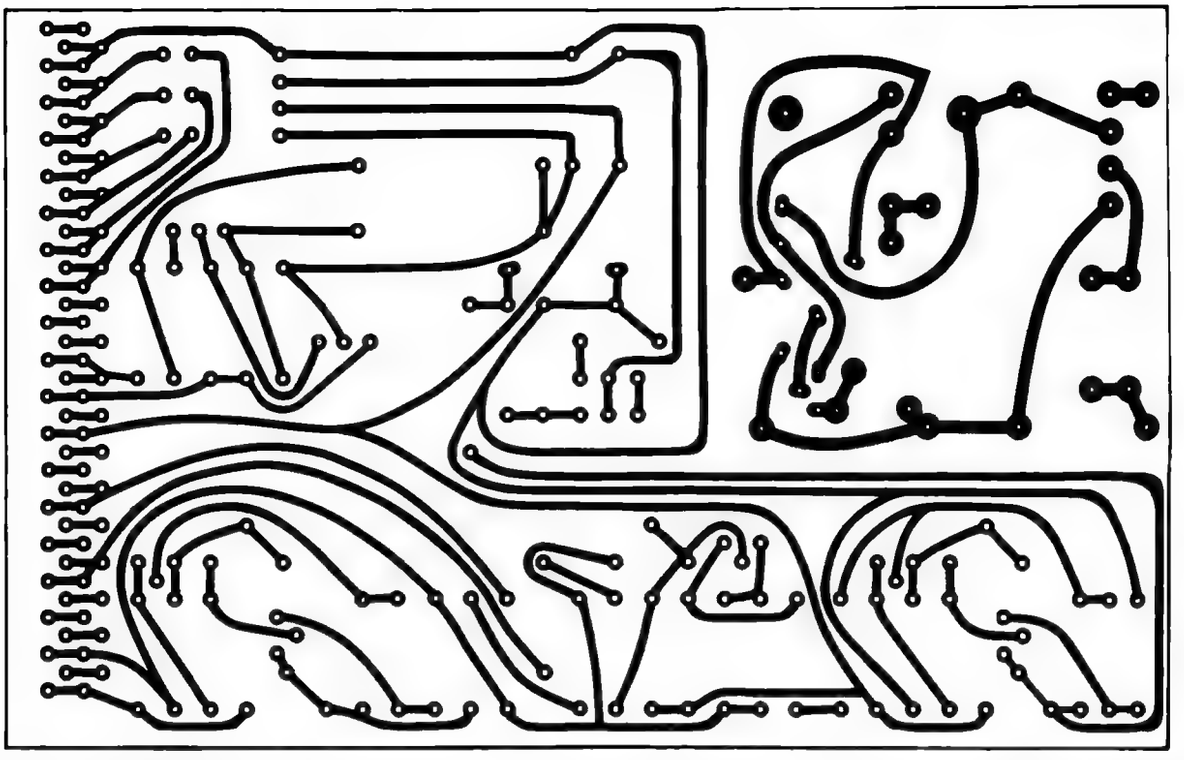


Bild 8. Platine der Gesamtschaltung. Sie kann, auch zusammen mit einem Bausatz, von der Firma Christian Enzmann, Geretsried Obb., bezogen werden

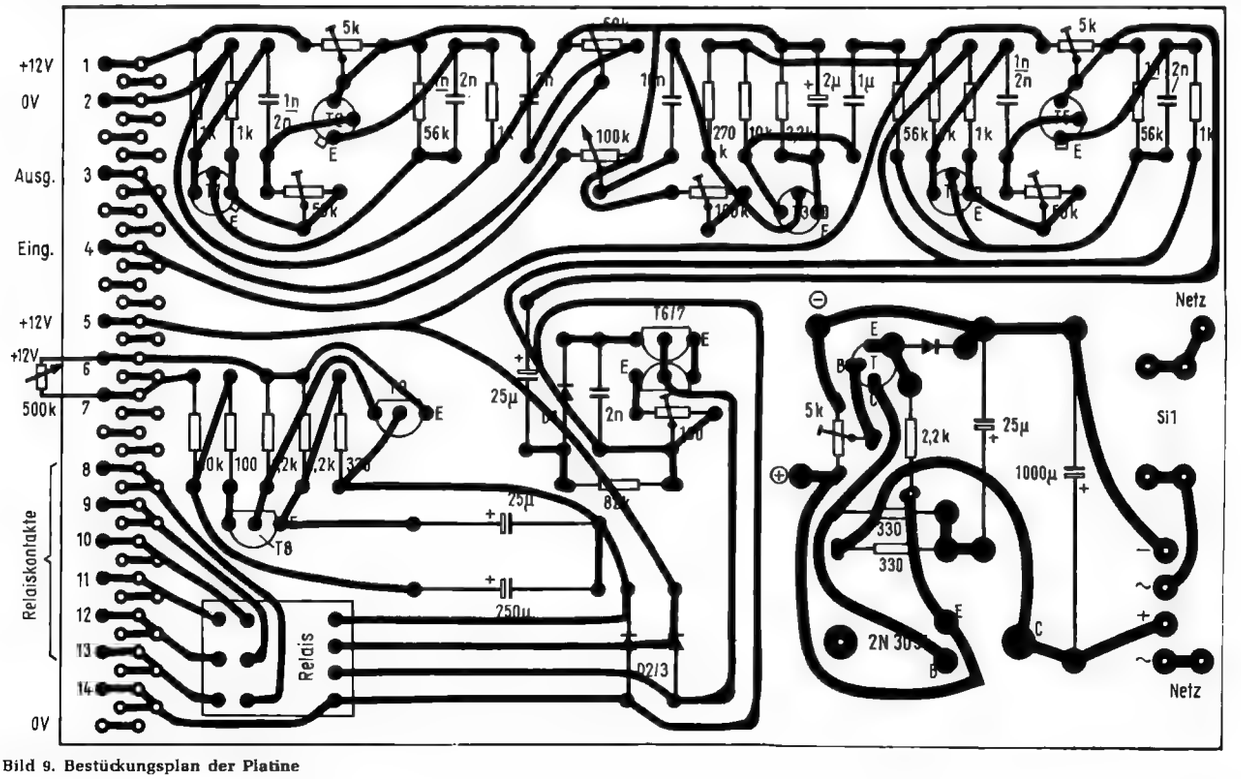
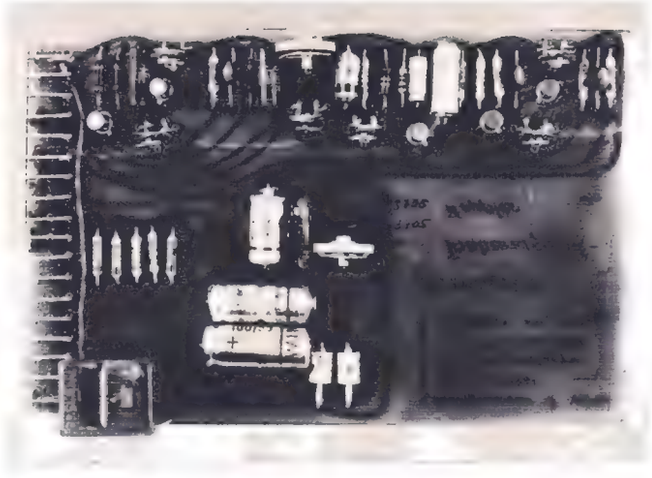


Bild 9. Bestückungsplan der Platine

Schaltung und Wirkungsweise

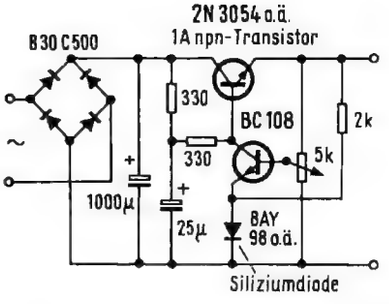
Oszillator

Zum Erzeugen der Sinusspannung von 15 kHz dient ein Oszillator nach der Phasendifferenzmethode [1] gebaut *(Bild 3)*. Die beiden Kondensatoren C 1 und C 2 = 2 nF legen den Frequenzbereich (3 kHz bis 16 kHz) fest. Mit dem Trimmpotentiometer P 1 stellt man die Frequenz ein, und mit P 2 wird auf optimale Amplitude d. h. maximale Amplitude bei minimalem Klirrfaktor abgeglichen. Da es aber hierbei nicht auf die genaue Frequenz und Reinheit der Sinusschwingung ankommt, kann man den Oszillator gut nach Gehör abstimmen. Die beiden npn-Transistoren sind ähnlich dem Typ BC 108. Der Koppelkondensator 0,1 µF und der 100-kΩ-Widerstand wurden hinter den Taster gelegt, um Oszillator und Mischpult gleichstrommäßig zu trennen



◀ Bild 10. Ansicht der Musterplatine. Das Netzteil wurde nachträglich noch auf die Platine übernommen, es fehlt hier also noch

Bild 11. ▶ Vorschlag für eine Spannungsstabilisierungsschaltung



Mit P 3 paßt man die Amplitude der Schwingung an das Tonbandgerät an. Bei gedrücktem Taster T sollte das Aussteuerungsinstrument des Tonbandgerätes auf 0 dB ausschlagen.

Vorverstärker

Als Transistor für den einstufigen Vorverstärker *(Bild 4)* eignet sich auch ein dem BC 108 ähnlicher Typ. Sein Arbeitspunkt wird mit dem Trimmpotentiometer P 5 eingestellt. Auch das läßt sich gut nach Gehör durchführen. Mit dem Trimmwiderstand P 4 paßt man die Ausgangsspannung des Tonbandgerätes dem Vorverstärker an. Dieses Bauelement kann gegebenenfalls entfallen.

Resonanzverstärker

Bild 5 zeigt den Resonanzverstärker, der ebenso wie der Oszillator aufgebaut ist. Wenn man keinen Oszillografen zur Verfügung hat, stimmt man ihn am besten zusammen mit der Relaisansteuerung ab. Der Trimmwiderstand P 7 wird auf ungefähr 4 kΩ eingestellt, damit der Resonanzverstärker schwingt. Man merkt dies am Anziehen des Relais. Dann wird der Wert von P 7 so lange verkleinert, bis das Relais abfällt, d. h. bis der Resonanzverstärker nicht mehr schwingt. Nun verbindet man den Ausgang des Oszillators mit dem Eingang des Resonanzverstärkers und stellt mit P 6 die Oszillatorfrequenz ein. Oszillatorfrequenz und Resonanzverstärkerfrequenz sind gleich, wenn das Relais wieder anzieht. Möglicherweise muß man mit dem Potentiometer P 7 etwas nachstimmen.

Relaisansteuerung

Schwingt der Resonanzverstärker, so lädt die obere Halbwelle den Kondensator C 10 *(Bild 6)* auf, und das Darlingtonpaar steuert durch. Das Relais ist mit der Freilaufdiode D 2 zu überbrücken. Der Leckstrom des Elektrolytkondensators C 9 kann an C 10 die Spannung anheben, so daß der Darlington angesteuert wird. Die Basis-Emitterspannung des Transistors T 6 läßt sich jedoch mit P 8 unter dem Schwellwert halten.

Taktgeber

Da das verwendete Relais zwei Erregerwicklungen hat, wurde das Gerät um einen Taktgeber erweitert. *Bild 7* zeigt seine Schaltung [2]. Einstellbar sind Zeiten zwischen 1 s und 120 s.

Aufbau und Erfahrungen

Bild 8 zeigt die Platine und *Bild 9* den Bestückungsplan. In *Bild 10* ist ein Muster zu sehen. Für das noch erforderliche Mischpult, gibt es genügend Bauvorschläge (z. B. Rim Mix 1000; Siemens-Halbleiter-Schaltbeispiele 1968, S. 13; FUNKSCHAU 1970, Heft 4, S. 135).

Die Betriebsspannung des Gerätes sollte zwischen 9 V und 12 V liegen; es ist empfehlenswert, hierfür ein Netzteil zu bauen, da das Relais einen relativ hohen Strom zieht. Die in *Bild 11* gezeigte Spannungsstabilisierung ist auf der Platine (Bild 8 und 9) im Gegensatz zu Bild 10 bereits übernommen worden.

Der Abgleich wird durch einen Oszillografen sehr erleichtert, doch läßt sich dieser ohne Meßinstrument auch mit ein wenig Geduld durchführen.

Der Diavertoner wurde zweimal gebaut, einmal mit 15 kHz als Steuerfrequenz für ein Hi-Fi-Tonbandgerät und einmal mit 4 kHz für ein Kassettentonbandgerät. Beide Geräte arbeiten gut. Der kurze Tonimpuls stört wenig, die Laufgeräusche des Projektors übertönen ihn und lenken von ihm ab.

Literatur

[1] *Schubert, Thomas:* Die Phasen-Differenzmethode. FUNKSCHAU 1970, Heft 22, Seite 783.

[2] *Limann, Otto:* Elektronisch gesteuerte Scheibenwischer. ELEKTRONIK 1970, Heft 6, Seite 191.

Christian Rockrohr

Elektronischer Würfel mit integrierten Schaltungen

Durch die in der letzten Zeit stark gefallenen Preise für integrierte TTL-Schaltungen ist es auch für den Praktiker interessant geworden, mit diesen zu arbeiten. Für den Anfang, und um Einblick in die Schaltungstechniken zu gewinnen, eignen sich einfache Schaltungen, wie z. B. ein elektronischer Würfel *(Bild 1)*. Er besteht aus nur vier integrierten Schaltungen.

Schaltungsprinzip

Das „Herz" des Würfels ist ein Taktgeber *(Bild 2)*, mit dessen Frequenz die einzelnen Möglichkeiten von eins bis

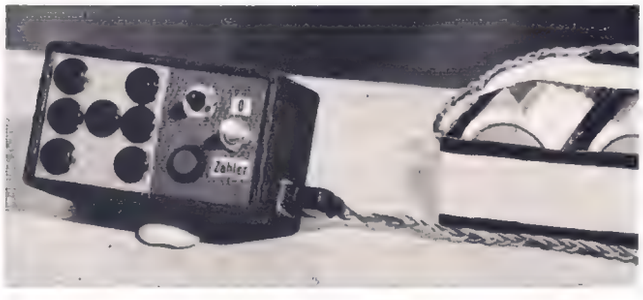
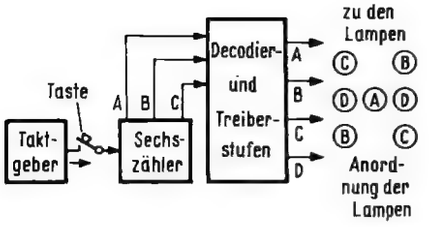
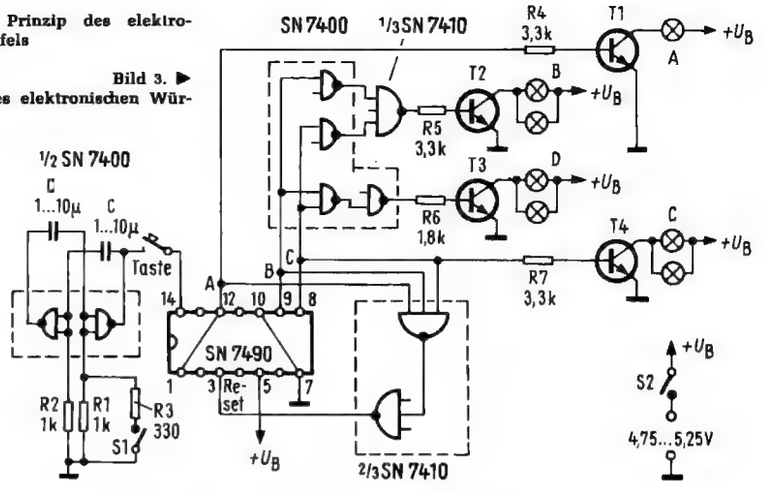


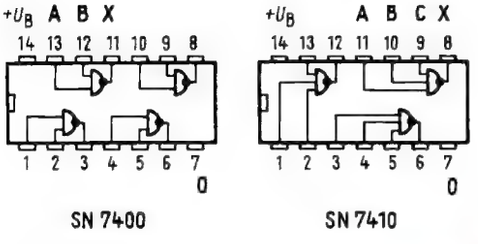
Bild 1. Elektronischer Würfel, Ansicht des Mustergerätes



◀ **Bild 2. Prinzip des elektronischen Würfels**

Bild 3. ▶ Schaltung des elektronischen Würfels





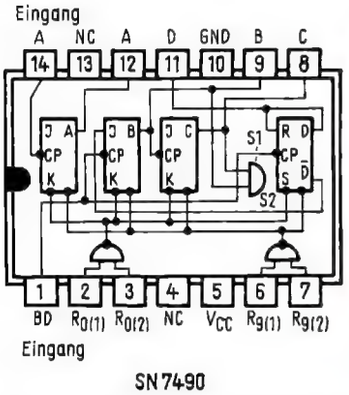


Bild 4. Innenschaltung der verwendeten integrierten Schaltungen, von oben gesehen. SN 7400 = Vierfach-NAND-Gatter mit je zwei Eingängen, SN 7410 = Dreifach-NAND-Gatter mit je drei Eingängen, SN 7490 = Dezimalzähler

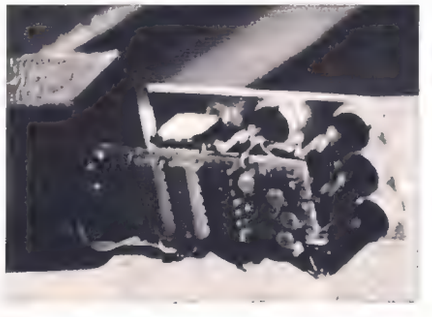
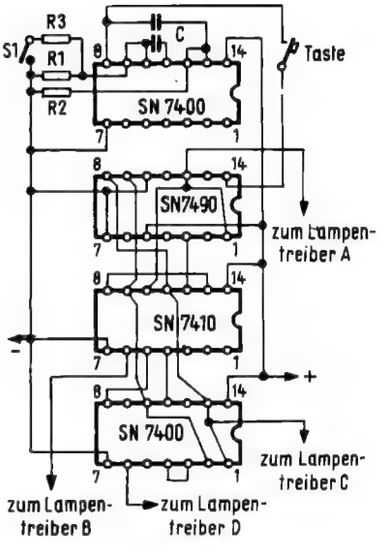


Bild 6. Musteraufbau des elektronischen Würfels

Bild 5. ▶ Verdrahtungsplan, von unten gesehen



sechs durchgezählt werden. Durch Tastendruck werden die Ausgangsimpulse des Taktgebers auf den Eingang eines Sechserzählers gegeben. Dieser besteht aus drei Flipflops, von deren Ausgängen A, B und C die Signale entsprechend decodiert und durch Treiberstufen verstärkt an die Anzeigelämpchen gelangen. Wird die Taste T gedrückt, so gibt der Taktgeber Impulse auf den Zähler, der nun fortlaufend von eins bis sechs durchzählt. Beim Loslassen der Taste bleibt der Zähler in irgendeiner Position stehen. Wird die Taste zufällig in dem Augenblick losgelassen, in dem der Zähler auf Null zurückgesetzt wird, leuchtet keines der Lämpchen auf. Für den versierten Praktiker besteht die Möglichkeit, durch ein weiteres UND- sowie ODER-Gatter dafür zu sorgen, daß beim Loslassen der Taste im Augenblick des Zurücksetzens der Taktgeber noch einen Takt an den Zähler angeschlossen bleibt, so daß ein Lämpchen aufleuchtet. In der Praxis ist der Nulleffekt jedoch ganz amüsant, denn oft fällt ein Würfel herunter, oder man würfelt „Kante".

Der Taktgeber

Als Taktgeber wird ½ SN 7400 verwendet, das insgesamt vier NAND-Gatter mit je zwei Eingängen enthält. Verbindet man die zwei Eingänge eines NAND-Gatters, so wird daraus ein Inverter. Durch Kopplung der Ausgänge mit den Eingängen zweier NAND-Gatter nach *Bild 3* durch Kondensatoren nach Wahl (je nach gewünschter Frequenz) erhält man einen Multivibrator, der zwar nicht besonders stabil ist, was aber in diesem Fall nicht von Bedeutung ist. Wählt man für C 10 µF, so läßt sich das Durchzählen optisch verfolgen. Bei 1 µF hingegen zählt der Zähler mit einigen Kilohertz, was aber das Auge nicht mehr wahrnehmen kann. Interessanter und reizvoller ist die langsamere Version. Durch einen Umschalter läßt sich z. B. R 1 mit R 3 überbrücken, wodurch sich ebenfalls die Zählgeschwindigkeit ändert.

Zähler

Der Zähler besteht aus einer integrierten Schaltung vom Typ SN 7490. Es handelt sich hierbei um einen Zehnerzähler, der durch ein NAND-Gatter (mit drei Eingängen) sowie einem folgenden Gatter (zur Invertierung) nach dem Stand 6 auf 0 zurückgesetzt wird. Hierfür werden ⅔ SN 7410 benötigt. In diesem IS *(Bild 4)* befinden sich drei NAND-Gatter mit je drei Eingängen. Zwei dieser Gatter werden für das Rücksetzen benötigt, das Dritte zur Decodierung.

Decodierung und Treiberstufen

Die Ausgänge A, B und C vom Zähler müssen entsprechend decodiert werden, um zur Anzeige zu gelangen. Das Schema der Lampenanordnung zeigt Bild 2. Lampe A soll bei jedem zweiten Impuls leuchten (1, 3, 5). Also wird sie über einen Treiber an Punkt A des Sechserzählers, dem Ausgang des ersten Flipflops, angeschlossen. Die Lampen B werden von einem ODER-Gatter, dessen Eingänge an den Ausgängen B und C des Zählers liegen, gesteuert. Dieses ODER-Gatter besteht aus zwei als Inverter geschalteten NAND-Gattern (einem halben SN 7400) und dem übriggebliebenen dritten NAND-Gatter aus der IS vom Typ SN 7410. Die Lampen C liegen über einen Treiber direkt am Ausgang C (drittes Flipflop) des Zählers. Die Lampen D liegen über ein UND-Gatter, bestehend aus zwei NAND-Gattern an

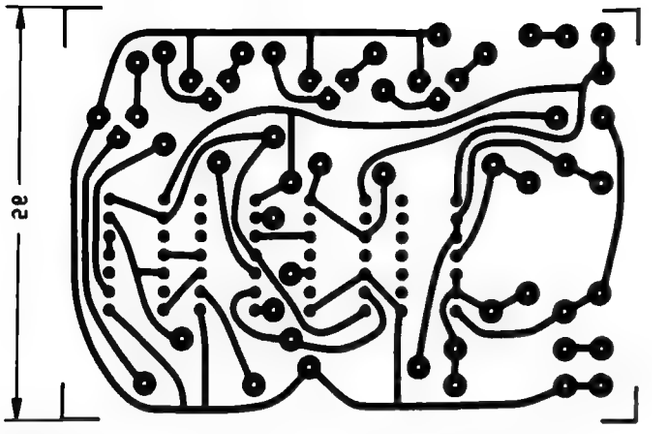


Bild 7. Platine für den Würfel. Sie ist, auch zusammen mit einem Bausatz bei ITT-Schaub-Lorenz, Abt. Fachlehrgänge – Hobbykits, Pforzheim, erhältlich

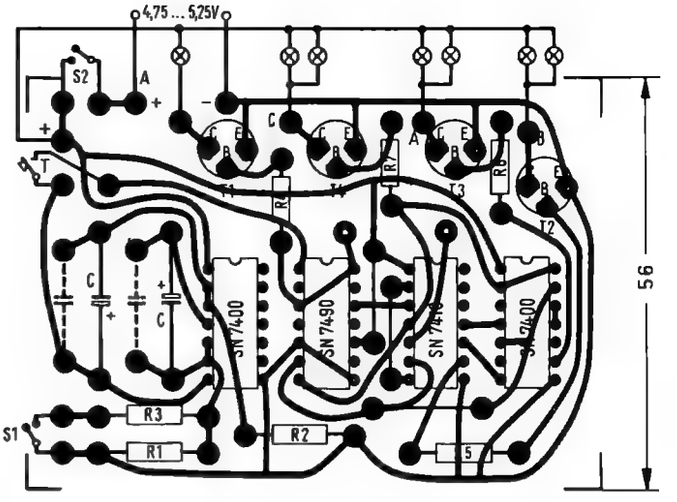


Bild 8. Bestückungsplan der Platine

Ausgang B und C des Zählers. Als Lampentreiber eignen sich fast alle Siliziumtransistoren, z. B. BC 108 o. ä.

Stromversorgung und Aufbau

Die hier verwendeten integrierten Schaltungen benötigen eine Speisespannung von 4,75...5,25 V. Die maximale Spannung ist + 7 V. Wenn man sicher gehen will, speist man das Gerät aus einem stabilisierten Netzteil mit + 5 V oder aus einer 4,5-V-Taschenlampenbatterie. Der Verfasser betreibt sein Gerät mit 6 V (wegen der größeren Helligkeit der Lampen), ohne daß die IS Schaden nehmen.

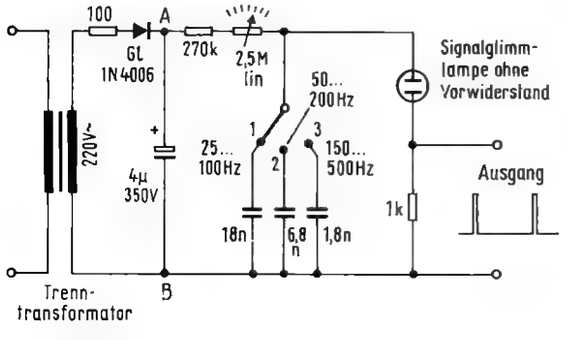
Dem Ideenreichtum beim praktischen Aufbau *(Bild 5* und *6)* sind keine Grenzen gesetzt. Sehr schön ist natürlich eine gedruckte Schaltung *(Bild 7* und *8)*. Das Mustergerät wurde allerdings noch auf Lochrasterplatten aufgebaut. Das Gerät des Verfassers wurde so klein wie möglich gehalten. Die Stromversorgung wird extern angeschlossen, wie aus den Fotos ersichtlich ist. Die Lampen sollten möglichst wenig Strom ziehen; am besten eignen sich Telefonstecklämpchen, und zwar die 6-V-/40-mA-Typen.

Ing. (grad.) Siegfried Klose

Eichgerät für Drehzahlmesser

Die im *Bild* gezeigte Schaltung zeigt einen sehr einfachen Impulsgenerator zum Eichen von Drehzahlmessern mit einem monostabilen Multivibrator. Der Selbstbau von Drehzahlmessern für Verbrennungsmotoren bereitet keine großen Schwierigkeiten, nachdem auch in der FUNKSCHAU eine große Zahl von Bauanleitungen erschienen ist. Die eleganteste Lösung stellt wohl die Verwendung der integrierten Schaltung SAK 110 von Intermetall dar (Heft 8/1971, Seite 223).

Bei vielen Schaltungen für Drehzahlmesser wird dieser einen monostabilen Multivibrator aufweisen, der durch Impulse von der Primärseite der Zündspule zum Kippen gebracht wird. Ein Drehspulmeßwerk integriert die Ausgangsimpulse des Multivibrators. Die Anzeige ist dann praktisch proportional der Frequenz der Eingangsimpulse. Da die Linearität der Anzeige überprüft werden sollte, ist die Impulsfolgefrequenz des Eichgenerators variabel gestaltet.



Schaltung des Eichgenerators für Drehzahlmesser, Belastbarkeit der Widerstände: 0,25 W

Dem Bild ist zu entnehmen, daß es sich hier um einen modifizierten Glimmlampen-Kippgenerator handelt. Der jeweilige Entladestromstoß über die Glimmlampe stellt als Spannungsabfall an dem 1-kΩ-Widerstand die Ausgangsspannung dar. Die Ausgangsspannung beträgt etwa 30 V_{ss}, und die Impulsbreite ist kleiner 0,5 ms. Damit ist die Forderung der Drehzahlmesser erfüllt, daß die Eingangsimpulse kleiner als die Ausgangsimpulse sein müssen.

Der Impulsgenerator sollte unbedingt über einen Trenntransformator an die Netzspannung gelegt werden. An den Punkten A–B kann auch ein vorhandenes Netzteil (300 V Gleichspannung) angeschlossen werden; Gleichrichter und Ladekondensator entfallen dann.

Mit dem Generator lassen sich Impulsfolgefrequenzen von 25...500 Hz in drei Teilbereichen erzeugen. Das entspricht einer Drehzahlspanne von 750...15 000 U/min bei Vierzylinder-Viertaktmotoren. Zum Eichen des Mustergerätes diente ein sehr einfacher Oszillograf, dessen Zeitbasis mit Netzfrequenz auf 80 und 20 ms nachgeeicht wurde. Die Impulsfolgefrequenz läßt sich dabei auf dem Oszillografenschirm auszählen.

Hinweise für die Eichung des Drehzahlmessers: Zur Überwachung der Eichimpulse kann der Oszillograf neben dem zu eichenden Drehzahlmesser an die Ausgangsklemmen gelegt werden. Da die Impulsspannung des Eichgenerators nur etwa u_{ss} = 30 V beträgt, die Primärspannung der Zündspule dagegen rund u_{ss} = 250 V, wird an dem Drehzahlmesser der allgemein vorhandene Eingangsspannungsteiler entfernt und lediglich ein Widerstand von etwa 20 kΩ zwischengeschaltet.

Alfred Hauenstein

Nf-Vorverstärker mit komplementären Transistoren

Komplementäre Transistoren ermöglichen den Aufbau von galvanisch gekoppelten Nf-Verstärkern mit relativ geringem Bauelementeaufwand. *Bild 1* zeigt einen zweistufigen Nf-Vorverstärker. Die Schaltung ist vom Ausgang her über den Widerstand R 1 auf den Emitter des rauscharmen Siemens-Vorstufentransistors BC 413 gegengekoppelt, wodurch der Eingangswiderstand hoch-, der Ausgangswiderstand niederohmig wird. Vorteilhaft wirkt sich die große Gleichstromgegenkopplung auf die Stabilität des Verstärkerarbeitspunktes aus. Auch die Brummunterdrückung ist sehr hoch. Wie die Daten in *Tabelle 1* zeigen, entspricht die Übertragungsqualität des Verstärkers nach Bild 1 der Hi-Fi-Norm.

Tabelle 1. Technische Daten des zweistufigen Nf-Verstärkers

Betriebsspannung: 24 V (12 bis 30 V)
Stromaufnahme: 2,7 mA
Spannungsverstärkung: $\approx$ 30 dB
max. Ausgangsspannung (k = 0,5 %, f = 1 kHz): 6,6 V
Klirrfaktor (f = 20 Hz bis 20 kHz, bis u_a = 5 V): $<$ 0,25 %
Spannungsfrequenzgang (– 1 dB, $u_{a\,1000}$ = 3 V): 25 Hz bis $>$ 100 kHz
Eingangswiderstand: 500 kΩ
Ausgangswiderstand: $\approx$ 250 Ω
Auf den Eingang bezogene Fremdspannung (bei Generatorwiderstand R_0 = 200 Ω): 1 µV
Brummspannungsunterdrückung (f_{Br} = 50 Hz, R_0 = 200 Ω): 22 mV/V
Spannungsverstärkung ohne Gegenkopplung: 55,5 dB

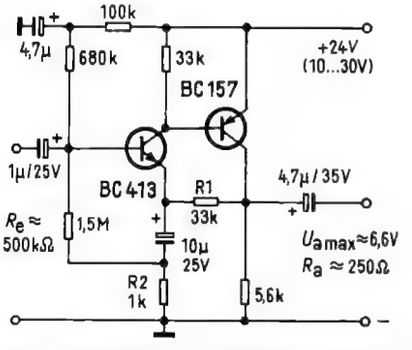


Bild 1. Schaltung eines zweistufigen Nf-Vorverstärkers mit komplementären Transistoren. Der Verstärker liefert je nach Betriebsspannung eine maximale Ausgangsspannung von 3,9 V bis 8,2 V

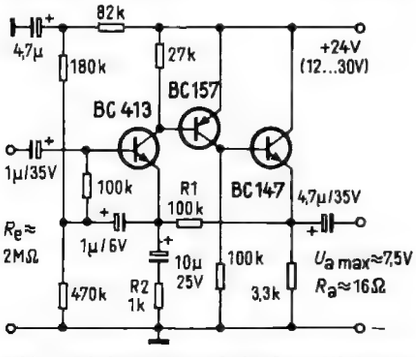


Bild 2. Schaltung eines dreistufigen Nf-Verstärkers. Bei diesem Verstärker kann die Ausgangsspannung in Abhängigkeit von der Betriebsspannung zwischen maximal 3,7 V und 9 V betragen

Die maximale Ausgangsspannung ist von der Betriebsspannung abhängig. Sie beträgt bei u_B = 12 V etwa $u_{a\,eff}$ = 3,9 V, bei 15 V etwa 4,5 V, bei 18 V etwa 5,3 V, bei 24 V etwa 6,6 V und bei 30 V etwa 8,2 V. Mit einer zusätzlichen Verstärkerstufe in der Kollektorschaltung erhält man gemäß *Bild 2* einen Nf-Vorverstärker mit einer um 13 dB größeren Leerlaufverstärkung. Sein Eingangswiderstand konnte durch die sogenannte Bootstrap-Schaltung auf 2 MΩ angehoben werden. Diese Eigenschaften und der kleine Ausgangswiderstand von 16 Ω machen den Verstärker zu einem universell verwendbaren Niederfrequenzbaustein. Wie im Verstärker nach Bild 1 kann die Spannungsverstärkung mit dem Widerstand R 2 eingestellt werden. Bei unterschiedlicher maximaler Ausgangsspannung arbeitet der Verstärker im Betriebsspannungsbereich von 12 bis 30 V. Eine der Betriebsspannung überlagerte Brummspannung von 1 V verursacht eine Ausgangsspannung von 25 mV, was einer Unterdrückung von 32 dB entspricht. Bei einem Eingangssignal $>$ 270 µV beträgt der Fremdspannungsabstand mehr als 50 dB. Weitere technische Daten nennt die *Tabelle 2.*

Tabelle 2. Technische Daten des dreistufigen Nf-Verstärkers

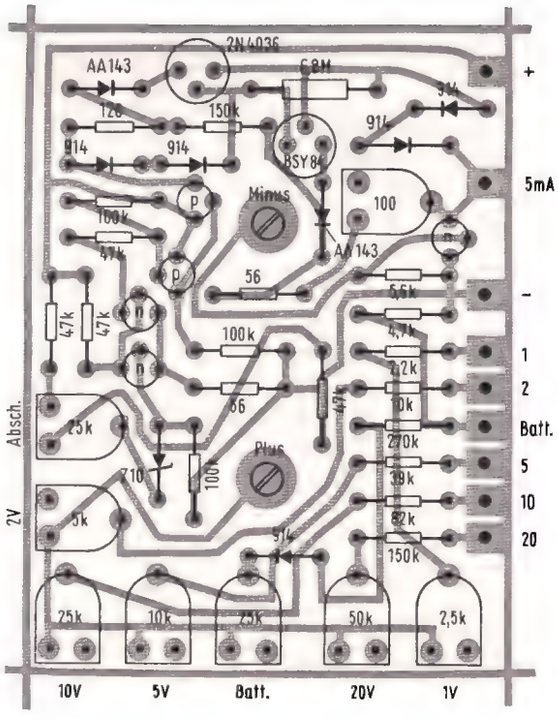
Betriebsspannung: 24 V (12 bis 30 V)
Stromaufnahme: 4 mA
Spannungsverstärkung: 40 dB
max. Ausgangsspannung (k = 0,5 %, f = 1 kHz): 7,6 V
Klirrfaktor (f = 20 Hz bis 16 kHz)
u_a = 1 V: $<$ 0,2 %
u_a = 3 V: $<$ 0,5 %
Spannungsfrequenzgang (– 1 dB, $u_{a\,100}$ = 3 V): 30 Hz bis 100 kHz
Auf den Eingang bezogene Fremdspannung (R_0 = 200 Ω): 0,85 µV

Auch bei dieser Schaltung ist wie bei Bild 1 die Ausgangsspannung von der Betriebsspannung abhängig. Sie beträgt 3,7 V bei U_b = 12 V, 4,8 V bei U_b = 15 V, 6 V bei U_b = 18 V, 7,6 V bei U_b = 24 V und 9 V bei U_b = 30 V.

(Nach Siemens-Unterlagen.)

Z-Diodenprüfgerät

Sicher werden Sie es bemerkt haben: In unserem P & H-Beitrag „Z-Diodenprüfgerät" im letzten Heft der FUNKSCHAU auf Seite 124, Bild 3, ist ein großer Fehler geschehen. Infolge eines Versehens bei der Montage der Seiten wurden die seitenverkehrte Vorlage für die Kupferseite der Platine sowie der Bestückungsplan übereinanderkopiert, so daß von der Bestückung nicht mehr viel zu sehen ist. Wir bringen daher dieses Bild nebenstehend nochmals. Es zeigt also die Printplatte mit Bauteilen von der Bestückungsseite.



Dipl.-Ing. Manfred Schmidt

Hochfrequenz-Vorverstärker für das 2-m-Amateurband

Die steigende Zahl starker Rundfunk- und Fernsehsender sowie der ständige Ausbau der UKW-Funkdienste führt, vor allem in Großstädten, immer häufiger zu Empfangsstörungen durch Interkanalmodulation (IKM). Kommerzielle Spitzenempfänger verwenden daher vor der Mischstufe eine Verstärkerstufe hoher Selektion. So erreicht man, geeignete Transistoren vorausgesetzt, eine Unterdrückung der IKM-Störungen um 80 dB.

Optimale Verhältnisse bezüglich Empfindlichkeit und Selektion ergeben sich, wenn vor dem Hf-Verstärker ein dreikreisiges Bandfilter angeordnet und das verstärkte Signal über ein weiteres zweikreisiges Filter der Mischstufe zugeführt wird *(Bild 1)*.

Für den Übertragungswirkungsgrad η_K eines Schwingkreises gilt allgemein:

$$\eta_K = 1 - Q_L/Q_o \qquad (1)$$

Es bedeuten

Q_L elektrische Lastgüte des Kreises

Q_o elektrische Leerlaufgüte des Kreises

Um die Filterverluste auf ein Minimum herabzusetzen, müssen Kreise sehr hoher Leerlaufgüte ($Q_o > 1000$) verwendet werden. Mit üblichen Luftspulen in Abschirmbechern erreicht man bei Frequenzen um 150 MHz bestenfalls Kreisgüten von $Q_o \approx 300$, was bei hohen Lastgüten zu unbrauchbaren Ergebnissen führt. Es werden daher sogenannte Helix-Kreise verwendet [1].

Helix-Kreise *(Bild 2)* sind im Prinzip $\lambda/4$-Resonatoren, die anstelle eines geraden, einen gewendelten Innenleiter (Helix) verwenden. Der Außenleiter kann kreisförmigen oder auch eckigen Querschnitt haben, er muß aber hohe elektrische Leitfähigkeit aufweisen. So ist es möglich, trotz verhältnismäßig kleiner Abmessungen, Kreise sehr hoher elektrischer Güte aufzubauen. Durch kapazitive Belastung kann man einen derartigen Resonator in seiner Resonanzfrequenz verändern.

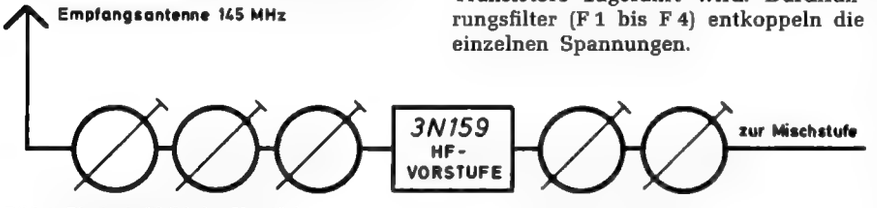


Bild 1. Blockschaltbild des Verstärkers

Die Schaltung

Zur Kopplung der einzelnen Kreise dienen die Kapazitäten C 6, C 7 und C 9 *(Bild 3)*. Die Antennenspannung gelangt über das Eingangsfilter und über einen Trennkondensator C 8 an die Steuerelektrode G 1 des Transistors 3 N 159, dessen Eingangswiderstand allerdings relativ stark von der Vorspannung an Gate 2 bestimmt wird. Der Kreis L 3/C 3 wird daher zusätzlich mit dem Widerstand R 1 belastet. So wird verhindert, daß sich bei Verstärkungsregelung die Übertragungskurve des Eingangsfilters verformt. Ein zweikreisiges Filter bildet den Ausgangskreis. Die Spule L 4 liegt über einen Trennkondensator C 10 an Masse, da über einen Abgriff die Betriebsspannung dem Drain-Anschluß des Transistors zugeführt wird. Durchführungsfilter (F 1 bis F 4) entkoppeln die einzelnen Spannungen.

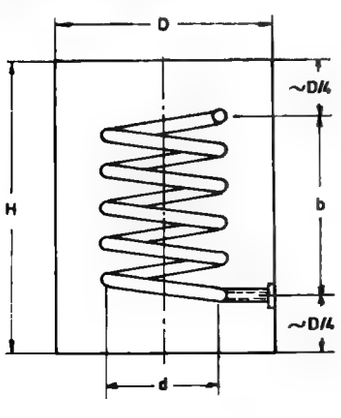
Der mechanische Aufbau

Die hohe Selektion des Bausteins kann nur durch absolut dichte Abschirmung der einzelnen Kreise erreicht werden. Ein Messingblock *(Bild 4)* erhält fünf Bohrungen von je 30 mm Durchmesser. Die Trennwand zwischen dritter und vierter Kammer wird 10 mm tief ausgefräst. Eine weitere Einfräsung dient der Aufnahme des Transistors, der in eine Isolierbuchse eingesetzt werden muß, da sein Gehäuse nicht mit Massepotential verbunden werden darf. Ein zusätzliches Abschirmblech trennt den Ausgangs- vom Eingangskreis; es wird nach der Verdrahtung des Bausteins mit dem Gehäuse verlötet.

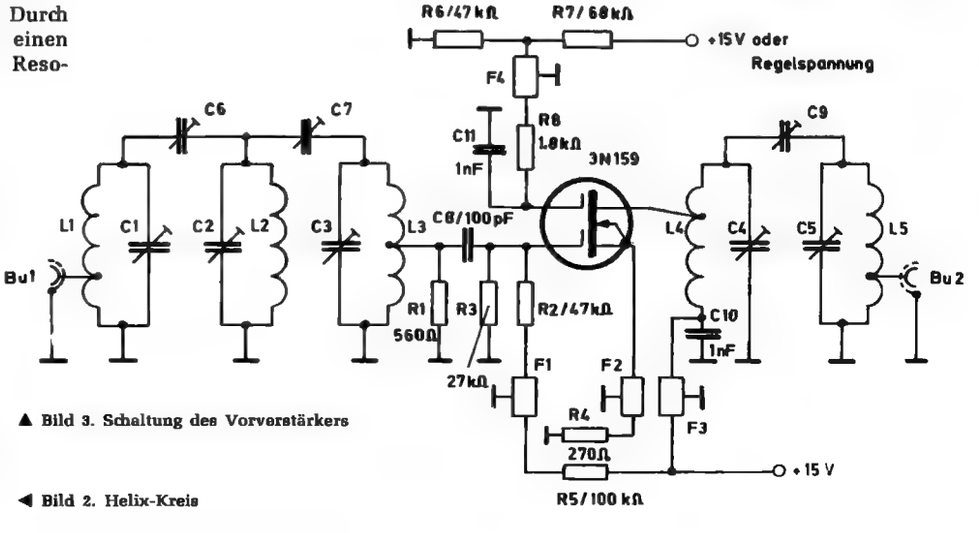
Auf der gegenüberliegenden Seite werden sowohl die beiden Trennwände des Eingangsfilters wie auch die Trennwand des Ausgangsfilters mit je einem 10 mm breiten und 10 mm tiefen Schlitz versehen. Darin sind die Koppelkondensatoren untergebracht. Diese werden durch je zwei parallel geführte Drahtstücke realisiert, die an die Trimmer angelötet werden *(Bild 5)*.

Die Spulen fertigt man aus silberplattiertem Kupferdraht von 1,5 mm Stärke, den man auf einen 14 mm starken Dorn wickelt und anschließend auf 20 mm Länge auseinanderzieht. Jede Spule erhält acht Windungen; dabei ist der jeweilige Windungssinn zu beachten.

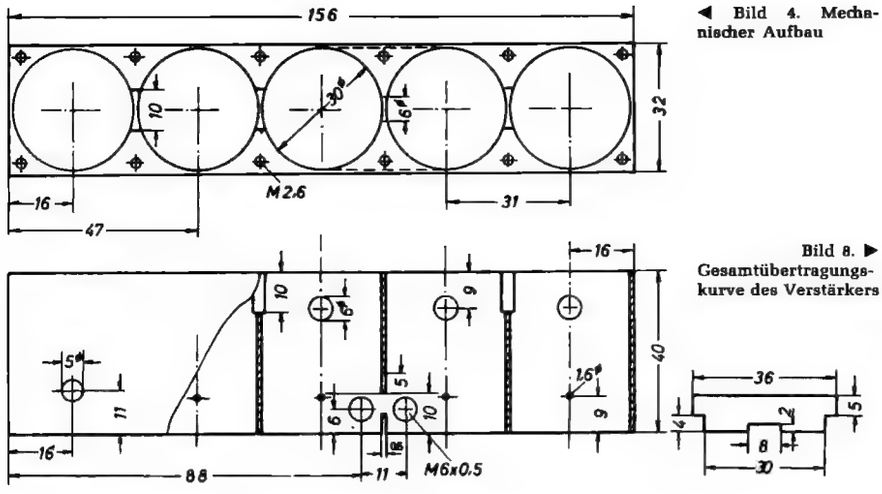
Das eine Ende der Spulen wird an die keramischen Luftrohrtrimmer, das andere senkrecht zur Spulenachse abgewinkelt und in die dafür vorgesehenen Bohrungen in der Gehäusewand gelötet. Ein Spulenkörper sollte nicht verwendet werden. Unterliegt der Baustein jedoch starken Erschütterungen, so kann man zur Erhöhung der mechanischen Stabili-



◀ Bild 2. Helix-Kreis



▲ Bild 3. Schaltung des Vorverstärkers



◀ Bild 4. Mechanischer Aufbau

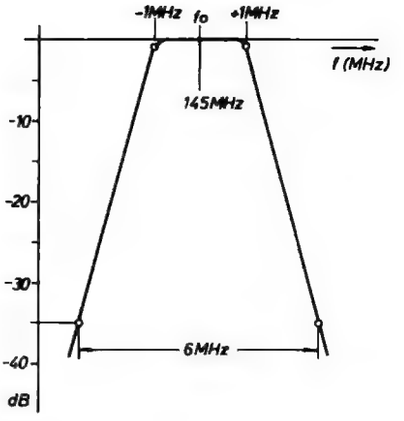


Bild 8. ▶ Gesamtübertragungskurve des Verstärkers

tät je einen schmalen Streifen aus Teflon in die Spulen einkleben.

Der Hochfrequenzanschluß erfolgt über zwei Sub-minax-Steckverbindungen mit einem Wellenwiderstand von 50 Ω. Die Widerstände R 1, R 2, R 3, R 8 und die Kondensatoren C 8, C 10, C 11 werden in den Kammern 3 und 4 untergebracht, die übrigen Bauelemente befinden sich außerhalb des Bausteins (Bild 5). Der Masseanschluß von L 4 wird unterbrochen, der Scheibenkondensator C 10 dazwischen gesteckt und verlötet. Vier Gewindebohrungen dienen zur Befestigung der Durchführungsfilter. Die Ober- und Unterseite des Bausteins erhält je einen Deckel aus 0,5 mm starkem Messingblech; der Baustein wird galvanisch versilbert.

Der Abgleich

Der Abgleich erfolgt zweckmäßigerweise mit einem Wobbelmeßsender und Sichtgerät. Zuerst muß das Dreikreisfilter abgeglichen werden. Dazu wird die Eingangsbuchse Bu 1 an L 1 an einer halben Windung, der Widerstand R 1 an L 3 an 1¼ Windung vom kalten Ende aus angelötet. Nun führt man über ein Dämpfungsglied ($\alpha = 20$ dB, $Z = 50\ \Omega$) das 145-MHz-Signal der Eingangsbuchse zu und nimmt es parallel zum Widerstand R 1 mit Hilfe eines Demodulatortastkopfes ab. Durch Verstellen der Trimmer C 1, C 2, C 3 und vorsichtiges Verbiegen der Kopplungskondensatoren C 6, C 7 wird auf die Durchlaßkurve nach *Bild 6* abgeglichen.

Zur optimalen Anpassung muß die Reflexionsdämpfung der Eingangsspannung über einen Richtungskoppler gemessen werden. Die Reflexionsdämpfung sollte etwa −30 dB betragen, sie läßt sich durch geringfügige Variation der beiden Abgriffe verändern.

Das Zweikreisfilter ist auf die Durchlaßkurve nach *Bild 7* abzugleichen. Die Ausgangsbuchse Bu 2 wird an ¼ Windung der Spule L 5, der Demodulatortastkopf an 1¼ Windung von Spule L 4, bezogen auf das kalte Ende angeschlossen. Das 145-MHz-Signal ist über das Dämpfungsglied an Bu 2 einzuspeisen.

Anschließend wird der Transistor eingelötet, der Meßsender an Bu 1 angeschlossen und der Ausgang mit 50 Ω parallel zum Demodulatorkopf belastet. Bei einer Betriebsspannung von 15 V beträgt die Stromaufnahme etwa 10 mA.

Die kleine Verstimmung der Kreise L 3/C 3 und L 4/C 4 durch die Kapazitäten des Transistors darf nur durch die Trimmer C 3 und C 4 korrigiert werden, wobei sich eine Gesamtübertragungskurve nach *Bild 8* ergeben muß. Der Abgleich ist zu wiederholen, wenn die Welligkeit im Durchlaßbereich größer als 0,5 dB oder die Reflexionsdämpfung der Eingangsspannung kleiner als −20 dB sein sollte.

Die Leistungsverstärkung der Stufe beträgt etwa + 8 dB, der verzerrungsfreie Regelbereich − 40 dB.

Bild 9 zeigt das Mustergerät.

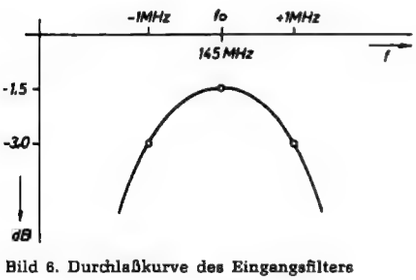


Bild 6. Durchlaßkurve des Eingangsfilters

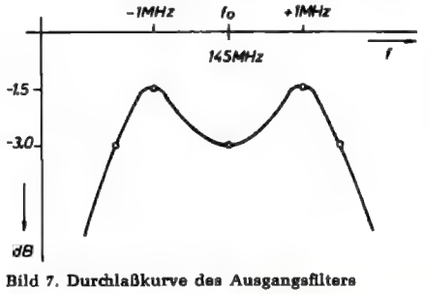


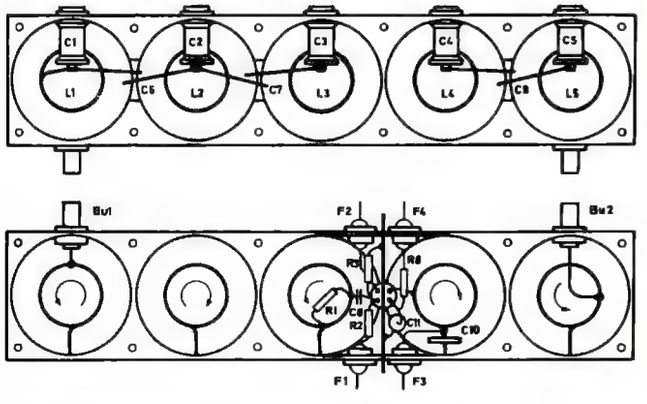
Bild 7. Durchlaßkurve des Ausgangsfilters

Im Mustergerät verwendete Spezialteile

C 1, C 2, C 3, C 4, C 5: Keramische Luftrohrtrimmer, 0,5–5 pF (Tronser)
C 10: Keramischer Scheibenkondensator, 1000 pF, SeZ 8 (Rosenthal)
F 1, F 2, F 3, F 4: Durchführungsfilter Fgd 4 × 9 (Rosenthal)
Bu 1, Bu 2: Stecker Sub-minax BN 8333a (Spinner)

Literatur

[1] *Zverev/Blinchikoff:* Realization of a Filter with Helical Components. IRE Transactions on Component Parts. September 1961, Seite 99...109.



▲ Bild 5. Anordnung der elektrischen Bauelemente

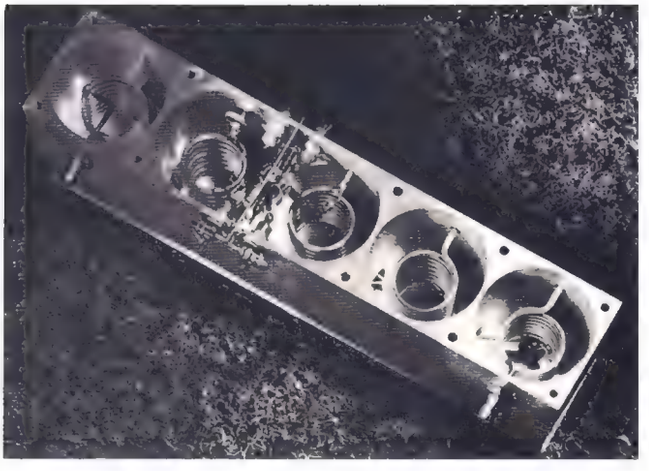


Bild 9. ▶ Ansicht des Verstärkers (Aufnahme Leutmayr)

PREISTRÄGER
IM FUNKSCHAU-PREIS 1971

Eichgenerator — selbstgebaut

Dipl.-Phys. Leo Schweri

1. Teil

Der nachstehend beschriebene Eichgenerator liefert 21 Festfrequenzen zwischen 0,25 Hz und 1 MHz. Diese werden von Schwingungen eines einzigen 1-MHz-Quarzes durch eine Teilerkette abgeleitet, die vollständig mit den preisgünstigen TTL-Bausteinen aufgebaut ist. Der Generator läßt sich bis 100 kHz triggern, was beim Arbeiten mit dem Zweikanaloszillografen interessante Möglichkeiten ergibt.

Mit den Fortschritten der Halbleitertechnik in den letzten Jahren zeichnet sich immer deutlicher ein Trend zu digitalen Lösungen ab, wo bisher Vorhaben mit anderen Mitteln realisiert wurden. Hand in Hand damit wurden die Preise für integrierte, digitale Schaltungen soweit gesenkt, daß es sich oft nicht einmal mehr für Bastler lohnt, ein Gerät mit konventionellen Bauelementen aufzubauen.

Um sich in die neue Technik einzuarbeiten, wurde daher nach einem sinnvollen Gerät gesucht, das sich digital verwirklichen läßt, dessen Bau jedoch keine zu großen Probleme aufwirft (keine störenden Laufzeiteffekte). Die Entscheidung fiel schließlich zugunsten eines Eichgenerators, der 21 Festfrequenzen liefert, aber nur einen einzigen Quarz erfordert. Der Generator besitzt folgende Anwendungsmöglichkeiten:

1. Verwendung als Eichgenerator für Oszillografen, die keine geeichte Horizontalablenkung besitzen. Es handelt sich dabei meist um preisgünstige Oszillografen, die sich jedoch schlecht zum schnellen Messen von Frequenzen oder Zeitintervallen eignen.

2. Verwendung als Eichgenerator beim Einstellen der Horizontalablenkung von teuren Oszillografen in der Servicewerkstatt.

3. Beim Arbeiten mit dem Zweikanaloszillografen soll für Signale beliebiger Frequenz am einen Kanal, über den anderen Kanal Zeitmarken eingeblendet werden können. Dazu ist eine Triggerung des Generators erforderlich.

4. Verwendung als Eichpunktgeber zur Bestimmung der genauen Frequenz beim Kurzwellenempfang. Dazu muß das Ausgangssignal sehr oberwellenreich sein.

5. Verwendung als Zeitbasis für digitale Zähler oder als Sekundengeber für Uhren.

6. Da der Sekundenimpuls moduliert ist und über einen kleinen Lautsprecher abgehört werden kann, gewinnt man — ganz nebenbei —, einen einfachen Zeitgeber fürs Fotolabor, indem man während dem Belichten die Sekundenimpulse mitzählt.

Funktionsweise

Das Herz des ganzen Gerätes ist ein 1-MHz-Quarzoszillator in der bewährten Dreipunktschaltung. Sein Sinussignal wird in einer Impulsformerstufe *(Bild 1)* in ein Rechtecksignal umgeformt. Dieses gelangt nun an den Eingang einer Zähldekade [1]. An ihrem Ausgang erscheint dann ein 100-kHz-Rechtecksignal, das in fünf weiteren Zähldekaden heruntergeteilt wird. Der Ausgang der sechsten Dekade liefert einen Sekundenimpuls. Wir brauchen nur noch das Signal zwischen den Zähldekaden herauszuführen und mit dem Wahlschalter S 1 das gewünschte Signal auszulesen. Frequenzsprünge von 1 zu 10 sind jedoch für viele Arbeiten zu groß. Daher wird das mit S 1 ausgewählte Signal noch einmal auf eine Teilerkette geführt. Diesmal handelt es sich aber um zwei (2 : 1)-Teiler, also gewöhnliche Flipflops. Das erste halbiert die Frequenz, und das zweite viertelt zusammen mit dem ersten Flipflop die ursprüngliche Frequenz. Mit dem Wahlschalter S 2 wird wieder die gewünschte Frequenz ausgewählt.

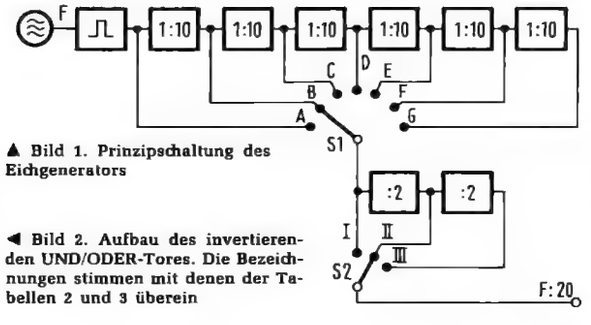
Durch geeignete Wahl der Schalterstellungen von S 1 und S 2 erhält man die in *Tabelle 1* aufgeführten Eichfrequenzen.

Tabelle 1.
Festfrequenzen des Eichgenerators

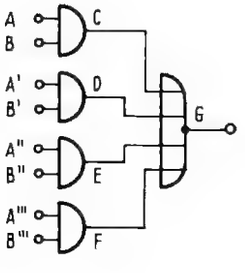
	S 2:	I	II	III
S 1:	a	1 MHz	500 kHz	250 kHz
	b	100 kHz	50 kHz	25 kHz
	c	10 kHz	5 kHz	2,5 kHz
	d	1 kHz	500 Hz	250 Hz
	e	100 Hz	50 Hz	25 Hz
	f	10 Hz	5 Hz	2,5 Hz
	g	1 Hz	0,5 Hz	0,25 Hz

Mit der in Bild 1 gezeigten Form des Generators hätte man aber vermutlich wenig Freude; denn einerseits wirken die Zuführungen zu den Schaltern wie Antennen, die Störstrahlung aussenden, und andererseits empfangen sie Störimpulse, was die Genauigkeit des Gerätes sehr nachteilig beeinträchtigen kann. Meistens ließe sich mit sehr kurzen Zuführungen oder mit abgeschirmten Kabeln dem Problem beikommen, doch abgesehen von der etwas mühsamen Verdrahtung, würde die Kapazität zwischen Innenleiter und Mantel der Kabel die Impulsform verändern: Die Anstiegs- und Abfallzeiten der Impulse würden größer, und zwar wegen der Zeit, die erforderlich ist, um die Kabelkapazität umzuladen. Zu Eichzwecken sind aber möglichst steile Flanken anzustreben.

Daher wurde eine elektronische Umschaltung gewählt, die mit Gleichspannung arbeitet und daher ganz und gar unkritisch ist. Das Rechtecksignal verläßt die Printplatte mit den integrierten Schaltungen erst wieder, wenn die ge-



▲ Bild 1. Prinzipschaltung des Eichgenerators



◀ Bild 2. Aufbau des invertierenden UND/ODER-Tores. Die Bezeichnungen stimmen mit denen der Tabellen 2 und 3 überein

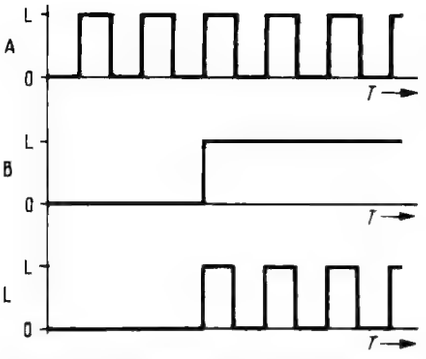
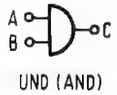


Bild 3. Zur Arbeitsweise des UND-Tores als gleichspannungsgesteuerter Schalter. Die Wechselspannung gelangt auf den Eingang A, während die steuernde Gleichspannung an B liegt. Am Ausgang C liegt dann das unterste Signal

wünschte Frequenz erzeugt ist. Dazu ist eine besondere Torschaltung notwendig. In integrierter Form ist sie als das sogenannte „invertierende UND/ODER-Glied mit 4 mal 2 Eingängen" erhältlich. Die Funktionsweise sei kurz erläutert.

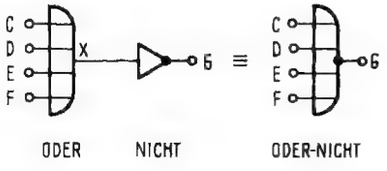
Der Baustein enthält vier UND-Tore (AND), deren Ausgänge auf die Eingänge eines ODER-NICHT-Tores (NOR) geführt sind *(Bild 2)*. Liegen beide Eingänge A und B eines UND-Tores an einer Spannung, die kleiner als 0,8 V ist, und im weiteren mit O bezeichnet wird, so liegt am Ausgang C dieses Tores ebenfalls die Spannung O. Legt man an A eine genügend große, positive Spannung, die bei Toren der TTL-Serie zwischen 2,4 und 5,5 V liegen darf und im folgenden als L bezeichnet werden soll, so ändert sich am Ausgang C des UND-Tores nichts. Ein Signal, das zwischen den Werten O und L hin- und herspringt (eine Impulsreihe also, die am Eingang A

Tabelle 2. Wahrheitstabelle und Schaltung eines UND-Gatters



A	B	C
O	O	O
O	L	O
L	L	L

Tabelle 3. Wahrheitstabelle und Schaltung eines ODER-NICHT-Gatters



C	D	E	F	X	G
O	O	O	O	O	L
O	O	O	L	L	O
O	O	L	L	L	O
O	L	L	L	L	O
L	L	L	L	L	O

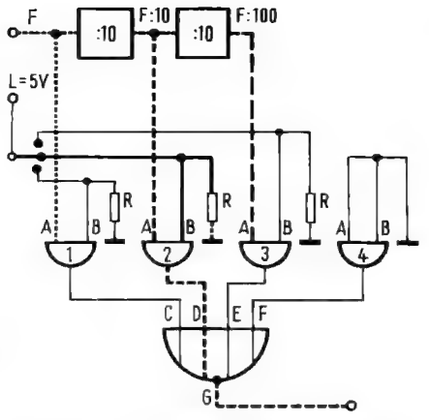


Bild 4. So wird mit dem invertierenden UND/ODER-Tor eine von drei Frequenzen ausgelesen. Die Frequenzen sind durch unterschiedliche Strichelung angedeutet. Der Widerstand R ist so klein, daß die Eingänge B im Zustand 0 bleiben, falls mit dem Schalter S keine Gleichspannung angelegt wird

des Tores liegt, während an B der Spannungswert O liegt), wird durch das Tor gesperrt *(Bild 3)*. Wird dagegen die Spannung L an den Eingang B gelegt, so springt die Ausgangsspannung im Rhythmus der Impulsreihe zwischen O und L hin und her; denn die Ausgangsspannung des UND-Tores ist genau dann L, wenn beide Eingänge an der Spannung L liegen. Damit kann man für das UND-Tor *Tabelle 2* aufstellen.

Die gleichen Überlegungen gelten natürlich für alle vier UND-Tore. Alle ihre Ausgänge sind auf das ODER-NICHT-Tor geführt. Dieses Tor schaltet gemäß *Tabelle 3*. Der Ausgang X des ODER-Tores ist nur dann O, wenn alle Eingänge O sind. In allen anderen Fällen mißt man am Ausgang den Wert L. Im integrierten Baustein schließt sich noch eine Umkehrstufe (NICHT) an, in der jedes L in ein O umgewandelt wird, während jedes O zu L wird. In Tabelle 3 ist die Operation NICHT auf die Kolonne X angewandt worden und liefert dann Kolonne G.

Soll dieser Baustein als gleichspannungsgesteuerter Schalter dienen, so muß man ihn gemäß *Bild 4* schalten. Jedes UND-Tor besitzt eine Gleichspannungs-Steuerleitung, die zum Schalter S führt. Am anderen Eingang liegt je eine Impulsreihe, wie sie die Teilerkette liefert. Die Eingänge nichtbenutzter Tore müssen alle an O liegen. Ein einziges Tor (2) erhält nun über die Steuerleitung die Spannung L auf den Eingang, und damit läßt das Tor die Impulsreihe, die am andern Eingang liegt, passieren. Alle Steuereingänge der andern Tore liegen über den Widerständen R an Masse. Diese Widerstände müssen so klein sein, daß die geringen Eingangsströme der Tore so kleine Spannungsabfälle erzeugen, daß an den Eingängen noch eindeutig der Zustand O herrscht. Widerstände R von 220 Ω haben sich gut bewährt. Sie kleiner zu machen, hat keinen Sinn, denn sonst fließt jeweils unnötig viel Strom über jenen Widerstand, dessen Eingang über die Steuerleitung auf L gehalten wird, wodurch nur das Netzgerät stärker belastet wird.

Man beachte, daß das Signal am Ausgang G invertiert zur Verfügung steht. Handelt es sich am Eingang um eine Impulsreihe mit dem Tastverhältnis 1 : 1, so spielt das weiter keine Rolle. Arbeitet man jedoch mit anderen Tastverhältnissen, so erscheint die Impulsreihe am Ausgang plötzlich „auf dem Kopf stehend". Lange Pausen und kurze Impulse werden in kurze Pausen und lange Impulse umgewandelt. Deshalb wird das Signal durch eine weitere Torschaltung nochmals invertiert.

Betrachtet man die vollständige Schaltung des Gerätes, wie es tatsächlich aufgebaut wurde *(Bild 5)*, so findet man außer der beschriebenen Teilerkette und der Umschaltung noch eine Triggerstufe. Sie besteht aus einem Emitterfolger in Darlingtonschaltung und den NAND-Toren 3 und 4. Aufgabe dieser Stufe ist es, die Teilerkette durch ein O-Signal am Eingang T in einen genau definierten Zustand zu bringen.

Der Sinn der ganzen Triggereinrichtung soll hier kurz beschrieben werden. Angenommen, man betrachte auf einem Zweikanaloszillografen ein Signal 1 beliebiger Frequenz; dann muß die Horizontalablenkung des Oszillografen durch dieses Signal getriggert oder synchronisiert werden. Versucht man nun über den zweiten Kanal ein Eichsignal 2 abzubilden, so wird dieses nur dann ein stehendes Bild liefern, wenn seine Frequenz zufällig ein ganzzahliges Vielfaches der Signalfrequenz ist, was aber in den seltensten Fällen erfüllt sein dürfte. Leitet man aber aus der Sägezahnspannung der Horizontalablenkung des Oszillografen, die ja durch das Signal 1 gegeben ist, ein Signal 3 ab, durch das der Zähler zu Beginn jedes Strahldurchlaufs auf Null zurückgestellt wird, so bekommt man stehende Bilder, unabhängig vom Verhältnis der Frequenzen von Signal 1 und 2, auf dem Bildschirm. Eine Eigenart hat diese Art der Triggerung allerdings. Es entsteht eine kleine Ungenauigkeit dadurch, daß der Zählbeginn immer erst auf die fallende Flanke des 1-MHz-Impulses einsetzt. Somit ist das stehende Bild der Impulsreihe um eine Mikrosekunde „verwackelt". Wie die Erfahrung gezeigt hat, stört diese Unschärfe erst ab 100 kHz, wo sie 10 % der Impulsbreite ausmacht. Mittelt man aber über mehrere Perioden der verwackelten Kurve, so lassen sich auch hier noch leicht Genauigkeiten von besser als 5 % erreichen. Für Frequenzen, die kleiner sind als 100 kHz, ist die

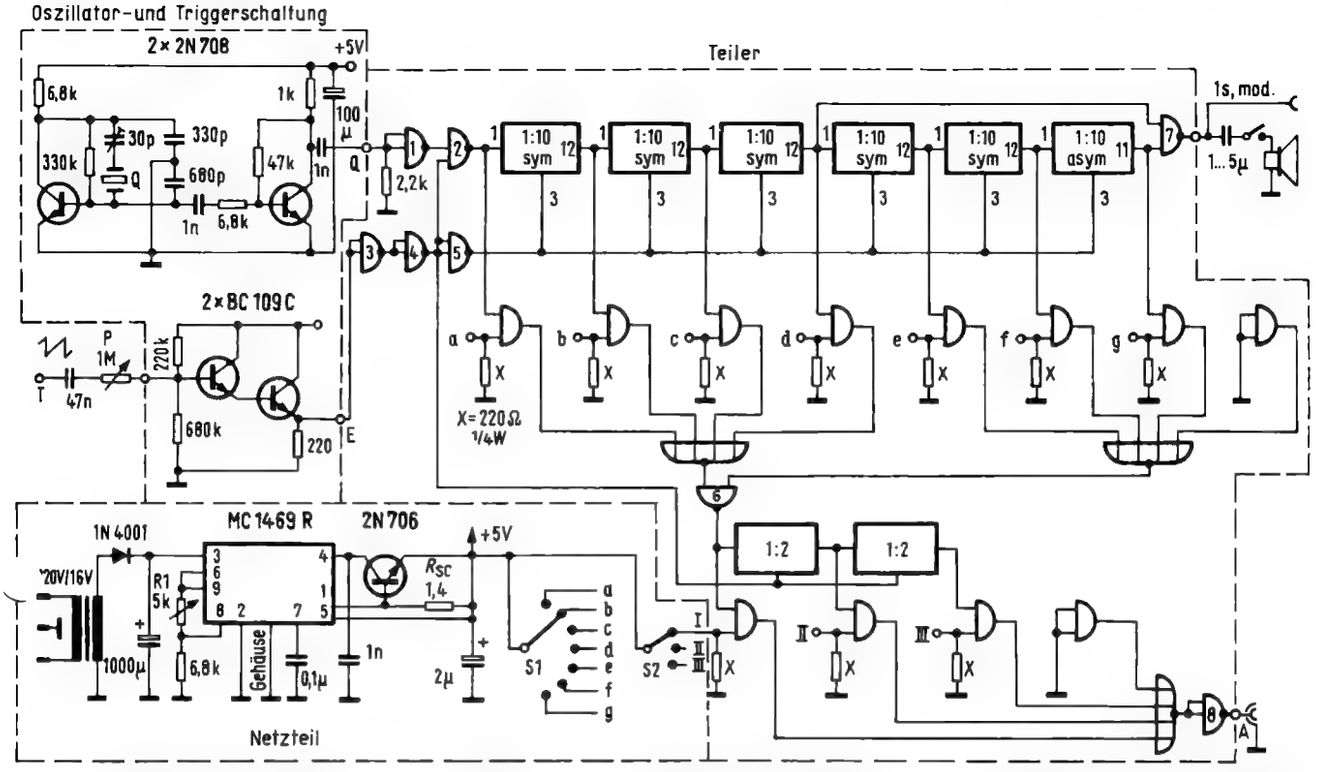
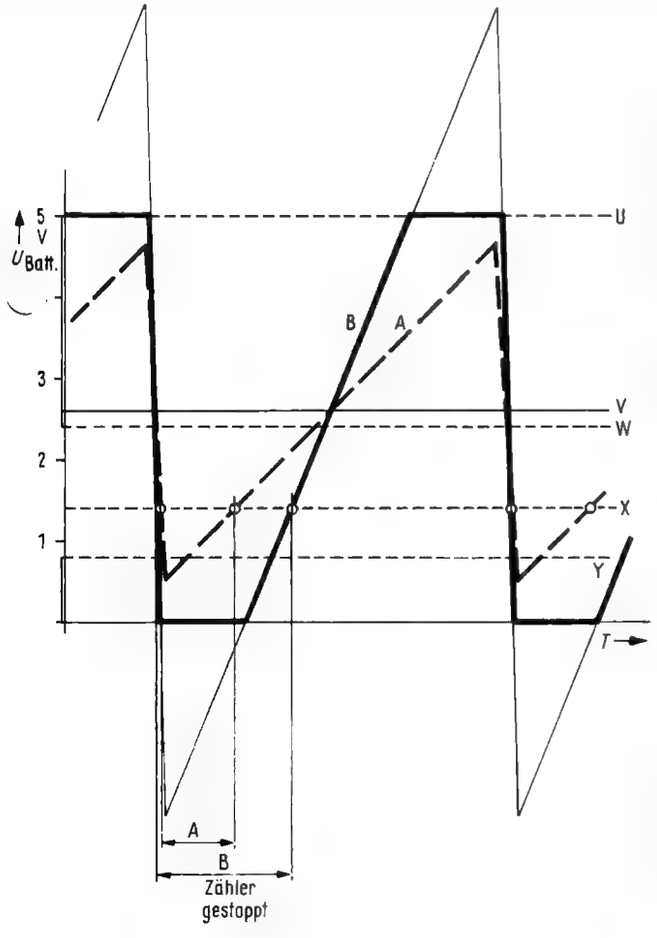


Bild 5. Vollständige Schaltung des Eichgenerators. Die Stromversorgung der Bausteine ist nicht eingezeichnet. Es wird jedoch jedes Dual-in-Line-Gehäuse mit + 5 V aus dem Netzgerät gespeist. Die (1 : 10)-Teiler liefern symmetrische Ausgangssignale mit Ausnahme der letzten Stufe, die Impulse von 0,2 s Dauer und Pausen von 0,8 s liefert. Von den Wahlschaltern aus müssen noch Leitungen zu den entsprechenden Punkten in der Schaltung gelegt werden. Der besseren Übersicht halber, sind diese Leitungen nicht eingezeichnet



◀ Bild 6. Zur Arbeitsweise des Triggerteils. Die Kurven A und B gelten für verschiedene Stellungen des Potentiometers P. Die eingezeichneten Spannungen haben folgende Bedeutungen: U = Speisespannung, V = Ruhespannung an E., W = vom Hersteller des Tores 3 garantierter, kleinster Wert für den Zustand L, X = tatsächlicher Schaltpunkt des Tores 3, Y = höchster garantierter Wert für den Zustand 0

Unschärfe kleiner als diejenige des Strahles des Oszillografen.

Zur Triggerung dienen die Rückstelleingänge der Zähldekaden und der Multivibratoren. Dabei ist zu beachten, daß die verwendeten Dekaden SN 7490 N nur arbeiten, wenn die Eingänge 2, 3, 6 und 7 an O liegen. Legt man einen oder beide Eingänge 2 und 3 an L, so wird der Zähler in den Zustand „null" gebracht, gleichgültig welchen Zustand er vorher hatte. Eingänge 6 und 7 an L bringt den Zähler in den Zustand „neun", ebenfalls unabhängig vom vorhergehenden Zustand. Im Gegensatz dazu werden die Flipflops in den Ausgangszustand gekippt, wenn an den Rückstelleingängen 2 und 6 des Bausteins SN 7473 N die Spannung O gelegt wird. Während die Rückstellimpulse

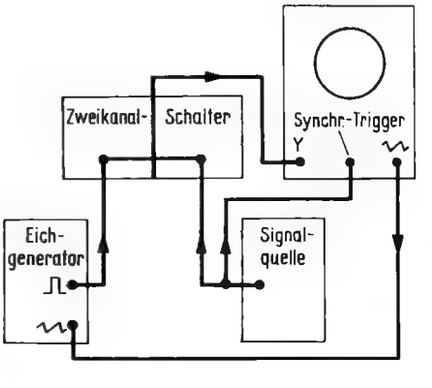


Bild 7. ▶ Meßanordnung bei Verwendung des Eichgenerators zur Zeit- oder Frequenzmessung auf dem Oszillografen mit Hilfe eines Zweikanalvorsatzgerätes

andauern, ist der Zählvorgang unterbrochen, er wird erst wieder eingeleitet, wenn der Impuls wegfällt. Um all die Zählstufen zurückzustellen, ist eine ziemlich große Leistung erforderlich. Daher wird die Sägezahnspannung des Oszillografen (10 V_{SS} bei Hameg 312/2) über den Darlington-Emitterfolger rückwirkungsfrei in die Schaltung eingespeist. Hängt der Eingang des Emitterfolgers frei, so liegt der Punkt E auf + 2,6 V, also auf L. Die nachfolgenden Tore 3 und 4 wirken als invertierende Verstärker. Tor 5 invertiert die Rückstellspannung für die Dekaden. (Tor 5 könnte eingespart werden durch Anschließen der Rückstelleitung an Tor 3.) Schaltet man nun die Sägezahnspannung am Eingang des Emitterfolgers ein, so sinkt die Spannung an R so weit ab, daß der Eingang des Tores 3 zu O wird und damit den Rückstellvorgang einleitet. Der Zähler beginnt zu zählen, sobald die Sägezahnspannung den Wert 2,4 V an E wieder überschreitet *(Bild 6)*.

Mit dem Potentiometer P läßt sich die Amplitude der Sägezahnspannung regulieren und damit der Einschaltpunkt verschieben. Auf dem Bildschirm wandert dadurch die Eichkurve je nach Potentiometerstellung mehr nach rechts oder links. Die verwendete Anordnung der Geräte gibt *Bild 7* wieder.

Nachdem die ursprüngliche Planung soweit fortgeschritten war, blieb ein NAND-Tor übrig (ein einziges Dual-in-Line-Gehäuse des Bausteins SN 7400 N enthält vier NAND-Tore). Dieses Tor wird dazu benutzt, um das 1-Hz-Signal hörbar zu machen. Dazu wird das 1-kHz-Signal in Tor 7 moduliert, und zwar auf genau gleiche Art, wie in Bild 3 beschrieben. An den Ausgang des Tores wird direkt die Primärseite eines Ausgangstransformators angeschlossen, der seinerseits einen kleinen Lautsprecher aussteuert. Transformator und Lautsprecher stammen aus einem kleinen, defekten Taschenradio, das zufällig zur Verfügung stand. Diese Ankoppelung ist nicht gefährlich, da der Ausgang des Tores kurzschlußsicher ist. Eine Lautstärkenregelung erübrigt sich, da das Signal nur einige mW stark ist. Wie die Erfahrung lehrte, ist diese Leistung einerseits ausreichend für Arbeiten, die nicht mit viel Geräusch verbunden sind, sie wird aber andererseits trotz der Monotonie noch nicht als aufdringlich empfunden. Die Sekundenimpulse gerade mit 1000 Hz zu modulieren ist deshalb günstig, weil das menschliche Ohr in diesem Frequenzgebiet besonders empfindlich ist, die schwache Leistung also gut ausgenützt wird.

(Fortsetzung folgt)

Reinhard Männer

Kfz-Einbruchsicherung

Eine Einbruchsicherung ist die einzige Garantie dafür, seinen Wagen dort, wo er abgestellt wurde, mit dem ganzen Inhalt wiederzufinden. Das hier beschriebene Gerät bietet diese Sicherheit schon für etwa 25 DM. Es soll nur bei jedem unbefugten Eindringen Alarm geben, nicht jedoch auf Erschütterungen ansprechen.

Die Anlage wird beim Verlassen des Wagens eingeschaltet und bleibt nun so lange in Bereitschaft, bis erneut eine der Türen geöffnet wird. Der Türkontakt (Wageninnenbeleuchtung) löst ein periodisches Hupen aus, das verzögert nach etwa 10 Sekunden einsetzt. Damit hat der Besitzer die Möglichkeit, die Anlage rechtzeitig abzuschalten. Anderenfalls dauert der Alarm 3...5 min. Das ist genug, um einen Einbrecher abzuschrecken, ein langes Hupkonzert wird jedoch vermieden[1]).

Nach dem Alarm ist die Anlage wieder in Bereitschaftsstellung; ein zweiter Versuch würde erneut Alarm auslösen. Das Gerät kann nur mit dem Betriebsschalter ausgeschaltet werden, der innerhalb des Wagens an geeigneter Stelle versteckt anzubringen ist.

Die Schaltung des Gerätes zeigt *Bild 1*. Der Betriebsschalter S sei in der Stellung Aus und die Wagentür geschlossen. Jetzt ist die Anlage stromlos, da der Türkontakt T und die Relaiskontakte f, b 1, b 2 und e offen sind. Beim Aussteigen schließt der Türkontakt T, und Relais A zieht über Schalter S an. Wird die Tür wieder geschlossen, so fällt A ab, und die Anlage ist weiterhin außer Betrieb. Wird sie dagegen vorher mit dem Schalter S eingeschaltet, so hält sich Relais A über Kontakt a 1 und T selbst, während a 2 (Ruhekontakt) offen ist und so Relais B stromlos ist. Wird jetzt die Wagentür geschlossen, so öffnet wieder T, und Relais A fällt ab. Das Gerät ist jetzt in Bereitschaft, aber immer noch stromlos.

Erfolgt nun ein Einbruch, oder steigt der Wagenbesitzer ein, so schließt T und Relais B zieht über S und a 2 an und hält sich über b 1 selbst. Über den Kontakt b 2 ist auch das Thermorelais E eingeschaltet. Der Wagenbesitzer kann jetzt mit dem Schalter S den Strom zu Relais B unterbrechen und den Alarm verhindern. Geschieht das nicht, schaltet nach 10 Sekunden der Kontakt e das Thermorelais F und den Stromkreis mit Hupe und Heizwicklung von Thermorelais G ein.

Dieser Stromkreis führt über den Ruhekontakt g und wird deshalb periodisch unterbrochen. Nach einer Verzögerungszeit von 2,5 min schließt f, Relais A zieht an und öffnet Kontakt a 2; Relais B fällt ab und schaltet E und damit den Alarm ab. Sobald der Kontakt f öffnet, wird Relais A stromlos und schaltet die Anlage wieder in den Bereitschaftszustand.

Soll die Einbruchsicherung bei jedem Aussteigen eingeschaltet werden, kann man die Schaltung so erweitern, daß zwei zusätzliche Relais diese Aufgabe übernehmen. In *Bild 2* ist der Schalter S durch den Umschaltkontakt d des polarisierten Relais D ersetzt. Zur Funktionsbeschreibung geht man davon aus, daß beim Einsteigen (T geschlossen) der verzögerte Alarm durch kurzes Drücken der Taste Ta unterbrochen wird. Dadurch zieht nämlich Relais C über T und Ta an und hält sich über Kontakt c 1 sell Zugleich wird Relais D über den Widerstand R 2 in der Richtung vom Strom durchflossen, daß der Umschaltkontakt d in die gezeichnete Stellung kippt. Relais A kann nicht anziehen, da c 2 den Stromkreis unterbricht. Beim Schließen der Tür fällt Relais C ab. Die Anlage befindet sich nun in der gleichen Si-

Im Mustergerät verwendete Spezialteile

Relais D: T.rls.193p	(Siemens)
Relais E: T-rls a2 SO	(Schaltbau bzw. Völkner)
Relais F: T-rls a5 SO	(Schaltbau bzw. Völkner)
Relais G: ThS 49	(Siemens)

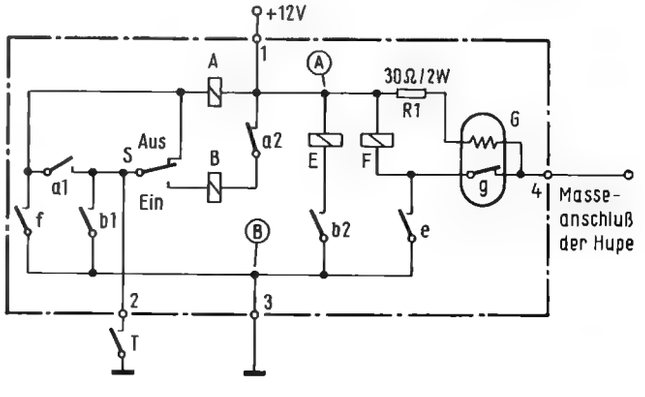


Bild 1. Die Schaltung der Einbruchsicherung

[1]) In der BRD sind die gesetzlichen Bestimmungen zu beachten, vgl. Heft 4, S. 125.

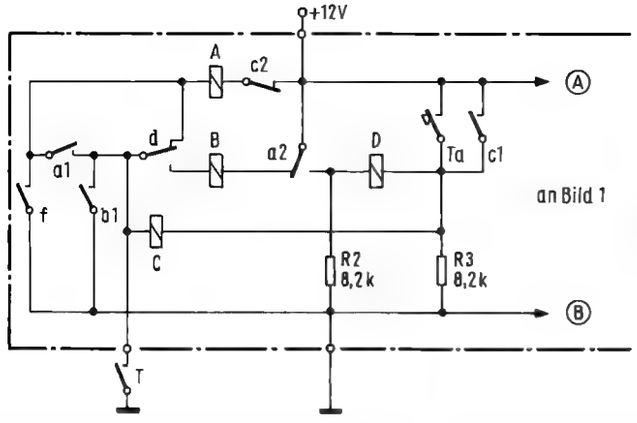


Bild 2. Erweiterte Anlage zum automatischen Einschalten bei jedem Verlassen des Wagens

tuation wie die einfachere Schaltung bei Betriebszustand Aus. Wie dort zieht beim Aussteigen Relais A an, schaltet jetzt aber über a 2 und R 3 das Relais D die andere Ruhestellung. Wird die Tür geschlossen, so ist auch hier die Bereitschaftsstellung erreicht.

Das Gerät kann leicht nachgebaut werden, am besten auf einem Al-Chassis, da eine gedruckte Schaltung kaum Vorteile bietet. Für die Relais A, B und C können alle Typen, deren Betriebsspannung kleiner oder gleich der Spannung des Bordnetzes ist, verwendet werden. Eventuell sind geeignete Vorwiderstände vorzusehen. Das Thermorelais G kann durch einen Bimetallschalter ersetzt werden.

Dietmar Bauer

Sinusgenerator in Kleinbauweise

Dieser Beitrag bringt einen Verbesserungsvorschlag für den Sinusgenerator, der in der FUNKSCHAU 1970, Heft 5, Seite 149, beschrieben wurde. Die Schaltung dürfte vor allem jene interessieren, die sich mit geringem Aufwand einen amplitudenstabilen Tongenerator zum Aufnehmen von Frequenzgängen schaffen wollen.

Beim Nachbau der genannten Schaltung stellte ich fest, daß die Amplitudenkonstantschaltung nur sehr unzureichend arbeitete. Beim Durchstimmen der Frequenz setzte die Schwingung stellenweise sogar ganz aus. Beim Aufnehmen von Frequenzgängen mußte der Eingangspegel mit dem Widerstand R 2 ständig korrigiert werden, wodurch sich die bereits eingestellte Frequenz wieder änderte.

Diese Nachteile vermeidet die von mir entwickelte Regelschaltung. Der Mehraufwand ist gering: ein Transistor, fünf Widerstände, zwei Dioden, drei Elektrolytkondensatoren.

Die Gegenkopplung erfolgt im wesentlichen über R 2, wodurch auch die Stabilisierung des Arbeitspunktes erreicht wird. Der Gegenkopplungsfaktor für Wechselspannungen hingegen wird bestimmt vom Verhältnis R 2 zu der Parallelschaltung aus dem Sourcewiderstand Rk und der als Kaltleiter betriebenen Glühlampe La. Die Regelung kommt dadurch zustande, daß der Widerstand von La in Abhängigkeit von der Ausgangsamplitude so geändert wird, daß bei ansteigender Amplitude die Gegenkopplung stärker wird und umgekehrt. Diese Widerstandsänderung der Lampe La wurde in der bisherigen Schaltung durch den relativ geringen Strom, der durch La floß, nicht genügend erreicht. Deshalb wird der Lampe in der neuen Schaltung *(Bild 1)* über den Transistor T 4 ein Zusatzgleichstrom eingeprägt, der über die Gleichrichterkombination von der Ausgangsspannung gesteuert wird. Damit ist der Regelkreis geschlossen.

Der Widerstand R 3 von 1 kΩ in der Kollektorleitung des Transistors T 4 verhindert den Kurzschluß der Gegenkopplungsspannung bei voll durchgesteuertem Transistor. Der Widerstand R 4 verringert die Regelsteilheit geringfügig und verhindert damit Schwingungen des Regelkreises, die aufgrund der Temperaturträgheit von La auftreten könnten. Die Gleichrichterkombination ist über den Widerstand R 5 an den Ausgang angekoppelt, um den Generator nicht zu sehr zu belasten.

Mit Hilfe von R 1 und R 2 wird der Arbeitspunkt so eingestellt, daß an R 6 etwa 4 V Gleichspannung stehen und die Schwingung nicht aussetzt. Im Mustergerät ergaben sich günstige Verhältnisse für R 1 = 4,7 kΩ und R 2 = 0,5 kΩ. Im Mustergerät arbeitet der Generator mit einem Stereopotentiometer von 100 kΩ. Er ist in vier Bereichen von etwa 20 Hz bis 200 kHz durchstimmbar. Die Amplitudenschwankungen betragen in den Bereichen 1 bis 3 etwa 1 dB. Im Bereich 4 liegt die Amplitude um etwa 4 dB konstant niedriger.

Für den Transistor T 4 ist jeder pnp-Typ brauchbar, der etwa 9 mA Kollektorstrom verarbeitet. Die übrigen Schaltelementewerte sind Bild 1 zu entnehmen.

Für diejenigen, die noch einen übrigen Feldeffekttransistor haben, hier eine elegantere Regelmöglichkeit *(Bild 2)*.

Anstelle des Lämpchens La wird ein FET (T 4) als steuerbarer Widerstand verwendet. Ein FET verhält sich zwischen den Anschlüssen Drain und Source für kleine Spannungen (etwa −1 V...+ 1 V) wie ein ohmscher Widerstand, dessen Größe durch die Gatevorspannung leistungslos gesteuert werden kann. Interessant ist, daß dies sowohl für kleine positive als auch kleine negative Drainspannungen gilt. Man kann deshalb die Wechselspannung direkt an die Drain- und Sourceanschlüsse anlegen, ohne eine Betriebsgleichspannung zu benötigen. Die beiden 22-kΩ-Widerstände bewirken eine Linearisierung der

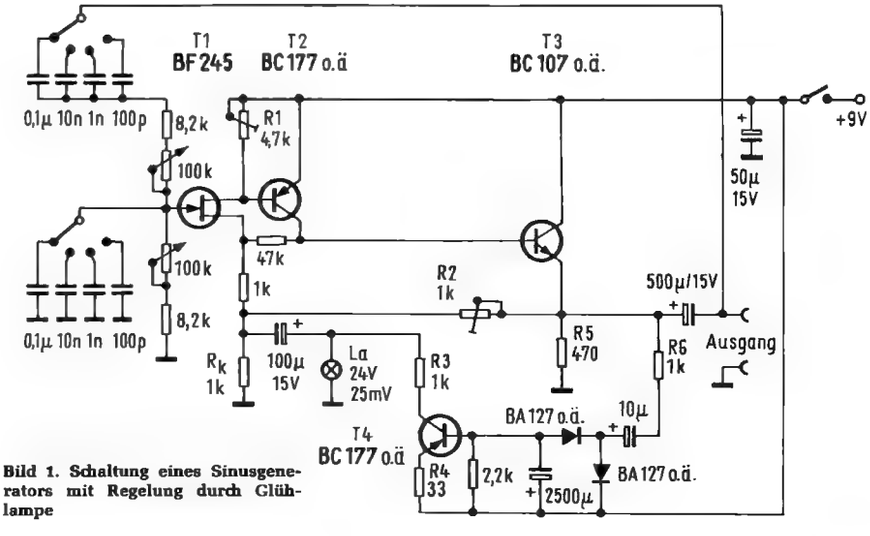


Bild 1. Schaltung eines Sinusgenerators mit Regelung durch Glühlampe

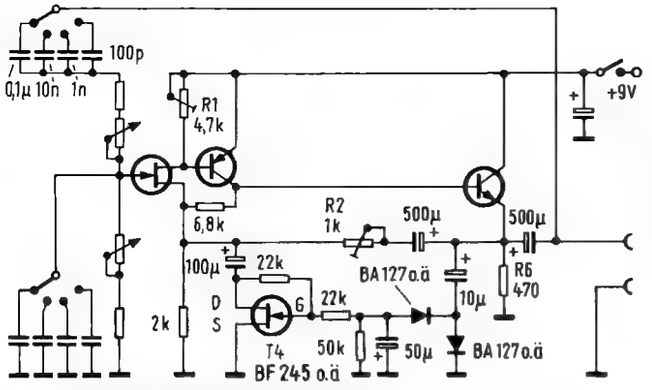


Bild 2. Schaltung eines Sinusgenerators mit Regelung durch einen Feldeffekttransistor

Die nicht bezeichneten Elemente sind aus dem anderen Bild zu entnehmen.

FET-Kennlinien für diesen speziellen Verwendungszweck.

Sonst unterscheidet sich diese Schaltung nur geringfügig von der ersten. Der Arbeitspunkt wird mit R 1 so eingestellt, daß an R 6 etwa 4 V abfallen. R 2 sorgt für eine stabile und unverzerrte Schwingung in sämtlichen Bereichen. Die Gleichrichterkombination kann hier hochohmiger sein wegen des hohen FET-Eingangswiderstandes. Eine direkte Ankopplung an den Ausgang ist daher möglich und erhöht die Regelgenauigkeit.

Die Regelgeschwindigkeit ist in dieser Version auch größer, weil die Regelung nur elektronisch erfolgt und nicht auf thermischen Effekten beruht.

Wolfgang Kortlang

Ein einfacher Zweistrahlschalter für Oszillografen

Um zwei oder mehr Vorgänge auf einem Einstrahloszillografen sichtbar zu machen, kann man einen Elektronenstrahlschalter vor den Oszillograf setzen. Hierbei wird der Eingang rhythmisch umgeschaltet. Da dies in sehr kurzer Zeit geschieht, sieht man beide Vorgänge gleichzeitig.

Zum Umschalten lassen sich nun zwei verschiedene Verfahren anwenden:

1. *Chopper-Betrieb.* Bei diesem Verfahren steht die Umschaltfrequenz in keinem Verhältnis zu der Meßfrequenz. Die Umschaltfrequenz ist meist höher als die Betriebsfrequenz. Dieses Verfahren wird bei dem hier beschriebenen Gerät verwendet.

2. *Alternating-Betrieb.* Bei dieser Betriebsart ist die Umschaltfrequenz gleich oder steht in einem bestimmten Verhältnis zur Meßfrequenz. Der Schaltungsaufwand ist für dieses Verfahren jedoch wesentlich höher.

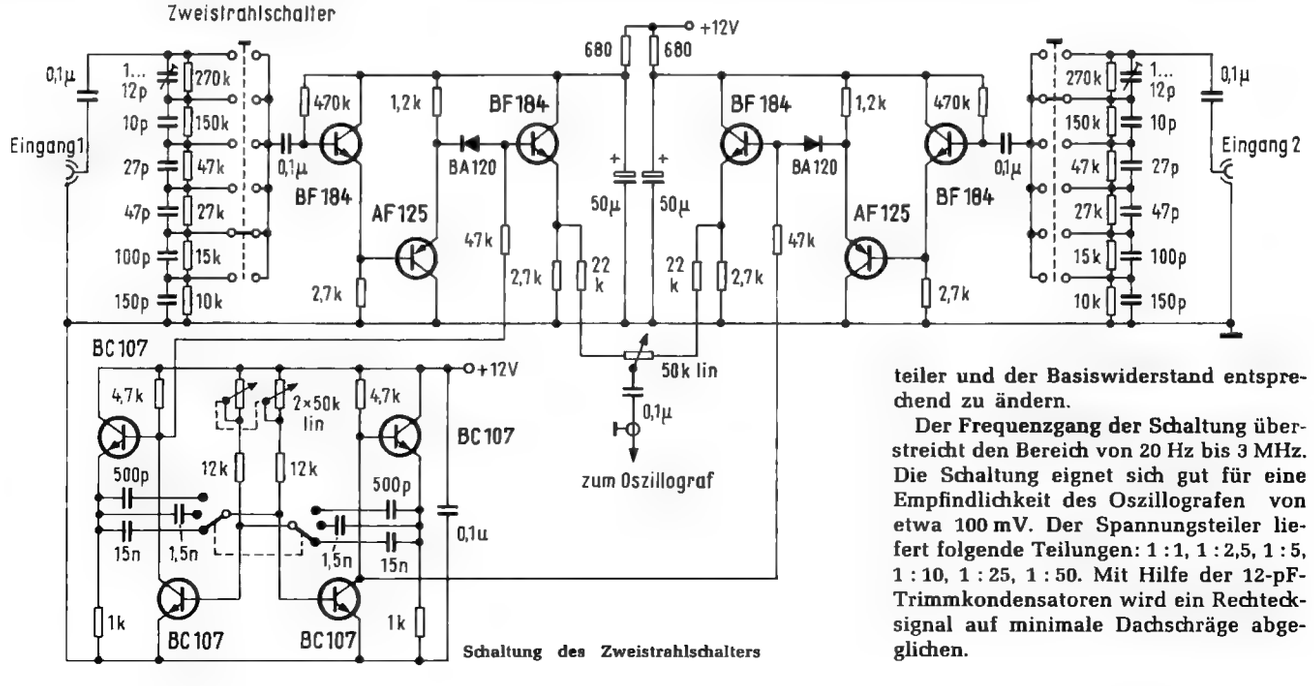
Die Schaltung

Die Umschaltfrequenz wird mit Hilfe der vier Transistoren BC 107 erzeugt *(Bild)*. Mit dem Schalter kann die Frequenz grob, mit dem Doppelpotentiometer fein verstellt werden. Die beiden Emitterfolger dienen zum Linearisieren des Rechtecksignals, das über die beiden 47-kΩ-Widerstände die Schaltdioden BA 120 steuert. Diese sind so geschaltet, daß sie ohne Ansteuerung über den 47-kΩ-Widerstand gesperrt sind. Die Spannung (≈ 5 V) von beiden Katoden gegen Masse muß ungefähr gleich sein; gegebenenfalls müssen die 470-Ω-Widerstände verändert werden.

Über den Spannungsteiler gelang die zu oszillografierenden Signale weils zu den Trenntransistoren BF 184, AF 125. Sie werden nur dann zum Ausgang durchgeschaltet, wenn die Schaltdioden positiv angesteuert werden. An den Emittern der Transistoren BF 184 werden die Signale über einen 22-kΩ-Widerstand und das 50-kΩ-Potentiometer ausgekoppelt. Letzteres dient zum Einstellen des Abstandes der Oszillogramme auf dem Oszillograf. Dabei ändert sich jedoch auch die Amplitude der beiden Signale, so daß sich zum Messen nur die Mitteleinstellung des Potentiometers eignet.

Da sämtliche Transistoren in Kollektorschaltung arbeiten, ist die Spannungsverstärkung gleich Null. Benötigt man einen hochohmigeren Eingang, so kann man statt des Eingangstransistors BF 184 einen FET, evtl. BF 245, verwenden. Naturgemäß sind dann der Spannungsteiler und der Basiswiderstand entsprechend zu ändern.

Der Frequenzgang der Schaltung überstreicht den Bereich von 20 Hz bis 3 MHz. Die Schaltung eignet sich gut für eine Empfindlichkeit des Oszillografen von etwa 100 mV. Der Spannungsteiler liefert folgende Teilungen: 1 : 1, 1 : 2,5, 1 : 5, 1 : 10, 1 : 25, 1 : 50. Mit Hilfe der 12-pF-Trimmkondensatoren wird ein Rechtecksignal auf minimale Dachschräge abgeglichen.



Schaltung des Zweistrahlschalters

Ing. Klaus Döll, DJ 6 BV

Gegengekoppelter KW-Linearverstärker

Diese Zusatz-Endstufe verstärkt Steuerleistungen von 0 W bis 250 W um nahezu konstant 6 dB. Eine Leistungsverminderung des aussteuernden Senders beim Zuschalten der Endstufe ist nicht notwendig, ein Vorteil, den geplagte DXer zu schätzen wissen werden. Mit dem Gerät können schwierige Fernverbindungen (DX) auch ohne Richtantenne sicher abgewickelt werden. Der Verstärker entspricht den in Westdeutschland gültigen behördlichen Vorschriften. Der Aufbau läßt sich mit Amateurmitteln preiswert und verhältnismäßig raumsparend ausführen.

Sechs Farbfernseh-Zeilen-Endröhren (PL 505/509) arbeiten parallelgeschaltet als gegengekoppelter Gitterbasisverstärker. Durch Ändern des Gegenkopplungsgrades kann die Verstärkung innerhalb gewisser Grenzen variiert werden. Die Gegenkopplung dient außer dem Übersteuerungsschutz des Verstärkers auch einer besseren Anpassung zwischen Steuersender und Endstufe. Nicht gegengekoppelte Verstärker weisen einen wesentlich niedrigeren Eingangswiderstand als 50 Ω auf, bei sechs parallelgeschalteten Röhren z. B. weniger als 10 Ω. Bei dem gewählten Gegenkopplungsgrad erhöht sich der Eingangswiderstand auf etwa 20 Ω. Die Anpassung ist daher befriedigend. Am Ausgang dient ein Pi-Filter zum Abstimmen auf die Sendefrequenz und zur Transformation auf die Antennenimpedanz. Das Netzteil ist so ausgelegt, daß der Verstärker bei Portabelbetrieb an Notstromaggregaten ohne den schweren Netztransformator auskommt. Am öffentlichen Stromnetz ist diese Betriebsweise unzulässig. Eine besondere Steckverbindung ermöglicht Netzbetrieb über einen Trenntransformator.

Die Schaltung

Bei ausgeschaltetem Verstärker verbinden die Ruhekontakte der beiden Relais (Rel 1, Rel 2) den Eingang (Bu 1) mit dem Ausgang (Bu 2) des Gerätes *(Bild 1)*, die Antennenleitung ist durchverbunden. Im Betrieb leitet das Relais 1 das Eingangssignal an die Katoden der parallelgeschalteten Verstärkerröhren. Einen Kurzschluß der eingespeisten Hochfrequenz verhindern die Drosseln Dr 2, Dr 3 und Dr 5. Der Katodengleichstrom fließt über Dr 5, der Heizstrom über Dr 2 und Dr 3. Zwei Widerstände verbinden die Steuergitter jeder Röhre mit der Gittervorspannung. Einer der Widerstände liegt an Stift 1, der andere an Stift 8 der jeweiligen Röhrenfassung. Der Ohmwert dieser Widerstände legt den Gegenkopplungsgrad fest.

Sämtliche an den Röhren herausgeführten Schirmgitter- und Bremsgitterzuleitungen liegen an Masse. Die Verbindung der Anoden untereinander stellen die bedämpften Drosseln Dr 7 bis Dr 12 her. Eine Induktivität (Dr 6) führt an den Verbindungspunkt dieser Drosseln die Anodenspannung. Am gleichen Verbindungspunkt leiten zwei parallelgeschaltete Kondensatoren die verstärkte Hochfrequenz zum Pi-Filter. Die Parallelschaltung zweier Kondensatoren erlaubt eine verlustarme Kopplung. Die Aufgabe der Bauelemente (Dr 6, C 11, C 12) ist es also, den Anodenkreis in einen Gleichstromkreis und in einen Wechselstromkreis aufzuspalten.

Das Pi-Filter hat auf der Eingangsseite den Drehkondensator (C 13), dazu schaltet ein 2 × 5poliger Bandschalter (S 1) die Festkapazität C 15 im 7-MHz-Bereich und zusätzlich C 14 im 3,5-MHz-Bereich parallel. Man benötigt nur eine Filterspule (L 1) für die Bereiche 3,5 MHz bis 28 MHz. Der Bandschalter (S 1) schaltet die Induktivität der Spule L 1 durch Kurzschließen verschiedener Windungen um. Am Ausgang des Filters liegen der Drehkondensator C 16 und ein Festkondensator (C 17). Der Arbeitskontakt von Relais 2 leitet das Ausgangssignal zur Antennenbuchse (Bu 2). An dieser Stelle liegt auch eine Hilfsschaltung zur Hf-Gleichrichtung. Die dort gewonnene Gleichspannung kann an Buchse 3 für Überwachungszwecke abgenommen werden. Auch ein relativer Leistungsvergleich für den Betrieb mit oder ohne Verstärker ist mit Hilfe dieser Gleichspannung möglich.

Technische Daten

- Frequenzbereiche: 80-/40-/20-/15- und 10-m-Amateurband
- Betriebsarten: Gitterbasis-B-Verst. für SSB, CW und AM
- max. Input: 1400 W PEP, 1000 W CW, 500 W AM
- Röhren: 6 × PL 505/509, 13 Dioden
- Ausgangsimpedanz: 50...75 Ω
- Output: ca. 750...1000 W, je nach Band
- Steuerleistung: 150...250 W PEP
- Eingangsimpedanz: 20...30 Ω
- Oberwellenunterdrückung: ≧ 40 dB
- Intermodulation: ≦ 30 dB
- Instrument: Gitterstrom, Anodenstrom, relativer Output an Meßbuchse
- Kühlung: Gebläse
- Anodenspannung: 560 V bei Sprachmodulation
- Netzteil: 220 V, 50 Hz, 780 VA dauerbelastbar
- Maße: Breite 225 mm, Höhe 150 mm, Tiefe 310 mm (mit Gebläse)
- Gewicht: 25 kg (mit Trenntransformator)
- Materialkosten: ca. 500 DM (mit allen Blechteilen)

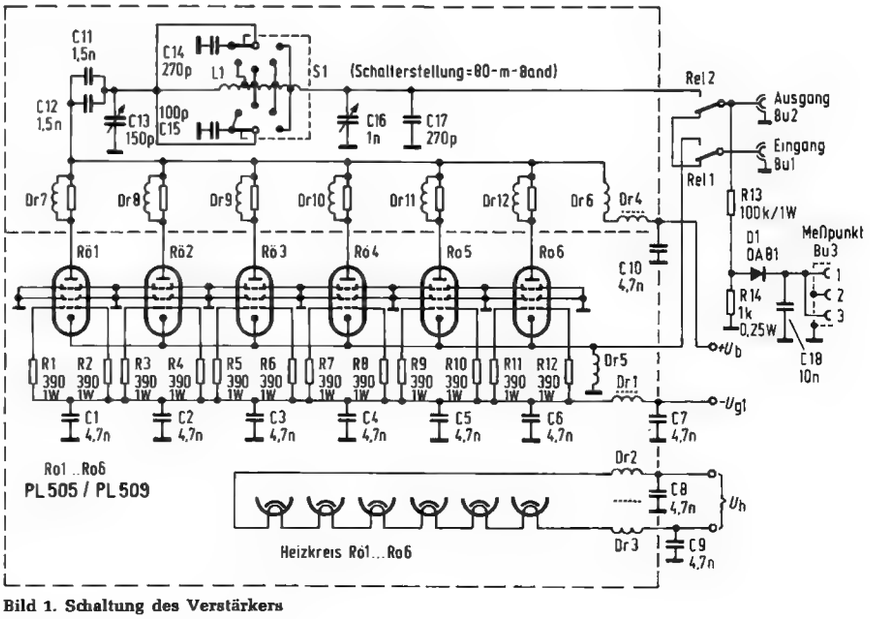


Bild 1. Schaltung des Verstärkers

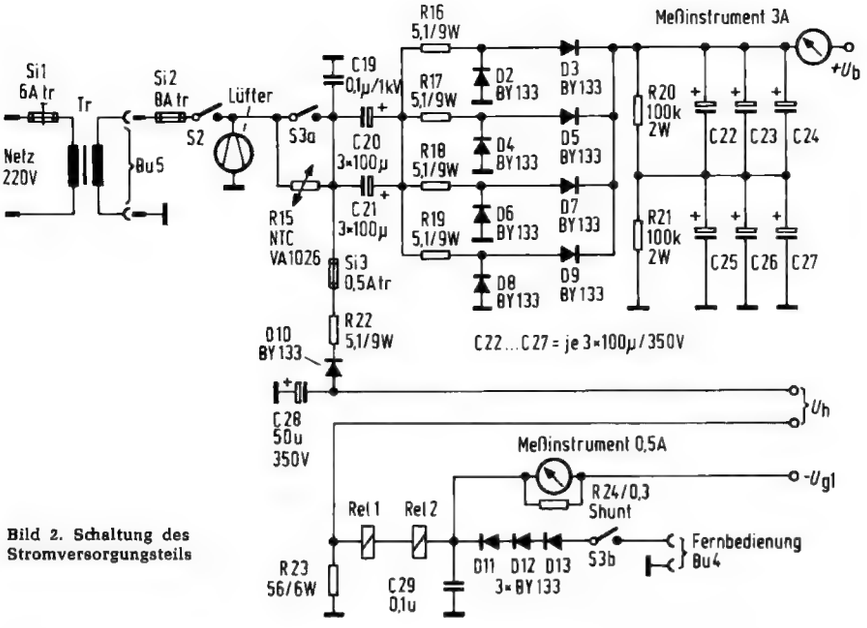


Bild 2. Schaltung des Stromversorgungsteils

Die Stromversorgung

Zwischen Netz und Trenntransformator *(Bild 2)* liegt ein Sicherungsautomat (Si 1). Im Gerät fließt die vom Netz getrennte 220-V-Wechselspannung über eine träge Sicherung (Si 2) zum Schalter S 2. Dieses Bauelement ist ein zweipoliger Kippschalter, dessen beide Kontakte parallelgeschaltet werden. Nach dem Einschalten des Gerätes erhalten zunächst alle Stromkreise über einen NTC-Widerstand (R 15) einen begrenzten Strom. Ohne den NTC-Widerstand würde der Einschaltstromstoß den Sicherungsautomaten auslösen. Nur der Lüfter des Gerätes erhält unverzüglich die volle Versorgungsspannung. Im Betrieb überbrückt der Schaltkontakt S 3a des Schalters S 3 den NTC-Widerstand. Der zweite Schaltkontakt von Schalter 3 (S 3b) ermöglicht, den Verstärker über die Fernbedienung (Bu 4) auf Sendung zu schalten. Bei geöffnetem Schalter S 3 ist kein Sendebetrieb möglich (sogenannte „standby" Schaltstellung); eine Überlastungsgefahr für R 15 besteht daher nicht.

Die bekannte unsymmetrische Spannungsverdopplerschaltung erzeugt die Anodenspannung von 560 V. Bei Einseitenband-Sprachmodulation fließt ein mittlerer Strom von etwa 0,8 A. Bei höheren Strömen (max. 2,5 A bei Eintonaussteuerung) sinkt die Anodenspannung auf 450 V. Eine stabilere Anodenspannung würde für Sprachmodulation keine Verbesserung ergeben, alle anderen Betriebsarten sind wegen der begrenzten Anodenverlustleistung der Röhren nicht im Dauerbetrieb möglich. Der Anodenstrom fließt über ein 3-A-Meßinstrument und einen Durchführungskondensator (C 10) mit Dämpfungsperle (Dr 4) zu der bereits erwähnten Induktivität Dr 6 im Verstärkerteil. Ein zweiter Stromkreis liefert die Heizspannung, die Relaisspannung und die Gittervorspannung. Eine getrennt abgesicherte Einweggleichrichtung erzeugt eine Gleichspannung, die der Elektrolytkondensator C 28 speichert. Dessen Kapazität ist so bemessen, daß die Gleichspannung im Betrieb zwischen 250 V und 260 V liegt. Über Durchführungskondensatoren (C 8, C 9) gelangt die Heizspannung zum Verstärker. Der Serienheizkreis benötigt etwa 240 V. Der Widerstand R 23 schließt den Heizkreis nach Masse. An R 23 fallen 15 V ab, die im standby-Betrieb über die Spulen von Rel 1 und Rel 2, das Gitterstrominstrument und einen Durchführungskondensator (C 7) mit Dämpfungsperle (Dr 1) in den Verstärkerteil zum Verteilerkreis der Gittervorspannung gelangen. Die Spannung sperrt den Anodenstrom der Röhren. Im Sendebetrieb liegt die Anode von Diode D 13 über den geschlossenen Schaltkontakt S 3b und den ebenfalls geschlossenen Fernbedienungskontakt im Steuersender auf Massepotential. Der nun fließende Relaisstrom schaltet die Arbeitskontakte der Antennenrelais (Rel 1, Rel 2) ein und spannt die drei Dioden (D 11, D 12, D 13) in Durchlaßrichtung vor, so daß die Spannung am Kondensator C 29 etwa 2 V beträgt. Diese 2 V sind stromunabhängig nahezu stabil und dienen als Gittervorspannung. Dabei fließt in der Endstufe der für linearen Betrieb notwendige Ruhestrom von 0,15...0,2 A. Eine lästige Potentiometereinstellung für den Ruhestrom ist überflüssig. Der bei Aussteuerung fließende, positive Gitterstrom belastet nicht das Netzteil, sondern fließt über die Dioden (D 11, D 12, D 13) nach Masse.

Der Aufbau

Der Aufbau wurde dem Stil der Station des Verfassers angepaßt. *Bild 3* läßt erkennen, daß recht kleine Chassisabmaße realisiert werden mußten (22 cm × 14 cm × 26 cm). Die Draufsicht *(Bild 4)* zeigt die Anordnung der Baugruppen im Gerät. Auf der linken Seite befinden sich an der Rückwand die verschiedenen Anschlüsse nach außen. Auf der Innenseite der Rückwand sind die beiden Relais befestigt. Davor sieht man das gesamte Stromversorgungsteil (außer dem externen Trenntransformator) nebst den zugehörigen Bedienungselementen und Meßinstrumenten, die an Durchbrüchen der Frontplatte Platz finden. Eine Metallplatte schirmt den Verstärkerteil im rechten Teil des Gehäuses zum Versorgungsteil hin ab. Auf der Rückwand ist der Lüfter befestigt. Die Röhren stehen, in einem gleichseitigen Sechseck angeordnet, im hinteren Verstärkerteil. Das Röhrenchassis schirmt die Röhren mit ihrem Ausgangsnetzwerk gegen die katoden- und gitterseitige Beschaltung ab. Die Bauelemente

◀ Bild 3. Frontansicht des Gerätes

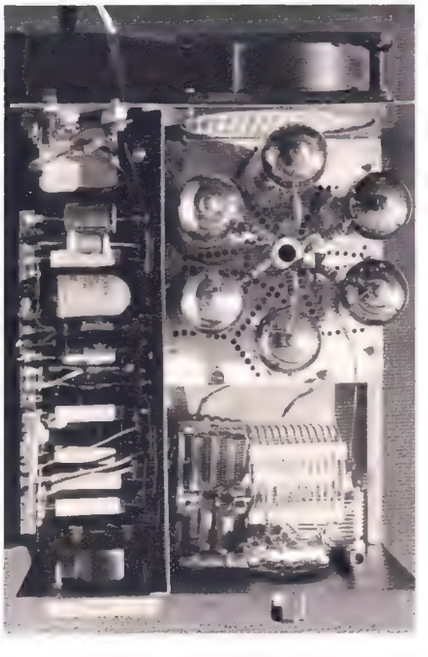


Bild 4. ▶ Draufsicht auf das geöffnete Gerät

des Pi-Filters fanden an der Frontplatte Platz, um leichte Bedienbarkeit zu gewährleisten.

Bild 5 vermittelt einen Blick auf die Rückwand und in das Stromversorgungsteil. Ganz links befindet sich das Gebläse, rechts daneben sind die Anschlußbuchsen zu sehen und auf der Innenseite der Rückwand deutlich die beiden Relais. Die Elektrolytkondensatoren C 20 bis C 27 sind mit Isolierschlauch überzogen und in zwei Reihen nebeneinander auf einer Isolierplatte befestigt. Die Lötanschlüsse dieser Elektrolytkondensatoren zeigen nach oben. Über der Isolierplatte tragen zwei Lötösenleisten die Kleinteile des Stromversorgungsteils. Bemerkenswert bei dieser Bauweise ist die geringe Erwärmung der Elektrolytkondensatoren. Die an der Frontplatte befestigten Meßinstrumente und Schalter sind ebenfalls auf Bild 5 zu erkennen.

Bild 6 zeigt die Frontplatte des Gerätes und gewährt einen seitlichen Einblick in den Verstärkerteil. Auf der linken Seite der Frontplatte sieht man oben das Anodenstrominstrument, darunter den Gitterstromanzeiger und ganz unten die Schalter für Netz und Bereitschaft (Standby). Rechts auf der Frontplatte sitzt oben der Bereichsschalter, darunter links der Antennendrehkondensator und rechts daneben der anodenseitige Drehkondensator des Pi-Filters. Im Verstärkerteil ist rechts neben dem Filter das Röhrenchassis mit den Schaltelementen des Anodenkreises zu erkennen. Den Abschluß zum Lüfter hin bildet ein luftdurchlässiges Abschirmgitter. Netz- und Verstärkerteil müssen durch ausreichend luftdurchlässige Abschirmwände vor Überhitzung geschützt werden.

In *Bild 7* wird die Verdrahtung der Röhrenfassungen gezeigt. Man erkennt, daß die Abblockung der Gitterspannung mit am Chassis befestigten Durchführungskondensatoren erfolgt. Eine geschlossene Ringleitung verbindet diese Kondensatoren miteinander. Eine zweite Ringleitung aus Kupferband verbindet die Röhrenkatoden. In der Mitte des Chassis liegt die Katodendrossel Dr 5. Trenntransformator und Sicherungsautomat finden unter dem Stationstisch Platz *(Bild 8)*.

Liste der Spezialteile

R 1 bis R 14, R 20, R 21: Kohle-Schichtwiderstände Stemag SLAD (Mütron)

R 15: Valvo-NTC-Widerstand 2322 6222 90005 Nr. 165160 (Mütron)

R 16 bis R 19, R 22, R 23: Glasierte Drahtwiderstände Stemag DAAD (Mütron)

R 24: Metallschichtwiderstand Resista RN 3 (Mütron)

C 1 bis C 10: Durchführungskondensatoren mit Gewinde Nr. 5944 (Bauer)

C 11, C 12: Keramische Hochspannungs-Scheibenkondensatoren QCX Nr. 129306 (Mütron)

C 13: Kurzwellendrehkondensator Hopt 275 Nr. 140540 (Mütron)

C 14, C 15, C 17: Keramik-Impulskondensatoren Valvo RDQU (Mütron)

C 16: Rundfunkdrehkondensator Nr. 8006 (Bauer)

C 18: Keramischer Scheibenkondensator GIX (Mütron)

C 19, C 29: Wima-Tropyfol-F-Kondensatoren (Mütron)

C 20 bis C 27: HV-Elektrolytkondensatoren, Zentralbefestigung Nr. 135405 (Mütron)

C 28: HV-Elektrolytkondensator, freitragend Nr. 135185 (Mütron)

Dr 1, Dr 4: Dämpfungsperlen Valvo 4312 020 3106 Nr. 400510 (Mütron)

Dr 2, Dr 3 Verbund: 20 Dämpfungsperlen wie Dr 1 in Serie, beide Heizleiter gemeinsam durch diese 20 Perlen geleitet (bifilar)

Dr 5: Drossel etwa 25 µH, Keramik-Widerstandskörper etwa 15 × 50 mm mit CuL-Draht 0,5 mm voll bewickeln

Dr 6: Drossel etwa 50 µH, Keramik-Widerstandskörper etwa 15 × 80 mm mit CuL-Draht 0,5 mm voll bewickeln

Dr 7 bis Dr 12: Schichtwiderstände 100 Ω, 1 W, mit 4 Windungen CuL-Draht 0,5 mm bewickeln

L 1: Spule etwa 5,5 µH, 13 Windungen Nr. 25006 (Bauer)

Röhrenfassungen: 6 Magnovalfassungen 98 LG Nr. 270350 (Mütron)

S 1: SEL-Wellenschalter SMK 35 (655) Typ A 325 Nr. 243805 (Mütron)

S 2, S 3: Kippschalter mit Zentralbefestigung 2polig aus Nr. 241130 (Mütron)

Rel 1, Rel 2: einpolige Umschaltrelais, 6 V (Kfz-Handel)

oder nur 1 zweipoliges Siemens-Schaltrelais 15 Nr. 516105 (Mütron)

Bu 1, Bu 2: Chassisbuchsen mit Flansch, Typ SO-239 Nr. 209110 (Mütron)

Bu 3: Diodenbuchse B 31 Nr. 205302 (Mütron)

Bu 4: 2 Telefonbuchsen Ib u 10 Nr. 207350 (Mütron)

Bu 5: 6polige Mehrfachsteckverbindungen Meb 60 H Nr. 206300, Mes 60 B Nr. 206310 (Mütron)

Si 1: Sicherungsautomat 6 bis 10 A träge (Elektrohandel)

Tr: Trenntransformator 780 VA Typ EMA (Dominit)

Lüfter: Nr. 4580 (Pabst)

Meßinstrument 3 A: Einbaumeßinstrument Serie MK Typ MK 52 Nr. 15 K 119 (Bürklin)

Meßinstrument 0,5 A (muß auf 0,5 A geshuntet werden): Radikator-Anzeigeinstrument Typ 20 V Nr. 12 K 130 (Bürklin)

Der Abgleich

Für den Abgleich des Pi-Filters benötigt man eine künstliche Antenne mit Hochfrequenzvoltmeter oder ein Hf-

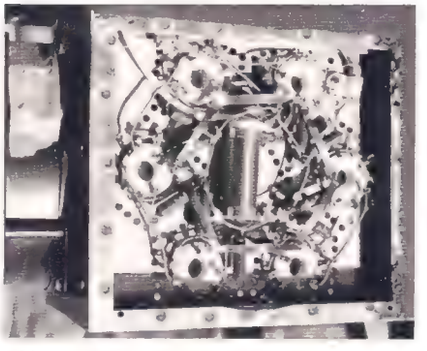


Bild 7. Verdrahtung der Röhrenfassungen

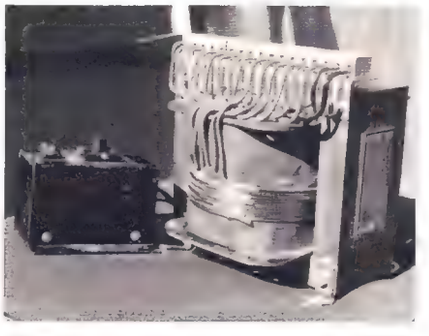


Bild 8. Externer Trenntransformator mit Sicherungsautomat

Bild 5. Rückwand und Stromversorgungsteil

Bild 6. Frontplatte und Verstärkerteil

Wattmeter. Zweckmäßig ist außerdem ein impulsgetasteter Tongenerator zur Niederfrequenzspeisung des Steuersenders. An der Spule L 1 müssen die günstigsten Anzapfpunkte für die Bereiche 28 MHz, 21 MHz, 14 MHz und 7 MHz gefunden werden. Bei der angegebenen Spule ergeben sich etwa folgende Windungszahlen:

3,5	MHz:	13 Wdg. (ganze Spule)
7	MHz:	7 Wdg.
14	MHz:	3 Wdg.
21	MHz:	2 Wdg.
28	MHz:	1 Wdg.

Die nicht benötigten Windungen werden kurzgeschlossen.

Auf maximale Leistung wird folgendermaßen abgestimmt:

1. Steuersender auf volle Leistung abstimmen!
2. Endstufe zuschalten!
3. Endstufe mit C 13 und C 16 abwechselnd auf maximale Ausgangsspannung bringen!
4. Prüfen, ob durch Nachstimmen des Steuersenders der Gitterstrom der Endstufe erhöht werden kann!
5. Abstimmung nach Punkt 3 kontrollieren!

Es ist möglich, durch geringes Verändern der Anzapfpunkte nach beiden Richtungen, den Punkt der maximalen Leistung zu finden. Beachtenswert ist die starke gegenseitige Beeinflussung von C 13 und C 16, verursacht durch die geringe Abwärtstransformation des Pi-Filters (Widerstandsverhältnisse 3 : 1 bis 2 : 1).

Tips für den Nachbau

Bei zwei Nachbauten durch verschiedene Amateure traten keine besonderen Schwierigkeiten auf. Für die Verdrahtung im Hf-Teil sollte 5 bis 6 mm breites Kupferband verwendet werden. Kurze Verbindungen, besonders nach Masse, sind wichtig. Der Schalter S 1 arbeitet in den Bereichen 14 MHz bis 28 MHz parallelgeschaltet. Die beiden Schaltkontakte werden mit Kontaktbrücken verbunden; in der Mitte dieser Kontaktbrücken werden die Verbindungsdrähte zur Spule angelötet. Als günstig hat es sich erwiesen, für die Drehkondensatoren im Pi-Filter etwas größere Kapazitäten zu verwenden (C 13 etwa 250 pF, C 16 etwa 1500 pF). Der Abstimmbereich ist dann nicht so eingeengt. Für die Gegenkopplungswiderstände R 1 bis R 12 wurden Werte zwischen 250 und 390 Ω erprobt. Bei 250 Ω kann der Verstärker mit 150 W Steuerleistung voll ausgesteuert werden. Bei 390 Ω sind 250 W Steuerleistung notwendig. Kleinere Widerstandswerte sollten nicht eingesetzt werden. Die Leistungsübernahme der einzelnen Gitter würde sich stark zum Steuergitter hin verschieben und dessen Verlustleistung überschreiten. Für kleine Steuerleistungen bei dennoch hoher Ausgangsleistung und geringer oder keiner Gegenkopplung eignen sich die Röhren 6 JS 6, 6 LQ 6, 6 KD 6 und ähnliche. Dazu muß allerdings die Konzeption des Netzteils neu durchdacht werden. Für die Mehrzahl der heute üblichen Sender stellt jedoch die beschriebene Endstufe eine brauchbare Erweiterung dar.

UKW-FM-Amateurfunk-Relaisstellen

Zur Zeit entsteht in der Bundesrepublik ein Relaisfunkstellennetz der UKW-Funkamateure. Weil die automatisch arbeitenden Stationen auf hochgelegenen Geländepunkten stehen, ermöglichen sie auch unter ungünstigen Standortbedingungen der beteiligten Amateure (keine optische Sicht, Verkehr vom Fahrzeug aus) betriebssichere Verbindungen über größere Entfernungen. Damit ein solches Netz einwandfrei funktioniert und die Relais sich nicht gegenseitig stören können, bedarf es einer sorgfältigen Planung der benutzten Kanalpaare. Damit befaßt sich zur Zeit das UKW-Referat des DARC (Deutscher Amateur-Radio-Club). Die ansteigende Funkverkehrsdichte zwang dazu, vom bisherigen 50-kHz-Kanalraster auf 25 kHz überzugehen und auch die bisherige Kanalbezifferung (z. B. U 1 für Umsetzer) zu ändern (R 1 für Relais). Das UKW-Referat veröffentlichte kürzlich die nachstehende *Tabelle*, die dem Stand von Mitte Januar 1972 entspricht. Hinter den Kanalzahlen ist zuerst die Empfangsfrequenz und nach dem Bindestrich die Sendefrequenz des Relais angeführt. Anschließend folgen Rufzeichen und Standorte der Relais.

Stand vom 13. 1. 1972

R 2 = 144,150–145,750 MHz
R 3 = 144,175–145,775 MHz
R 4 = 144,200–145,800 MHz
R 5 = 144,225–145,825 MHz
R 6 = 144,250–145,850 MHz
R 7 = 144,275–145,725 MHz
R 8 = 144,300–145,700 MHz

Kanal	Rufzeichen des Relais	Standort des Relais
R 2	DB Ø WF	Berlin (Funkturm)
R 2		Cham
R 2	DB Ø XA	Coburg
R 2	DB Ø WW	Duisburg
R 2		Feldberg (Rhein-Main)
R 2	DB Ø XH	Hamburg
R 2	DB Ø WH	Hannover
R 2	DB Ø ZF	Kaiserstuhl (Freiburg)
R 2		Kassel
R 2	DB Ø WK	Konstanz
R 2	DB Ø WL	Lahr (später ggf. R 6)
R 2	DB Ø ZM	München-Stadt (später R 6)
R 2	DB Ø ZN	Nürnberg
R 2	DB Ø ZO	Osnabrück
R 2	DB Ø WR	Stuttgart
R 2	DB Ø WB	Winterberg (Au/Inn)
R 2		Wolfsburg (nur Europa-Treffen)
R 3		Bad König (F 35)
R 3		Bocksberg (Harz)
R 3	DB Ø WG	Göppingen
R 4	DB Ø WA	Aachen
R 4	DB Ø XB	Bäderstraße (Ostsee)
R 4		Bamberg
R 4		Bentheim-Lingen
R 4	DB Ø WC	Bremerhaven
R 4		Darmstadt
R 4	DB Ø XD	Deggendorf
R 4	DB Ø WD	Deister
R 4	DB Ø ZR	Dortmund
R 4	DB Ø XR	Dreiländereck (Lörrach)
R 4	DB Ø ZZ	Grab
R 4	DB Ø XG	Greding
R 4		Hersfeld
R 4	DB Ø YK	Homberg-Kaiserslautern
R 4		Koblenz
R 4		Leer/Ostfriesland
R 4		Lindau-Northeim (Hann.)
R 4	DB Ø ZL	Lüchow/Elbe
R 4	DB Ø YS	Siegen
R 4	DB Ø WX	Triberg
R 4	DB Ø ZW	Weiden
R 5		Hoher Meißner
R 5	DB Ø WN	Ochsenwang
R 6		Andernach-Mayen
R 6	DB Ø ZA	Aschberg (Rendsburg)
R 6		Bremen
R 6	DB Ø WT	Detmold
R 6	DB Ø WE	Essen
R 6	DB Ø WS	Goslar-Steinberg
R 6	DB Ø ZH	Heidelberg
R 6	DB Ø YH	Höchenschwand (Hochschwarzwald)
R 6	DB Ø WV	Höchsten (Oberschwaben)
R 6		Köln-Bergheim
R 6		Knüll
R 6	DB Ø XS	Merzig/Saar
R 6	DB Ø WM	Münster/Westf.
R 6	DB Ø ZB	Ochsenkopf
R 6	DB Ø WZ	Würzburg
R 7	DB Ø ZU	Zugspitze (z. Z. noch R 6)
R 8	DB Ø XA	Altenwalde
R 8		Kalmit
R 8	DB Ø YY	Ludwigsburg (später R 3)

Np/dB-Rechenscheibe

Die Deutsche Bundespost benutzt künftig, einer CCITT-Empfehlung folgend, bei der Angabe von logarithmischen Spannungs- und Leistungsverhältnissen Dezibel (dB) statt Neper (Np). Für eine längere Übergangszeit muß das Betriebs-, Prüffeld- und Planungspersonal mit beiden Werten arbeiten, weil die vorhandenen Anlagen meist auf Neperbasis entwickelt wurden und eine Umrüstung der Meßgeräte von Np- auf dB-Skalen nicht immer möglich ist. Das damit verbundene Umrechnen von Np in dB und umgekehrt soll eine von SEL entworfene Rechenscheibe erleichtern. Sie wurde von der Deutschen Bundespost für ihre Dienststellen übernommen.

Mit 11,5 cm Durchmesser hat die aus Kunststoff gefertigte Np/dB-Rechenscheibe kleines Taschenformat. Sie erlaubt digitales Ablesen, wobei farbiger Druck das Auffinden der einander zugeordneten Werte erleichtert. Eine Seite der Scheibe trägt Np/dB-Skalen für Werte von 0...11,95 Np, die andere Bereiche von + 39 dBm bis − 119 dBm, die zugehörigen Spannungsverhältnisse U/U_0 sowie die Leistungswerte P.

In begrenztem Umfang gibt SEL, Abt. WÜS/VTF, Stuttgart 40, die dB-Scheibe gegen eine Schutzgebühr von 4.80 DM ab.

Tschebumm — ein elektronisches Schlagzeug

Ing. (grad.) Werner Wittke

Wer selbst ein Musikinstrument spielt, wird die rhythmische Untermalung seiner Musik durch ein elektronisches Schlagzeug sicherlich begrüßen. Nicht immer wird es dafür notwendig sein, eine aufwendige und entsprechend teure, handelsübliche Rhythmusbox zu erwerben, zumal wenn es noch an der musikalischen Meisterschaft fehlt und wenn man ein ausreichend beschaffenes Begleitgerät selbst bauen kann.

Das hier beschriebene elektronische Schlagzeug *Tschebumm* ist als relativ einfache Kompromißlösung unter Verwendung vorhandener Silizium-Dioden und -Transistoren entstanden. Natürlich hätte das Gerät bei Anwendung von integrierten Schaltungen noch wesentlich verkleinert werden können. Die erreichten Eigenschaften dürften aber bemerkenswert genug sein, den Nachbau anzureizen und vorhandene „gestrige" Bauelemente nützlich anzuwenden.

Grundsätzliche Eigenschaften

Tschebumm ist ein taktgesteuertes elektronisches Schlagzeug einschließlich Endverstärker und Lautsprecher mit einem Gesamtstromverbrauch von 36 mA bei 11 V Betriebsspannung (etwa 0,4 W), gewonnen aus dem Wechselstromnetz 220 V ~, verwirklicht in den Geräteabmessungen 183 × 143 × 85 mm *(Bild 1)*. Trotz der geringen Gesamtleistungsaufnahme liefert es ausreichende Zimmerlautstärke von rhythmischen Perkussionsklängen (große Trommel und Jazzbesen), und zwar in den Rhythmen Marsch, Foxtrott, Swing, Tango und Walzer. Interessante rhythmische Kombinationen sind bei kleinstem Aufwand dadurch möglich, daß die erzielbaren Perkussionseffekte der großen Trommel und des Jazzbesens durch Drehschalter getrennt einstellbar sind.

Die Schaltung

Die Transistorstufen T 1, T 2 *(Bild 2)* stellen einen einfachen astabilen Multivibrator dar, der annähernd rechteckförmige Spannungen der Grundfrequenz (etwa 125 Hz) fortlaufend für die erwünschten Effekte *große Trommel* erzeugt. Die Transistorstufen T 3 bis T 7 bilden hingegen einen bemerkenswert stabilen Rauschgenerator für die Jazzbeseneffekte. Rauschquelle ist die in Sperrichtung betriebene Basis-Emitter-Strecke des Transistors T 4.

Diese beiden Quellen – astabiler Multivibrator und Rauschgenerator – werden nur bei positiven Spannungssprüngen an den Kondensatoren C 15, C 16 bzw. C 14 mit perkussionsartiger Wirkung zur jeweiligen Stufe T 8 bzw. T 9 durchgeschaltet. Im Falle eines positiven Spannungssprunges z. B. am Kondensator C 15, geliefert vom Taktteil (T 10 bis T 17 mit Auswahl über Schalter S 1, Dreharm 1), werden die Dioden D 6 und D 3 geöffnet, und zwar mit abnehmender Wirkung, was durch den Widerstand R 28 zeitlich für die schnellstmögliche Taktfolge bemessen wird. Entsprechend gelangen über die Diode D 3 perkussionsartig geformte, noch rechteckförmige Amplituden vom astabilen Multivibrator T 1, T 2 zum zweigliedrigen RC-Glied R 29, C 8, R 30, C 9, das praktisch nur die entsprechende Grundfrequenz 125 Hz perkussionsartig zur Stufe T 8 durchläßt, während die überlagerte perkussionsartige Gleichkomponente durch die folgende Drossel Dr weitgehend unterdrückt wird. Negative Spannungssprünge am Kondensator C 15 lösen dagegen keine Perkussionseffekte aus. Sie werden von der Diode D 5 und Begrenzungswiderstand R 20 abgefangen.

Ähnlich wirkt die perkussionsmäßige Formung der Rauschvorgänge über den Kondensator C 16 bzw. C 14, die taktmäßig getrennt angesteuert werden (Takt 1 bzw. Taktauswahl über Schalter S 2). Die perkussionsbewerteten Rauschvorgänge gelangen über Bemessungswiderstände ohne jegliche Frequenzbandbeschneidung (keine Ableitkondensatoren) zur Stufe T 9.

Die Stufen T 8, T 9 stellen mit ihrem gemeinsamen Ausgang einen Mischverstärker mit zwei Eingängen dar. Die ausgangsseitige Drossel Dr unterdrückt – wie schon erwähnt – unerwünschte Gleichkomponenten der Nutzvorgänge, um dem Endverstärker (Stufen T 18, T 19) zwar jeweils nur kurzzeitige, aber bei der Lautsprecherwiedergabe doch störende Hochtastungen zu ersparen. Die Nutzvorgänge mit Frequenzen 125 Hz und höher fallen jedoch an der Drossel Dr in genügender Spannungsgröße an. Allerdings muß eine Überbewertung der höherfrequenten Rauschbestandteile bei den Jazzbeseneffekten vermieden werden, wozu das RC-Glied R 7, C 13 dient.

Am Lautstärkeeinsteller L lassen sich die perkussionsbewerteten Nutzspannungen große Trommel und Jazzbesen abgreifen. Sie werden dem Endverstärker T 18, T 19 zugeführt. Die Widerstände R 19, R 26 wurden so bemessen, daß bei den verwendeten Transistoren T 18, T 19 ein mittlerer Ausgangsgleichstrom in Höhe von 20 mA durch den Lautsprecherübertrager LÜ fließt.

Der Taktteil mit den Stufen T 10 bis T 17 und Schalter S 1 und S 2, der positive Spannungssprünge in jeweils richtiger rhythmischer Folge zu liefern hat, enthält den Taktgenerator T 10, T 11, einen Langsam-Rechteckgenerator mit dem Frequenzeinsteller F. Die Taktfrequenz kann im Bereich von 2,4 bis etwa 8 Hz (Rechteck) eingestellt werden. Über die Diode D 14 bleibt der Taktgenerator

Bild 1. „Tschebumm" mit Fußschalter, zum Größenvergleich ein 36bässiges Akkordeon

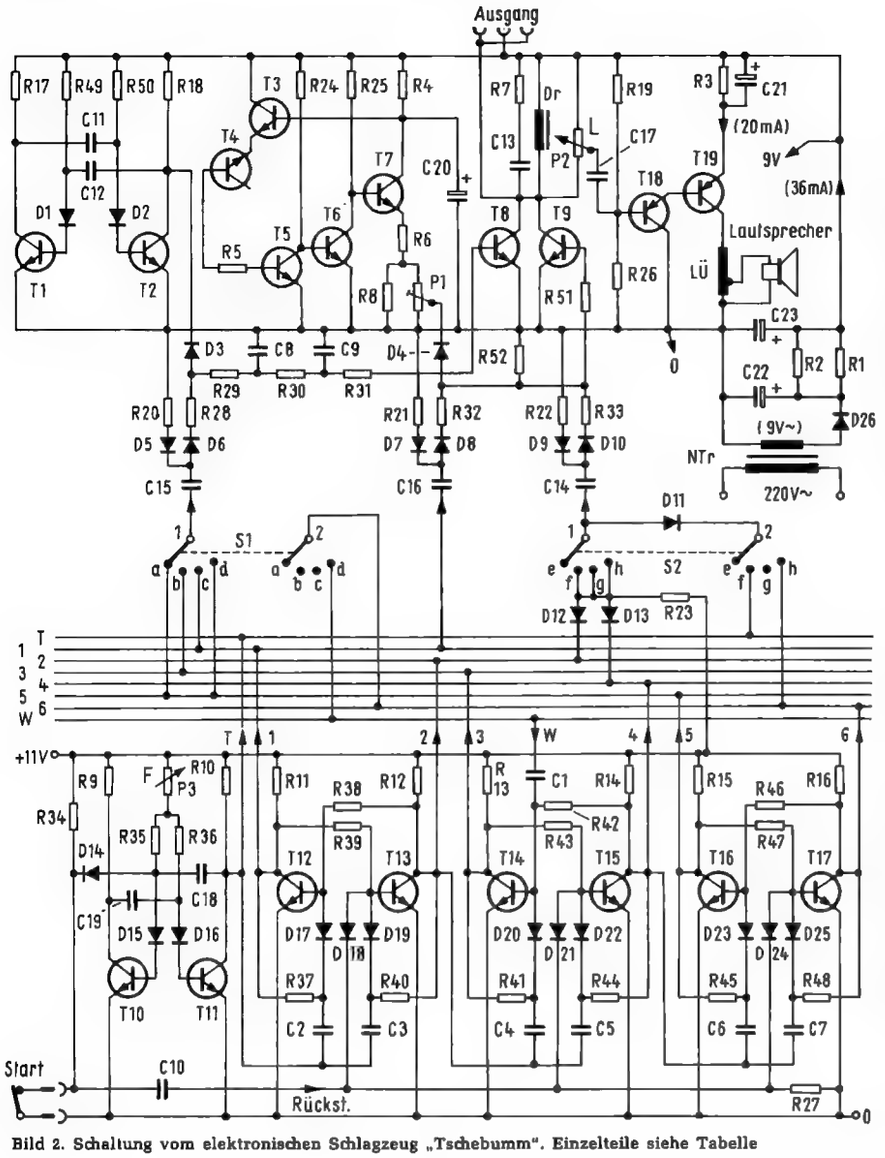


Bild 2. Schaltung vom elektronischen Schlagzeug „Tschebumm". Einzelteile siehe Tabelle

solange unwirksam, wie der Startschalter (Fußschalter) noch geschlossen ist. Wird er jedoch geöffnet, so schwingt der Taktgenerator an. Die folgenden Flipflopstufen T 12, T 13 und T 14, T 15 sowie T 16, T 17, denen beim Letztrücklegen des Startschalters eindeutige Rückstellbedingungen diktiert wurden, teilen nun in bekannter Weise die angelieferten Rechteckvorgänge jeweils auf die

Tabelle der Einzelteile

Kondensatoren

C 1 bis C 7	1 nF
C 8 bis C 10	22 nF
C 11, C 12	47 nF
C 15	68 nF
C 13, C 14	0,1 µF
C 16	0,22 µF
C 17 bis C 19	1 µF
C 20	50 µF (12/15 V)
C 21	100 µF (6 V)
C 22	100 µF (15/18 V)
C 23	5000 µF (12 V)

Siliziumdioden

D 1 bis D 25	18 P 210 o. ä.
D 26	BY 127

Siliziumtransistoren

T 1 bis T 17	2 N 2926 o. ä.[1])	(npn)
T 18, T 19	2 N 2904	(pnp)

Drosselspule

Dr 2,2 H (Vorstufenübertrager aus japan. Kleinempf., Primär- und Sek.-Wicklung in Reihe)

Widerstände

R 1	39 Ω
R 2	62 Ω (Korrekt.)
R 3	100 Ω
R 4	2,2 kΩ
R 5, R 6	2,4 kΩ
R 7	2,7 kΩ
R 8 bis R 16	5,6 kΩ
R 17, R 18	6,8 kΩ
R 19	11 kΩ
R 20 bis R 23	12 kΩ
R 24 bis R 27	24 kΩ
R 28 bis R 48	100 kΩ
R 49, R 50	120 kΩ
R 51	390 kΩ
R 52	2,2 MΩ

sämtlich 1/4 W belastbar

Potentiometer

P 1	5 kΩ, Trimmpot.
P 2	10 kΩ lin.
P 3	150 kΩ lin.

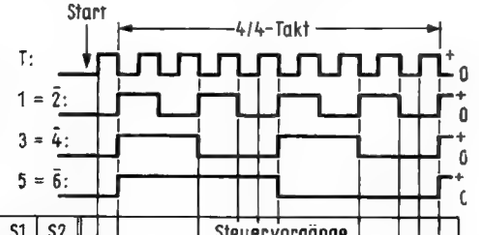
Lautsprecher

Lspr 5 Ω, Ovaltype (150 × 80 mm) mit LÜ (215 Wdg. 10,7 mm CuL auf Kern M 42 und Abgriff bei der 65. Wdg.)

Einzelteile, Platinen, Bausatz (ITT Schaub-Lorenz, Abt. Lehr- und Hobbykits)

[1]) (T 8, T 9: β > 300)

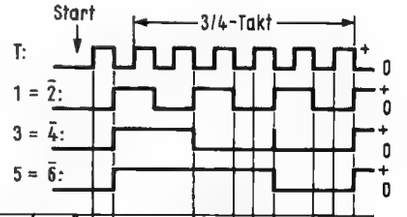
Bild 3. Taktschema und Steuervorgänge der wichtigsten 4/4-Takte



4/4-Takte	S1	S2	Steuervorgänge
Marsch	a	e	
Marsch, Foxtrott	b	e	
Swing	b	f	
(swingähnlich)	b	g	
Tango	c	h	

● große Trommel
○ Jazzbesen

Bild 4. Taktschema und Steuervorgänge der verschiedenen 3/4-Takte



3/4-Takte	S1	S2	Steuervorgänge
Walzer normal	d	e	
Walzer (Swing)	d	f	
Walzer (swingähnl.)	d	g	
Walzer (Tango)	d	h	

● große Trommel
○ Jazzbesen

halbe Rechteckfrequenz. An den Ausgängen T, 1 bis 6 stehen dann zeitabhängige Spannungsvorgänge zur Weiterverarbeitung in den Perkussionsteilen mit eindeutigem Anlaufschema zur Verfügung. *Bild 3* zeigt das 4/4-Taktschema und die mit den Schaltern S 1 und S 2 erzielbaren Steuervorgänge für die hauptsächlichsten Rhythmen Marsch, Foxtrott, Swing, swingähnlich und Tango, während die geschaltete Verbindung vom Taktausgangs 6 zum Nebeneingang W (Schalter S 1 in Stellung d) 3/4-Taktsteuerungen in Kombinationen nach *Bild 4* erlaubt. Mit dem Einsteller F lassen sich beim 4/4-Taktbetrieb 18 bis 57 volle Takte je Minute einstellen (beim 3/4-Taktbetrieb entsprechend 24 bis 75 volle Takte je Minute).

Die getrennten Rhythmeneinstellungen an den Schaltern S 1 und S 2 bieten zwei große Vorteile gegenüber bedienungsmäßig günstigeren Tasten je Rhythmusart. Bei zwei Schaltern mit je vier Drehstellungen sind insgesamt 16 nützliche Kombinationen möglich. Außerdem ist der Aufwand an Entkopplungsdioden gering. ODER-Glieder sind für die Trennung einzelner Steuervorgänge hier überhaupt nicht nötig. Erforderlich ist lediglich ein UND-Glied mit den Eingangsdioden D 12, D 13 und dem zusätzlich schaltbaren Eingang über die Diode D 11 für die Erzeugung von Swing- bzw. Tango-Rhythmen.

Für das Gerät wurden grundsätzlich nur vorhandene 1/4-W-Widerstände verwendet. Die verwendeten Einzelteile gehen aus der *Tabelle* hervor. (I 103)

Stereoverstärker mit 2 x 6 W Ausgangsleistung

Das *Bild* zeigt die Schaltung eines Verstärkers (nur ein Kanal) mit einer komplementärsymmetrischen Phasenumkehrstufe, die die Endstufe ansteuert (quasikomplementäre Schaltung). Diese Schaltung wird heute für mittlere und große Leistungen überwiegend angewendet.

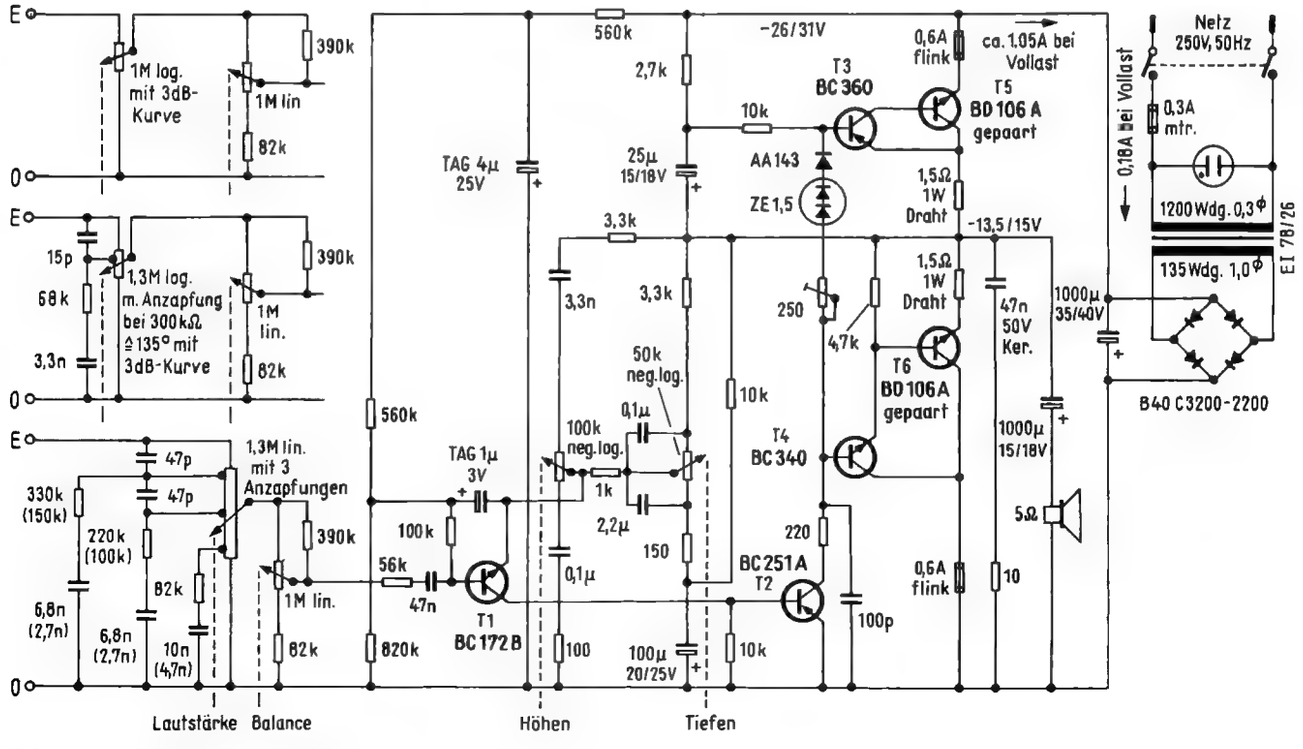
Das Klangeinstell-Netzwerk liegt mit je einem Potentiometer zur stufenlosen Einstellung der Höhen und Tiefen im Gegenkopplungszweig, zwischen Ausgang und Emitter des Eingangstransistors. Höhen und Tiefen lassen sich bei 100 Hz bzw. 10 kHz um etwa ± 12 dB verändern, bezogen auf 1 kHz.

Die arbeitspunktstabilisierende Gleichstromgegenkopplung verläuft über dasselbe Netzwerk. Aufgrund sorgfältiger Dimensionierung der Schaltung war es möglich, im Netzteil auf die sonst bei B-Verstärkern übliche Stabilisierung der Versorgungsspannung zu verzichten und mit einem einfachen Ladekondensator auszukommen. Der Ruhestrom der Endstufe wird durch Dioden gegen Schwankungen von Versorgungsspannung und Umgebungstemperatur stabilisiert. Für jeden Endtransistor ist ein Kühlkörper oder ein Kühlblech mit einem Wärmewiderstand < 15 grd/W erforderlich. Man kann auch alle vier Endtransistoren auf einem gemeinsamen Kühlkörper oder -blech anordnen, der dann einen Wärmewiderstand < 3,5 grd/W haben sollte. Anstelle des Transistors BD 106 A kann in der Endstufe auch der Typ BD 306 A eingesetzt werden.

Am Verstärkereingang sitzen die Potentiometer für die Einstellung von Lautstärke und Balance. Für das Lautstärkepotentiometer werden drei Versionen angegeben: logarithmisches Potentiometer ohne Anzapfung, logarithmisches Potentiometer mit einer Anzapfung zwecks physiologischer Lautstärkeeinstellung sowie lineares Potentiometer mit drei Anzapfungen, bei dem der logarithmische Verlauf und der physiologische Frequenzgang durch RC-Beschaltung der Anzapfungen in guter Näherung zu erzielen sind. Die RC-Werte in Klammern ergeben eine stärkere Tiefenanhebung in Anlehnung an Fletcher-Munson, während die Werte ohne Klammern auf der I.S.O-Empfehlung R. 226 basieren..

Der Verstärker hat bei einer Ausgangsleistung von 2 × 6 W im Frequenzbereich von 50 Hz bis 20 kHz einen Klirrfaktor < 0,5 % bei linearer Klangeinstellung. Die Eingangsspannung für Vollaussteuerung liegt bei 350 mV, und der Eingangswiderstand beträgt etwa 1 MΩ.

(Nach Unterlagen von Intermetall.)



Schaltung eines kompletten Stereoverstärkers. Der zweite Kanal ist schaltungsgleich. Gleichrichter und Netztransformator versorgen beide Kanäle

Werner Schott

Verzögerungsschaltung mit Thyristoren

Ebenso wie Transistoren eignen sich auch Thyristoren als Schaltelemente für elektronische Verzögerungen. Eine solche Schaltung wird besonders dann einfach, wenn nicht allzu hohe Anforderungen an die Genauigkeit gestellt werden. Vorteilhaft ist auch, daß man relativ leistungsstarke Verbraucher, wie Schütze, Magnete, Ventile, Warnsirenen usw., direkt an den Thyristorlastkreis anschließen kann. In *Bild 1* wird die Genauigkeit durch die Z-Diode bestimmt. Sie ist, wie die *Tabellen 1* und *2* zeigen, relativ gut. Die Sperreigenschaften der Tetrode BRY 20 gestatten dabei einen

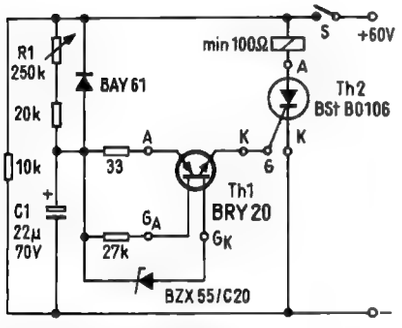


Bild 1. Verzögerungsschaltung mit Thyristor und Tetrode

hochohmigeren RC-Zeitkreis als in der Schaltung nach *Bild 2*. Die Durchbruchspannung und die dabei garantierten Sperrströme des Diacs TV 503 in Bild 2 streuen etwas stärker, deshalb können die Anforderungen an diese Schaltung nicht zu hoch gestellt werden.

Mit dem Schließen des Schalters S in der Schaltung nach Bild 1 beginnt die Aufladung des Kondensators über die Ladewiderstände R 1. Sobald die Kondensatorspannung die Durchbruchspannung der Z-Diode erreicht und überschreitet, fließt der für die Thyristor-Tetrode BRY 20 erforderliche Steuerstrom. Diese Thyristor-Tetrode zündet, und ihre Anoden-Katodenstrecke wird leitend. Die Kondensatorspannung bricht zusammen, und es entsteht ein Ansteuerimpuls für das Thyristor-Gate. Der Thyristor zündet, und der Lastwiderstand wird an volle Versorgungsspannung gelegt. Die Verzögerungszeit ist mit dem Potentiometer R 1 einstellbar.

In der Schaltung nach Bild 2 bestimmt der Diac die Schwellenspannung der Verzögerungsschaltung. Beim Anschalten der Versorgungsgleichspannung an das Zeitglied durch den Schalter S beginnt die RC-Aufladung. Beim Erreichen der Schwellenspannung, die bestimmt wird durch die Nullkippspannung des Diacs (etwa 30 V), zündet dieser und bricht auf die Durchlaßspannung zusammen. Der entstehende Kondensator-Entladestromstoß am Thyristor-Gate zündet den Thyristor, und der Verbraucher erhält die Spannung. Die Verzögerungszeit wird mit dem Potentiometer R 1 eingestellt.

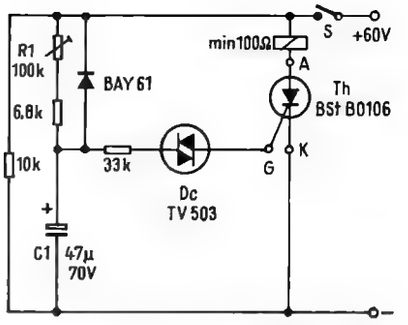


Bild 2. Verzögerungsschaltung mit Thyristor und Diac

Tabelle 1. Technische Daten der Schaltung nach Bild 1

maximaler Lastwiderstand R_L: 860 Ω
minimaler Lastwiderstand R_L: 100 Ω
Verzögerungszeit: 0,3 bis 3,6 s

Tabelle 2. Technische Daten der Schaltung nach Bild 2

maximaler Lastwiderstand: 860 Ω
minimaler Lastwiderstand: 100 Ω
Verzögerungszeit: 0,3 bis 3,8 s

Dipl.-Phys. Leo Schweri

Eichgenerator — selbstgebaut

2. Teil

Im ersten Teil dieser Bauanleitung, die in Heft 6/1972, Seite 189, erschien, erläuterten wir Prinzip und Wirkungsweise der Gesamtschaltung. Diese Ausführungen setzen wir nachstehend fort.

Funktionsweise der Stromversorgung

Auch über die Stromversorgung soll etwas gesagt werden. Sie ist entscheidend dafür, daß man einwandfreie Rechtecksignale erhält. Da der L-Zustand im wesentlichen der Speisespannung entspricht, äußert sich jede Brummspannung und jeder Störimpuls in der Stromversorgung als Unregelmäßigkeit im Impulsdach der Mäandersignale. Im ungünstigsten Falle können diese Unregelmäßigkeiten sogar zu Fehlschaltungen führen. Um diesen Schwierigkeiten von vornherein aus dem Weg zu gehen, wird ein integriertes Netzgerät verwendet. Der Baustein MC 1469 R regelt Spannungsschwankungen sehr schnell aus und eignet sich vorzüglich für die Anwendung im vorliegenden Gerät. Die Schaltung des Netzgerätes geht aus dem Schaltplan hervor. Die Ausgangsspannung läßt sich mit R 1 verändern. Der Transistor 2 N 706 in Verbindung mit dem Widerstand R_{SC} macht das Netzgerät kurzschlußsicher. Die *Tabelle 4* zeigt die integrierten Schaltungen und nennt deren Hersteller.

Hinweise zum Aufbau

Das ganze Gerät wird auf kupferkaschierten Isolierplatten aufgebaut

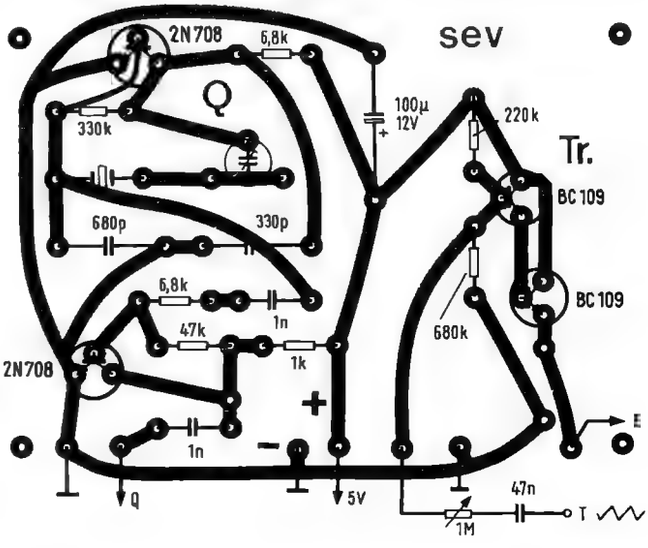
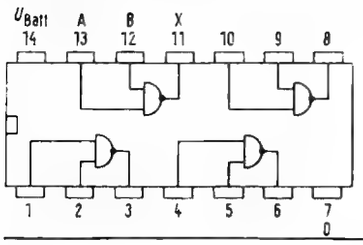
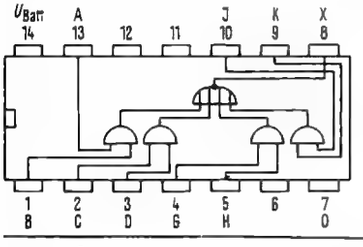
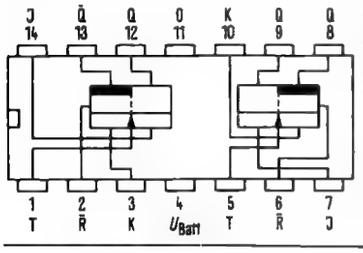
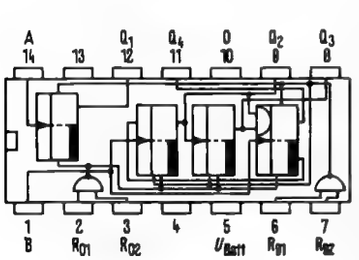
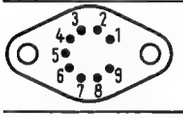


Bild 8. Bestückungsplan der Oszillator- und Triggerplatine. Der Maßstab ist 1 : 1

Tabelle 4. Integrierte Schaltungen

Zeichnung	Beschreibung	einige Typen anderer Hersteller	
	SN 7400 N (Texas Instr.)	Motorola National Semiconductors Sprague Siemens Philips Transitron	MC 7400 P DM 7400 N US 7400 A FLH 101 FJH 131 TG 7400 E
	SN 7454 N	Motorola National Semiconductors Sprague Transitron Siemens Philips	MC 7454 P DM 7454 N US 7454 A TG 7454 E FLH 161 FJH 161
	SN 7473 N Eingänge: 1, 5 Ausgänge: 13, 9 Rücksteller: 2, 6 In der beschriebenen Schaltung müssen die 3, 4 und 7 sowie 10 und 14 mit + 5 V verbunden werden.	Motorola National Semiconductors Sprague Transitron Siemens Philips	MC 7473 P DM 7473 N US 7473 A TF 7473 E FLJ 121 FJJ 121
	SN 7490 N Der Baustein enthält einen symmetrischen (1 : 2)-Teiler und einen asymmetrischen (1 : 5)-Teiler, die in Serie geschaltet werden. Das Ausgangssignal ist symmetrisch, wenn zuerst (1 : 5)- und danach (1 : 2)-Teiler geschaltet wird. Eingang: 1 oder 14 Ausgang: 11 oder 12 Zu verbinden sind 2 und 5 für + 5 V sowie 6 und 7 für 0 V.	Motorola National Semiconductors Sprague Transitron Siemens	MC 7490 P DM 7490 N USN 7490 A TC 7490 E FLJ 161
	MC 1469 R (Motorola) Der Baustein ist von der Bestückungsseite her gezeichnet.	Bausteine anderer Firmen können nicht ohne Änderung der Schaltung übernommen werden.	

Die Aufzählung der Hersteller ist willkürlich und unvollständig.

und zwar sind der Oszillator und die Platte mit dem Emitterfolger des Triggers als unabhängige, gedruckte Schaltung ausgeführt. Verwendet man nicht die in *Tabelle 5* angegebenen Platinen, fertigt man eine maßgerechte Zeichnung der Printplatten an und überträgt sie mit einem Kohlepapier auf die saubere Schichtseite der kaschierten Platte, die vorher mit der Laubsäge (Metallblatt) auf das richtige Format zugeschnitten wurde. Mit einem Körner markiert man jene Stellen, an denen später Löcher gebohrt werden müssen. Man achte jedoch beim Ankörnen darauf, daß die Isolierplatte nicht springt. Danach werden die Leiterbahnen mit einer wasserfesten Tusche und einer breiten Reißfeder ausgezogen. Die Lötaugen lassen sich leicht mit einem Fallzirkel zeichnen. Nachdem die Tusche eingetrocknet ist, wird die Schaltung in Eisen-(III-)chloridlösung geätzt. Vorsicht vor Spritzern! Mit Brennsprit läßt sich die Tusche wieder von der fertig geätzten Platte und von den Zeichengeräten entfernen. Zum Bohren der Löcher verwendet man am besten Bohrer mit einem Durchmesser von 1,1 mm bis 1,3 mm, die man mit größtmöglicher Geschwindigkeit, aber wenig Druck, drehen läßt. Die *Bilder 8* und *9* zeigen von dem in Tabelle 5 genannten Unternehmen hergestellten Schaltungsteile. Die Printplatte für die Teilerkette ist in *Bild 10* dargestellt.

Selbstverständlich wäre es möglich, Emitterfolger, Oszillator und den Netzteil auf einer einzigen Printplatte aufzubauen. Da der mechanische Aufbau des Gerätes ganz und gar unkritisch ist, erübrigen sich genaue Anleitungen für den mechanischen Zusammenbau. Immerhin soll der von mir eingeschlagene Weg, im Sinne einer Anregung, kurz beschrieben werden:

1. Gehäuse: Um Abstrahlungen des Oszillators (1 MHz und Oberwellen!) zu vermeiden, muß ein Metallgehäuse verwendet werden. Das Gerät soll seinen Platz auf dem Arbeitstisch erhalten, wo ohnehin meist Platzmangel herrscht. Der Hauptverwendung entsprechend steht es neben dem Oszillografen, wo gewöhnlich Raum in die Tiefe und in die Höhe vorhanden ist. Es wurde aus diesen Überlegungen heraus ein quaderförmiges Stahlblechgehäuse gewählt, das auf seiner Schmalseite steht *(Bild 11)*.

2. Servicefreundlichkeit: Da es sich um ein Selbstbaugerät handelt, sollten Änderungen jederzeit leicht auszuführen

Tabelle 5. Spezialteile

Halbleiter: Texas Instruments, Motorola, Philips.

Quarz: BC 221 – Eichquarz

Stecksockel für IS: Barnes Corp.

Platinen oder Bausatz: Schwille electronics

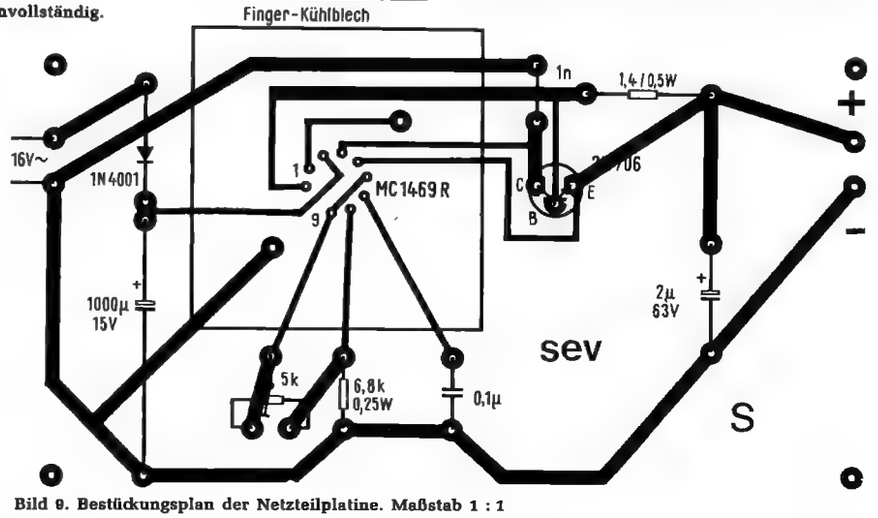


Bild 9. Bestückungsplan der Netzteilplatine. Maßstab 1 : 1

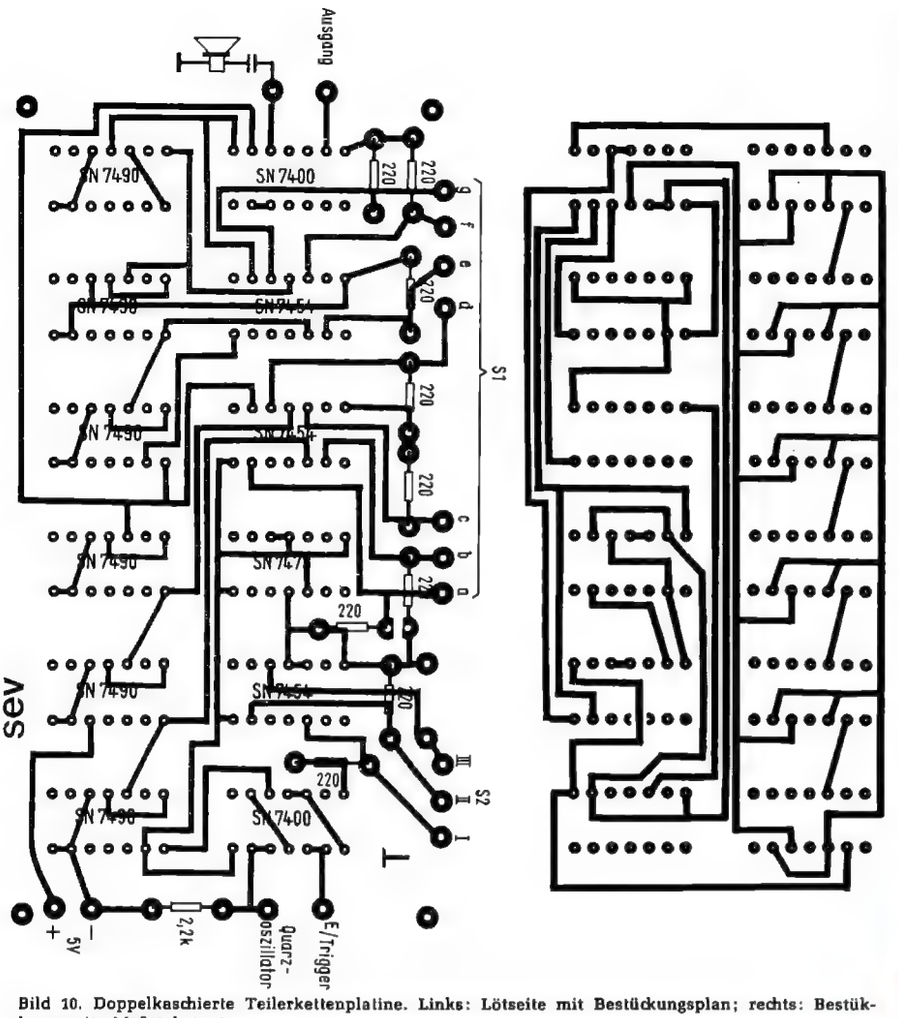


Bild 10. Doppelkaschierte Teilerkettenplatine. Links: Lötseite mit Bestückungsplan; rechts: Bestükkungsseite Maßstab 1 : 1

sein. Die Printplatten müssen daher jederzeit leicht zugänglich sein. Aus diesem Grund wurde ein Hilfschassis aus 1-mm-Alu-Blech gebogen. Dieses Chassis erhält die Bohrungen für die zwei Umschalter und das Potentiometer. Außerdem trägt es den Lautsprecher sowie die IS des Netzteils. Mit Winkelstangen aus einem Metallbaukasten (als Einzelstücke erhältlich) wurden zwei Rahmen aufgebaut, die das Chassis verstärken und in die die Printplatten stehend hineinmontiert wurden. Auf diesem Rahmen fand sich auch noch Platz für eine Lötleiste, auf die alle Anschlüsse der Teilerplatte geführt werden. Dort kann man nämlich nach Herzenslust löten, ohne daß die Gefahr besteht, daß sich die Kupferbahnen der Printplatten lösen. Um eine halbwegs saubere Verdrahtung zu erhalten, empfiehlt es sich, die vielen Leitungen, die zu den Umschaltern führen in einem Kabelbaum zusammenzufassen.

3. Frontplatte: Da es sich um ein Gerät für die Werkstatt handelt, wurde eine einfache und billige, aber saubere Lösung für die Herstellung der Frontplatte gesucht. Sie wurde auf dem Reißbrett mit schwarzer Tusche auf Halbkarton gezeichnet und mit Anpreßbuchstaben, wie sie in den Papierhandlungen erhältlich sind, beschriftet *(Bild 12)*. Zum Schutz gegen Schmutz habe ich die Zeichnung mit transparenter Selbstklebefolie überzogen. Die Löcher für die Achsen der Schalter wurden mit einem kreisrunden Stanzeisen, wie es zur Bearbeitung von Leder oder Gummi verwendet wird, ausgestochen.

Bild 13 zeigt das Gerät von innen, wobei die Schaltung hier auf Veroboardplatten aufgebaut ist.

(Fortsetzung folgt)

Bild 11. Ansicht des Mustergerätes. Es enthält noch nicht die in Bild 8, 9 und 10 gezeigten Platinen

◄ Bild 12. Ansicht der Frontplatte. Mit dem Potentiometer für den Trigger (oben links) ist der Netzschalter kombiniert. Oben rechts die Lautsprecheröffnung. Der darunterliegende Knopf gehört zum Schalter S 2 und dient gleichzeitig dazu, den Lautsprecher abzuschalten

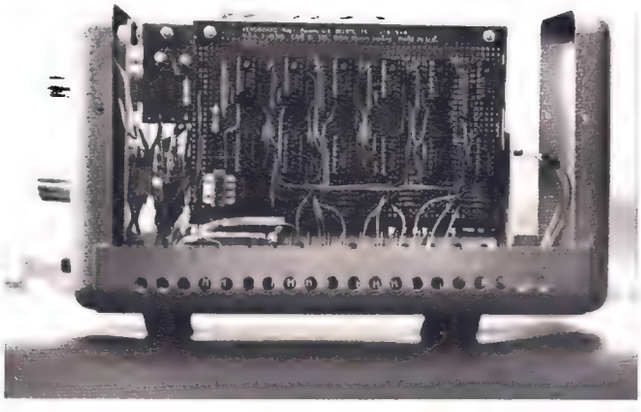


Bild 13. ► Ansicht des Mustergerätes von der Seite

Klaus H. Eichel DC 6 HY
Ulrich L. Rohde DJ 2 LR

Stand der Technik bei UKW-Amateurfunkgeräten

1. Teil

Im nachstehenden Aufsatz wird gezeigt, wie man mit geringen Mitteln zu einer wirklich modernen Amateurfunkstation kommen kann, wenn man bestimmte Überlegungen beherzigt. In diesem ersten Teil beschäftigen sich die Autoren mit Konverter-Eingängen, die sich durch günstiges Großsignalverhalten auszeichnen, mit stabilen Oszillatoren sowie mit Linearverstärkern.

Im Zuge der wachsenden Bandbelegung im UKW-Gebiet ist es erforderlich, bestimmte Maßnahmen sowohl beim Empfänger als auch beim Sender zu treffen, welche das Großsignalverhalten der Station verbessern. Dazu gehören vor allen Dingen Maßnahmen, die das Seitenbandrauschen von Oszillatoren betreffen und allgemein die Linearität der Verstärkerstufen verbessern.

Eingangsschaltung

Bild 1 zeigt einen 2-m-Konverter, der sich durch besondere Einfachheit und sehr gutes Großsignalverhalten auszeichnet. Das von der Antenne kommende Signal gelangt über einen relativ breitbandigen Kreis auf einen in Gate-Schaltung arbeitenden Hochstrom-Feldeffekttransistor vom Typ BF 246 (47), der eine Steilheit von etwa 20 mA/V besitzt, so daß Antennenwiderstand und Eingangswiderstand des Feldeffekttransistors näherungsweise gleich sind.

Infolge der Gegenkopplung ist dieser Transistor in der Lage, sehr hohe Signale linear zu verarbeiten, wobei der gewählte Generatorwiderstand mit dem Optimum für Rauschanpassung annähernd zusammenfällt.

Der Transistor erhält als Arbeitswiderstand ein zweikreisiges Bandfilter, induktiv gekoppelt. Als Mischtransistor wird ein Dual-Gate-Feldeffekttransistor vom Typ 3 N 200 (40673) verwendet. Die Injektionsfrequenz mit etwa 0,7 V liefert z. B. ein gezogener Quarzoszillator im Frequenzbereich von 136,365...136,435 MHz.

Bild 2 zeigt eine Fotografie dieses Konverters. Man erkennt das symmetrisch aufgebaute Bandfilter und die auf 9 MHz abgestimmte Spule, deren Anzapfung so gewählt wurde, daß der Resonanzwiderstand des Kreises auf 500 Ω entsprechend dem geforderten Eingangswiderstand eines Quarzfilters XF-9 B transformiert wird. Messungen an diesem Konverter ergaben die in der *Tabelle 1* aufgeführten Werte. Diese dürften in der Regel für den üblichen Betrieb ausreichen, sie sind jedoch durch aufwendige Konzepte noch steigerungsfähig.

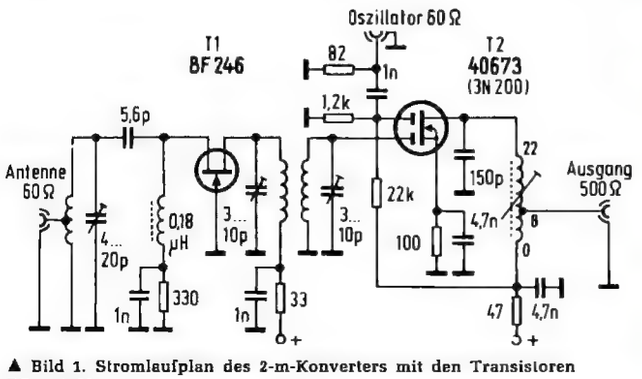
Bild 3 zeigt die Schaltung eines erheblich aufwendigeren Konverters. Hier gelangt das Antennensignal über ein Helix-Filter und einen breitbandigen Transformationskreis an den Eingang eines Dual-Gate-Feldeffekttransistors vom Typ 3 N 200, wobei noch eine Pindiodenregelung über einen zweistufigen Regelverstärker vorgesehen ist; diese greift auch am Gate 2 des Transistors an.

Tabelle 1. Daten des Konverters nach Bild 1

Eingangsfrequenz: 144...146 MHz
Zwischenfrequenz: 9 MHz
Eingangsimpedanz: 60 Ω mit S ≤ 1,6
Ausgangsimpedanz: 500 Ω ‖ 20...30 pF
Leistungsverstärkung: 24 dB
Rauschzahl: F ≤ 6 dB
Signal/Rausch-Verhältnis: 10 dB bei Ue = 0,1 µV und B = 2,4 kHz
Zustopfen: – 3 dB bei Ustör = 70 mV EMK
Spiegeldämpfung:
– 30 dB (ohne Bandfilter im Eingang)
– 65 dB (mit Bandfilter)
Stromversorgung: + 12 V/20 mA
Maße: 50 × 65 mm, zum Einbau in Gehäuse Teko 2 A

Zwischen Vorstufe und Ringmodulator liegt ein dreikreisiges Bandfilter, das die notwendige Weitabselektion zusammen mit dem Helix-Filter gewährleistet. Der Ringmodulator, bestehend aus vier Dioden hp 2800, ist im hohen Maße linear und sorgfältig symmetriert. Um die Dämpfung des Dreikreisfilters und des Ringmodulators aufzuheben, wird eine in Basisschaltung betriebene Zf-Verstärkerstufe nachgeschaltet, die mit einem Transistor BF 115 bestückt ist. Der gewählte Arbeitspunkt (U_{CE} = 10 V, I_C = 10 mA) garantiert einen extrem intermodulationsarmen Arbeitsbereich. Am Ausgang des Transistors befindet sich ein auf 9 MHz abgestimmter Kreis, welcher zur Anpassung an das nachfolgende Quarzfilter einen kapazitiven Spannungsteiler benützt.

Auf der gleichen Platine befinden sich noch drei Trennverstärkerstufen mit Bandfiltern, welche zur Oszillatorentkopplung dienen. Sie liefern auch die notwendige Leistung für den Mischer des Empfängers, den Mischer eines Senders und z. B. eines Frequenzzählers. *Bild 4* zeigt eine Ansicht dieses Konverters; *Tabelle 2* nennt seine Werte. Vergleicht man die Daten beider Konverter, so zeigt sich, daß man trotz des erheblich größeren Aufwandes nur noch eine geringe Steigerung des Großsignalverhaltens erreichen kann. Der Konverter nach Bild 3 kostet rund das Sechsfache gegenüber der Ausführung nach Bild 1.



▲ Bild 1. Stromlaufplan des 2-m-Konverters mit den Transistoren BF 246/3 N 200

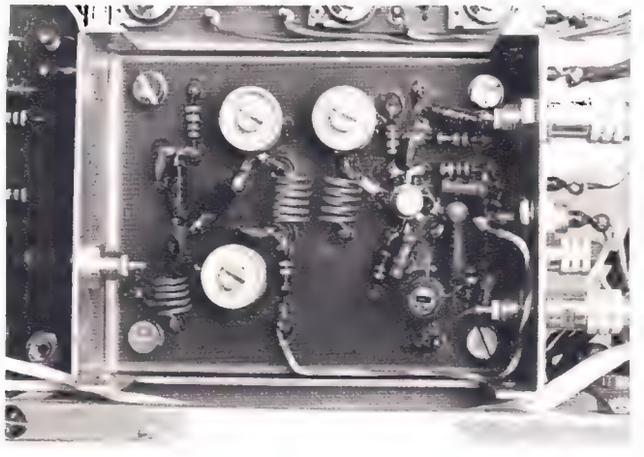


Bild 2. ▶
Ansicht des Konverters nach Bild 1

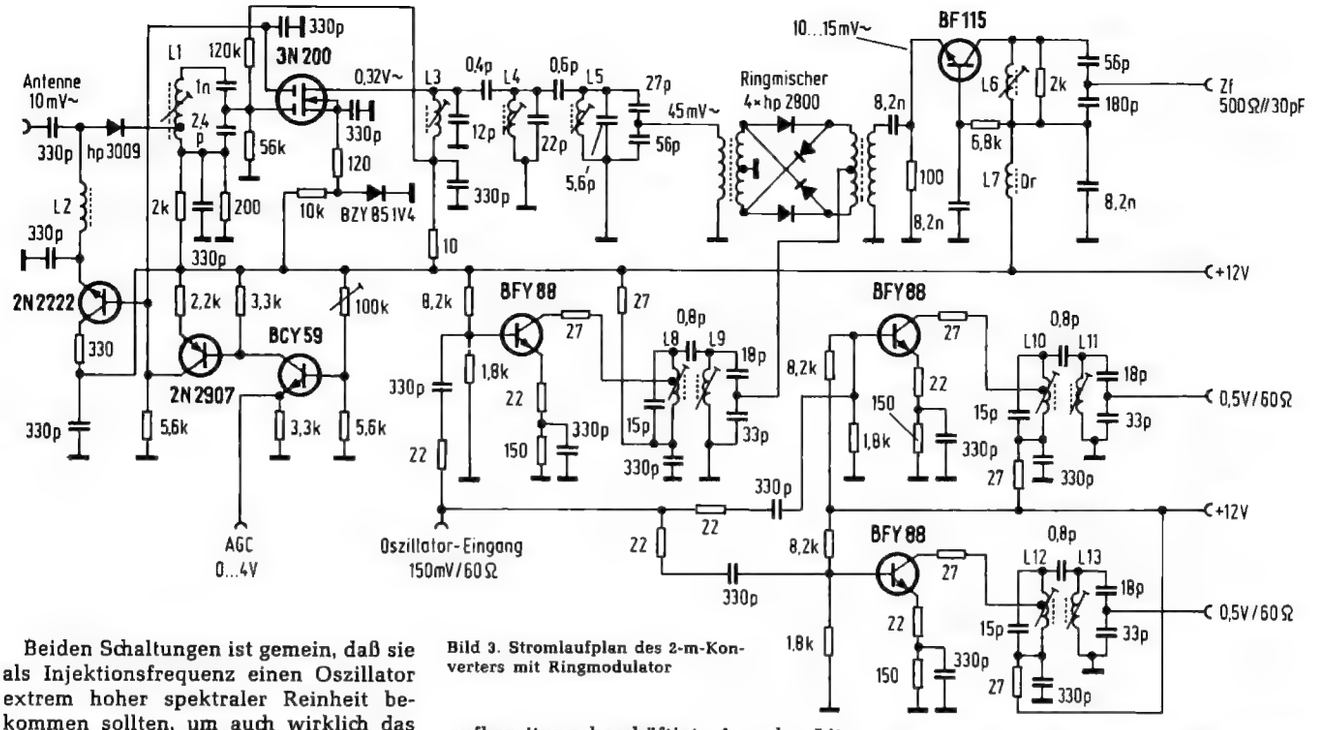


Bild 3. Stromlaufplan des 2-m-Konverters mit Ringmodulator

Beiden Schaltungen ist gemein, daß sie als Injektionsfrequenz einen Oszillator extrem hoher spektraler Reinheit bekommen sollten, um auch wirklich das von der Schaltung mögliche Großsignalverhalten ausnützen zu können. So haben sich in der Vergangenheit Konstrukteure von Hf-Eingangsschaltungen nur selten Gedanken über das Seitenbandrauschen (phase jitter) ihrer Oszillatoren gemacht, bestenfalls sich mit möglichen Nebenwellen in der Frequenzaufbereitung beschäftigt. Aus der Literatur ist jedoch bekannt [1], daß gerade zur Erzielung übersteuerungsfester Betriebswerte rauscharme Oszillatoren notwendig sind. Grundsätzliche Überlegungen über die Messungen von Rauschseitenbändern von Oszillatoren finden sich in einer Studie des Bundesministeriums für Verteidigung (öffentlich) Nr. 71-611-K-603, November 1968.

Tabelle 2. Daten des Konverters nach Bild 3

Eingangsfrequenz: 144...146 MHz
Zwischenfrequenz: 9 MHz
Eingangsimpedanz: 60 Ω mit S $\leq$ 1,6
Ausgangsimpedanz: 500 Ω || 20...30 pF
Leistungsverstärkung: 23 dB
Rauschzahl: F $\leq$ 2,5 dB
Signal/Rausch-Verhältnis: 13 dB bei Ue = 0,1 µV und B = 2,4 kHz
Zustopfen: – 3 dB bei Ustör ca. 480 mV EMK
Spiegelselektion:
– 70 dB (ohne Bandfilter am Eingang)
– 100 dB mit Filter
Stromversorgung: 12 V/100 mA (max.)

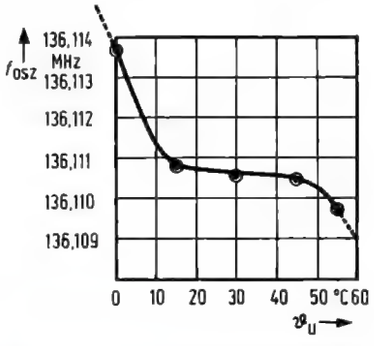
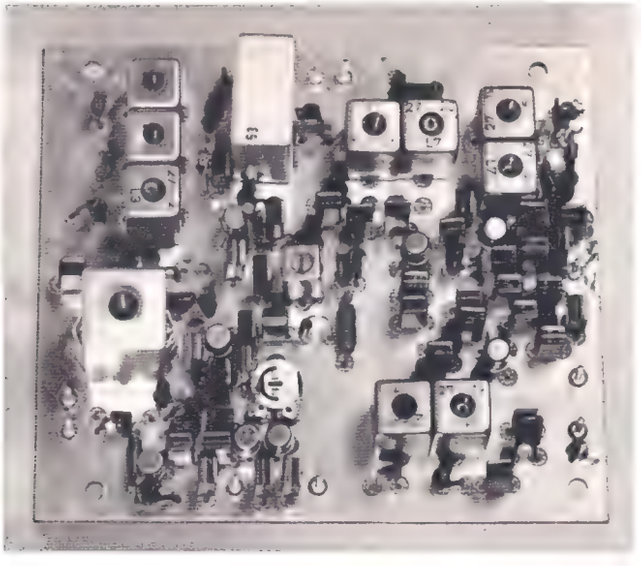


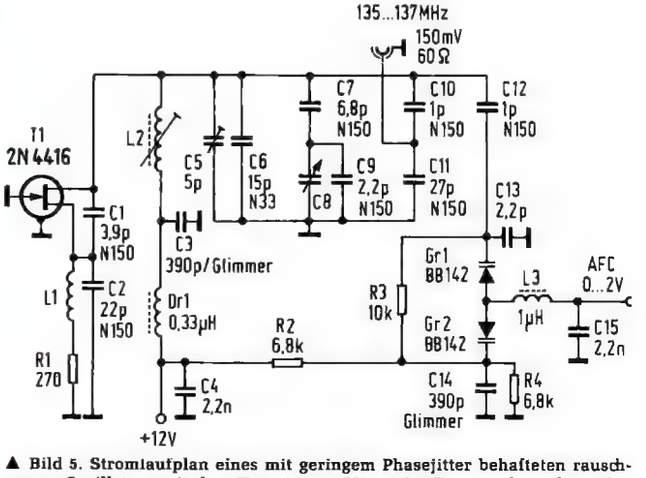
Bild 6. Temperaturverhalten des in Bild 5 gezeigten Oszillators

Oszillatoren

Bild 5 zeigt eine einfache Oszillatorschaltung mit einem Feldeffekttransistor vom Typ 2 N 4416, welche eine kapazitive Spannungsteilung im Rückkopplungsweg benützt. Der Oszillator arbeitet im Bereich von 135 bis 137 MHz und gibt am Ausgang eine Spannung von 150 mV an 60 Ω ab. Erste Versuche einer Temperaturkompensation führten zu der in *Bild 6* dargestellten Kurve des Frequenzverlaufs über der Temperatur, welche in erster Näherung als befriedigend angesehen werden kann. Wie aus der Schaltung hervorgeht, braucht man keine speziellen Bauteile. Der benutzte Drehkondensator der Firma Dau wird in normalen Rundfunkgeräten (Braur T 1000) verwendet. Ausführliche Messungen des Seitenbandrauschens eines



◄ Bild 4. Ansicht des Konverters nach Bild 3



▲ Bild 5. Stromlaufplan eines mit geringem Phasejitter behafteten rauscharmen Oszillators mit dem Transistor 2 N 4416 im Frequenzbereich 135 bis 137 MHz

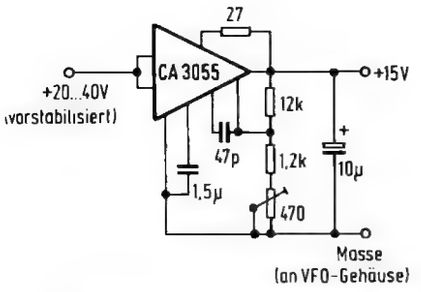
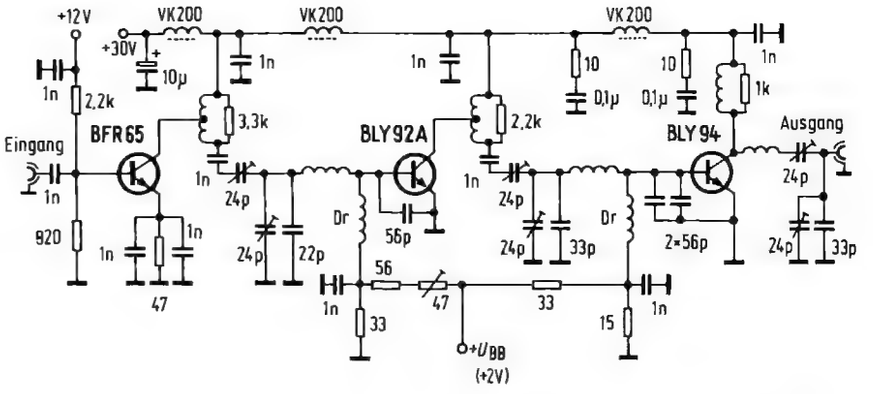
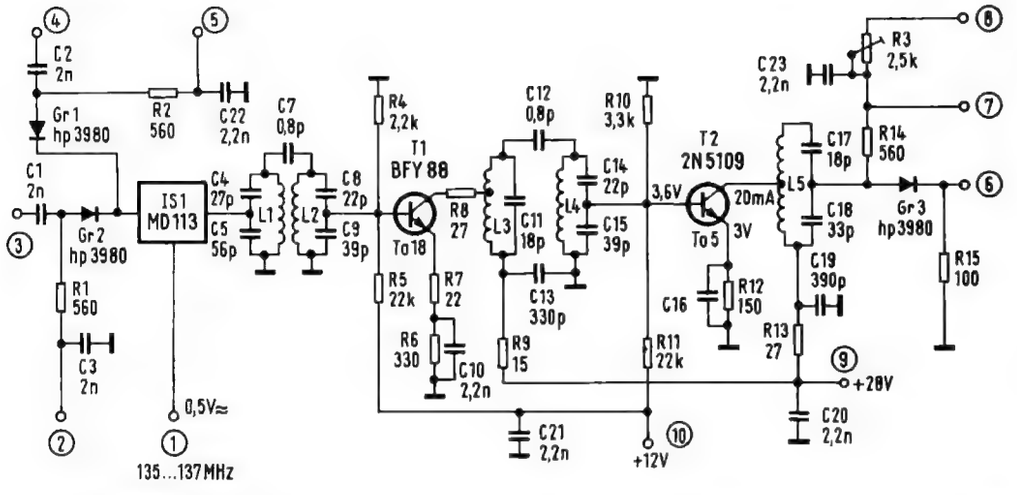


Bild 7. Stromlaufplan des Spannungsreglers, der zur Stromversorgung des in Bild 5 gezeigten Oszillators geeignet ist





▲ Bild 8. Stromlaufplan eines 2-m-Linearverstärkers mit 75 W PEP Ausgangsleistung (Einzelton-Vollaussteuerung)

◀ Bild 9. Stromlaufplan eines Sendemischers, der das 9-MHz-SSB-Signal in das 2-m-Amateurband umsetzt

solchen Oszillators zeigten im Abstand von 20 kHz einen Rauschbeitrag von 0,5 pW, welches als zulässig empfunden wurde.

Dieser Oszillator wurde von einer digitalen AFC synchronisiert (Frequenzstarr nachgeregelt), so daß die mittleren Schwankungen über einen längeren Zeitraum voll ausgeglichen wurden. Der Betrieb in nichtsynchronisiertem Zustand, d. h. ohne Anwendung einer einfachen Regelschaltung, zeigte bereits für den SSB-Betrieb akzeptable Werte, wenn sich auch die Frequenz im Meßzeitraum von 1 Stunde noch um rund 100 Hz änderte.

Besondere Sorgfalt wurde verständlicherweise dem Netzgerät zugewendet (*Bild 7*). Es enthält den bekannten integrierten Regler der RCA-Corp. vom Typ CA 3055. Zur Zeit laufen Untersuchungen an solchen Oszillatoren im Bereich von 450 MHz, und es ist zu hoffen, daß hier nur um den Faktor 3 schlechtere Absolutdriften auftreten.

Linearverstärker

Verständlicherweise ist auch auf der Senderseite darauf zu achten, daß das Signal nicht unnötig stark rauscht. Daher ist die Wahl der Arbeitspunkte der Transistorstufen mit einiger Sorgfalt vorzunehmen. *Bild 8* zeigt die Schaltung eines 75-W-Transistor-Linearverstärkers mit den Transistoren BFR 65, BLY 92 A und BLY 94, und *Bild 9* gibt die Schaltung des dazugehörigen Mischers wieder, dem das Oszillatorsignal (135 bis 137 MHz) und das 9-MHz-Signal zugeführt werden. *Bild 10* zeigt den mechanischen Aufbau. Die gewählte Schaltung des Linearverstärkers ist völlig unproblematisch, so daß eine weitere Beschreibung nicht notwendig ist.

Der Mischer – er enthält einen Ringmodulator und zwei Verstärkerstufen – ist in seinem Aufbau relativ unkritisch und gibt etwa 10 mW ab. Zur Ansteuerung benötigt er 0,45 V Oszillatorsignal und 100 µW SSB-Signal auf 9 MHz. Die gezeigte Anordnung arbeitete völlig stabil; der Intermodulationsabstand lag mit Sicherheit > 32 dB, ein Wert, der im Amateurfunk noch zulässig sein dürfte.

Bild 11 zeigt die Leistungs-Endstufe, bestehend aus dem Transistor BLY 94, wie er für Meßzwecke aufgebaut wurde. Bei 30 V Betriebsspannung betrug die Stromaufnahme 3,3 A; die Verwendung eines Gebläses erwies sich als unnötig.

In Bild 8 erkennt man, daß eine Temperaturregelung des Arbeitspunktes vorgesehen ist; wegen des gewünschten mittleren Intermodulationsgrades kann hier jedoch eine wenig aufwendige Schaltung eingesetzt werden.

(Fortsetzung folgt)

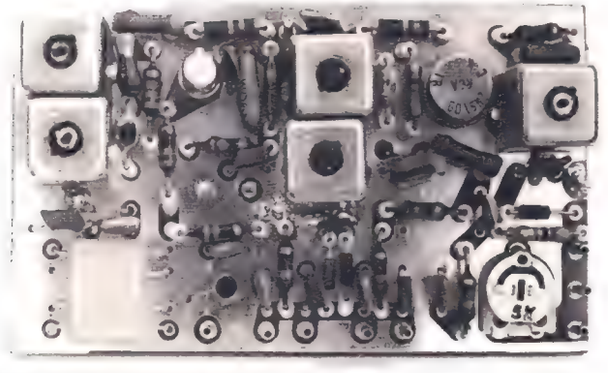


Bild 10. Ansicht des Sendemischers nach Bild 9

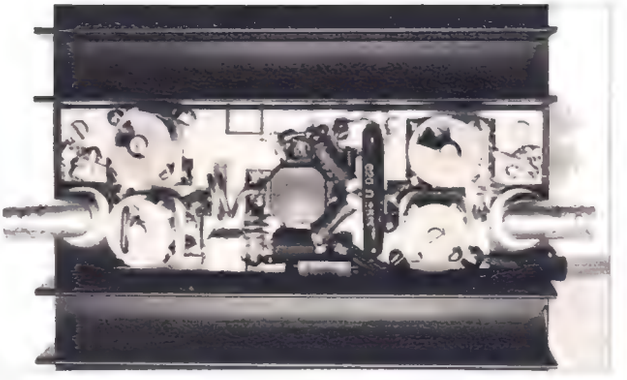


Bild 11. Leistungs-Endstufe mit dem Transistor BLY 94

Elektronische Bereichsumschaltung in einem Steuergerät

In Heft 5/1972, Seite 137, und in Heft 6, Seite 185, berichteten wir über den Hf-Zf-Teil des Wega-Steuergerätes 3120 hifi. Zu den zahlreichen Besonderheiten dieser Stufen kommt die elektronische Bereichs- und Programmquellen-Umschaltung, die nachstehend beschrieben ist.

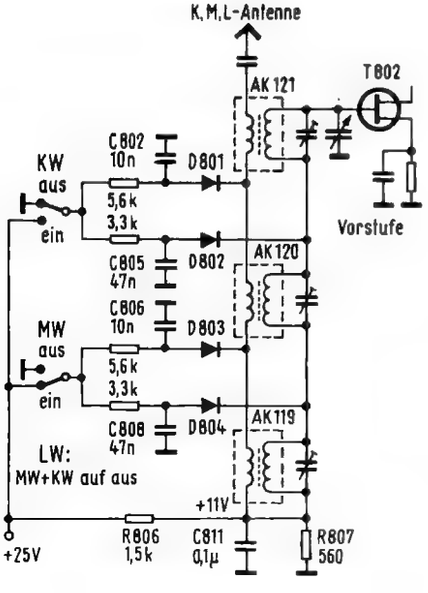
Der Wellenschalter im herkömmlichen Sinn ist durch eine elektronische Bereichsumschaltung ersetzt. Der Anstoß hierzu kam von der Formgestaltung in dem Wunsch nach leichtgängigen Tasten. Bei der elektronischen Bereichsumschaltung werden alle signalführenden Kontakte durch Schaltdioden ersetzt, die man durch Anlegen einer positiven Anodenspannung von 25 V durchschaltet. Beim Drücken einer Taste wird daher im Prinzip nur noch ein Kontakt geschlossen, der dann über unkritische Gleichspannungsleitungen direkt in den jeweiligen Funktionsstufen, also quasi *vor Ort*, den Schaltvorgang über Dioden auslöst. Die gesamte streu- und brummspannungsempfindliche Verkabelung kann dadurch entfallen, außerdem wird die Betriebssicherheit höher.

Die Funktion sei am Beispiel der AM-Vorkreisumschaltung verdeutlicht *(Bild 1)*. Dank der Feldeffekttransistor-Vorstufe läßt sich eine hochinduktive, anzapfungsfreie Antennenankopplung verwenden, bei der die nicht benötigten Teilwicklungen wechselspannungsmäßig nach Masse kurzgeschlossen werden. Um zu eindeutigen Schaltzuständen zu gelangen, liegen die Katoden aller Dioden ständig an einer positiven Sperrspannung von etwa 11 V (die im Schaltplan angenommenen Spannungsschwankungen von 7,7 V bei Langwelle über 11,5 V bei Mittelwelle bis 12,9 V bei Kurzwelle beruhen auf schaltungsbedingten Sekundäreffekten, die für die Funktion keinerlei Bedeutung haben).

Nach Drücken beispielsweise der Mittelwellentaste erhalten die Anoden der Dioden D 803/D 804 über ihre Vorwiderstände eine positive Spannung von + 25 V. Dadurch werden sie voll leitend und legen die entsprechenden Schwingkreispunkte über C 806 bzw. C 808 kapazitiv an Masse. Da gleichzeitig die Kurzwellen-Schaltdioden D 801/D 802 gesperrt sind (Katoden an + 11 V, Anoden an Masse), ist bei Mittelwelle die Serienschaltung aus den beiden oberen Teilwicklungen wirksam. Beim Betätigen der Langwellentaste gehen die Kurz- und Mittelwellentasten naturgemäß in ihre Ruhestellung, so daß alle Schaltdioden gesperrt werden und im Antennen- und Vorkreis die Serienschaltung aus allen Teilspulen wirksam wird. Der Resteinfluß der gesperrten Schaltdioden ist völlig vernachlässigbar und kann in den Abgleich einbezogen werden. – Der Oszillatorkreis wird mit derselben Schaltspannung in gleicher Weise umgeschaltet.

Bei der niederfrequenten Umschaltung *(Bild 2)* sind alle Programmquellen ebenfalls über Schaltdioden mit den Eingängen des Nf-Verstärkers verbunden. Bei UKW-Empfang beispielsweise erhalten die Dioden D 255/D 256 anodenseitig über die Leitung + FM eine positive Spannung von 25 V, so daß sie durchschalten und das Ausgangssignal des Stereodecoders weiterleiten. Dabei entsteht durch Spannungsteilung aus den Vorwiderständen R 282/R 283 und den Querwiderständen R 277/R 278 an der Katode dieser Dioden eine Spannung von etwa 16 V, die automatisch alle anderen Dioden sperrt. Da das Nf-Signal der AM-Bereiche nur einkanalig ist, wurde hier aus Sicherheitsgründen eine Vier-Diodenschaltung verwendet, um die Übersprechdämpfung der zweikanaligen Programme nicht zu beeinträchtigen.

Jürgen Zecher



◄ Bild 1. Vorkreisumschaltung mit Dioden im AM-Teil des Wega-Steuergerätes 3120 hifi

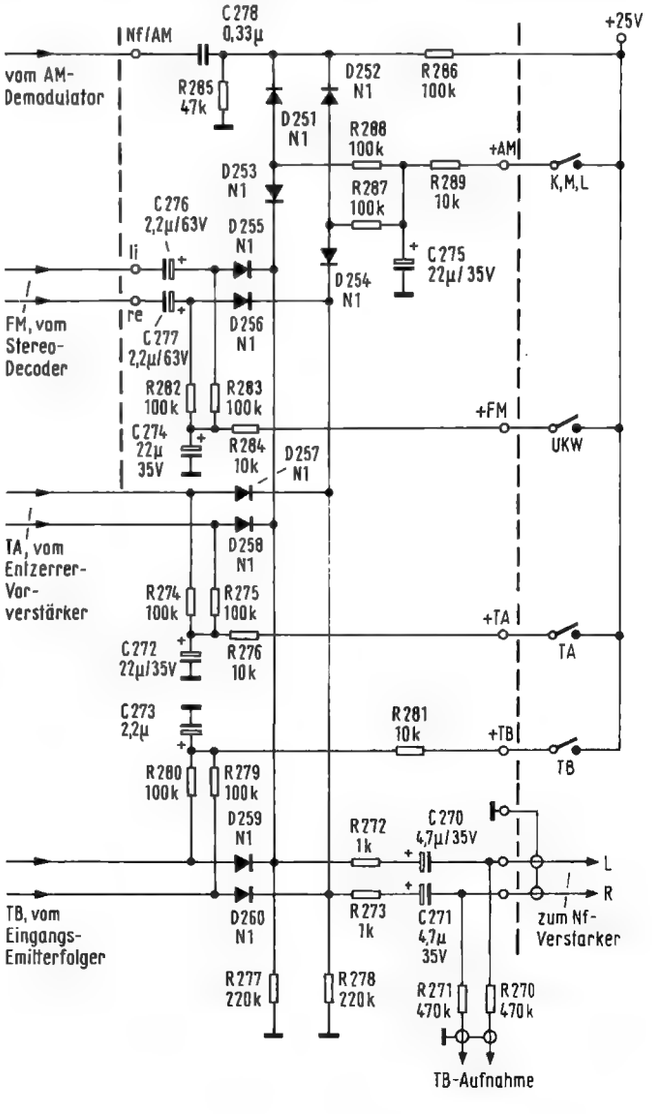


Bild 2. ► Niederfrequente Programmquellenumschaltung mit Dioden. Diese Art der Umschaltung hat unter anderem folgende Vorteile: unkritische Leitungsführung und knackfreies Schalten

Hinweis für unsere Leser

Bei Zuschriften an den Verlag bitten wir im Interesse einer schnelleren Erledigung für Anfragen an den Vertrieb, die Redaktion, die Leserauskunft und die Anzeigenabteilung jeweils **getrennte Blätter** zu verwenden. Die Aufteilung an die Sachbearbeiter sichert eine gleichzeitige Bearbeitung und damit für Sie eine raschere Antwort. **Redaktion FUNKSCHAU, 8 München 37, Postfach 37 01 20.**

Transistorzündung mit dreifachdiffundierten Transistoren

Klaus Wetzel

Häufig werden von der elektronischen Zündung Eigenschaften (wie höhere Leistung, kleiner Benzinverbrauch) verlangt, die allenfalls der zu zündende Motor erfüllen kann. Zum einwandfreien Verbrennungsvorgang benötigt aber der Motor einen ausreichend starken Zündfunken, der regelmäßig und im richtigen Augenblick erfolgen muß. Es ist dabei für den Motor gleichgültig, auf welche Weise der Zündfunke erzeugt wird.

Bei der herkömmlichen Kontaktzündung ist die empfindlichste Stelle der Unterbrecherkontakt, der hohen Abnützungserscheinungen unterworfen ist. Eine Elektronik bringt hier unbestreitbar Vorteile, da die Zündpunkteinstellung nicht mehr einer fortschreitenden Änderung unterworfen ist. Für schnellaufende, hochverdichtete Motoren oder solcher höherer Zylinderzahl (6 oder 8), werden jedoch höhere Anforderungen an die Zündung gestellt, die letztlich einen höheren Primärstrom zur Folge haben. Und damit sind die herkömmlichen Unterbrecherkontakte einfach überfordert.

Aufgaben der Transistorzündung

Bei der normalen Zündung wird die Zündspule während der Schließzeit des Unterbrecherkontaktes an die Bordspannung gelegt. Dabei fließt ein durch die Zündspule begrenzter Primärstrom. Im Zündzeitpunkt wird der Unterbrecherkontakt geöffnet; infolge der Spuleninduktivität entsteht ein Spannungsstoß, der an den Zündkerzen den Funkenüberschlag einleitet. Während der Funkendauer wird die Spulenenergie fast restlos entladen.

Bei der Transistorzündung übernimmt ein Transistor die Aufgaben des Unterbrecherkontaktes, während weiterhin der Unterbrecherkontakt – mit einem Bruchteil der Leistung – den Transistor steuert. Neben dem Leistungstransistor ist ein Umkehrtransistor notwendig, da der steuernde Unterbrecherkontakt konstruktiv einseitig an Masse liegt. Zum Schutz gegen Überspannungen muß außerdem der Leistungstransistor mit einer Spannungsbegrenzung – in der einfachsten Form eine Z-Diode – beschaltet werden.

Der Verfasser ist Mitarbeiter der Siemens AG.

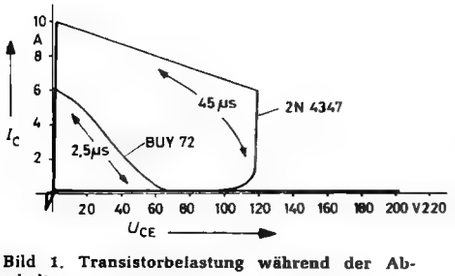


Bild 1. Transistorbelastung während der Abschaltung

Bei der vollelektronischen Transistorzündung ersetzt man auch den mechanischen Unterbrecherkontakt. Rotierende Magnete beeinflussen einen zu diesem Zweck entwickelten Feldplattenfühler, der über einen weiteren Halbleiterverstärker die Transistorzündung betätigt.

Eigenschaften des Leistungstransistors für Zündungen

Die hohe Zündleistung, die bei der bekannten Zündung durch den Unterbrecherkontakt geschaltet wird, einfach von einem Transistor schalten zu lassen, ist schwieriger, als man unvoreingenommen meinen müßte. Denn die hohe Schaltverlustleistung, die den äußerlich robusten Unterbrecherkontakt nach kurzer Betriebszeit mit einer kraterähnlichen Oberfläche überzieht, darf ja an den Transistoren keinesfalls Spuren hinterlassen. Zudem müssen die Transistoren verhältnismäßig hohe Schaltströme und ansehnliche Sperrspannungen aushalten, deren Verteilung man durch das Übersetzungsverhältnis der Zündspule zwar in Grenzen variieren kann, dessen Produkt sich aber ohne Leistungseinbuße nicht verringern läßt.

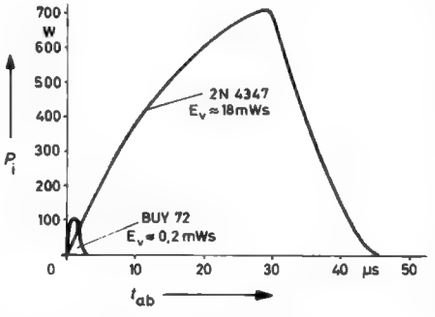


Bild 2. Abschaltverlustleistung am Transistor

Nicht jede Technologie erlaubt die Herstellung von Transistoren, die dieser Belastung standhalten. Dreifachdiffundierte Leistungstransistoren, von denen eine Reihe neu ins Siemens-Fertigungsprogramm aufgenommen wurden, erfüllen voll die Bedingungen, die an einen Zündtransistor gestellt werden. Gegenüber den früher verwendeten einfachdiffundierten Leistungstransistoren bieten die neuen Leistungstypen folgende Vorteile:

größere Sicherheit bei der Umschaltung durch kleine Spitzenumschaltleistung;

höheren Spulenwirkungsgrad durch geringere Energieumschaltungsverluste;

kleinere Wärmeentwicklung am Transistor durch kleine Umschaltenergie;

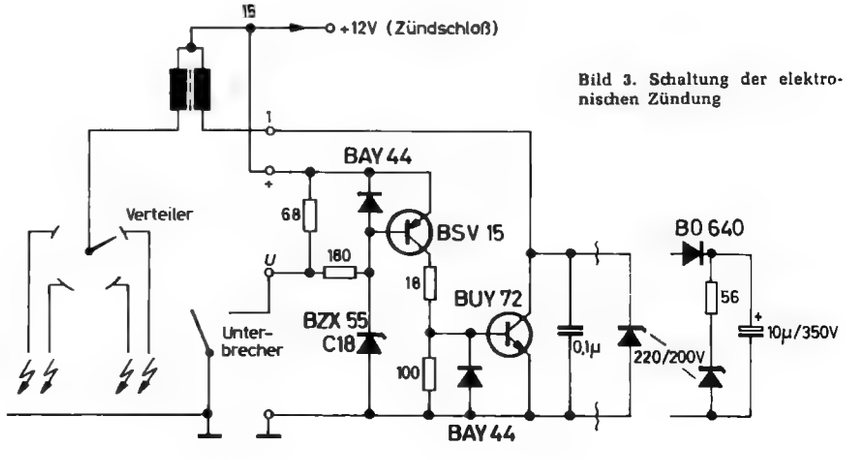
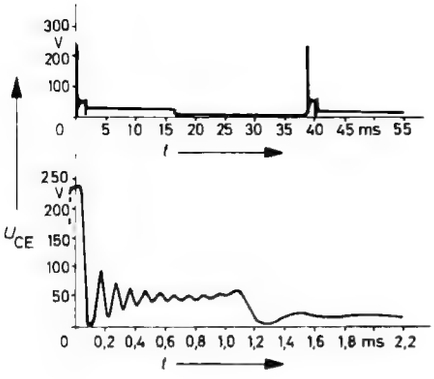


Bild 3. Schaltung der elektronischen Zündung



◀ Bild 4. Spannungsverlauf am Transistor

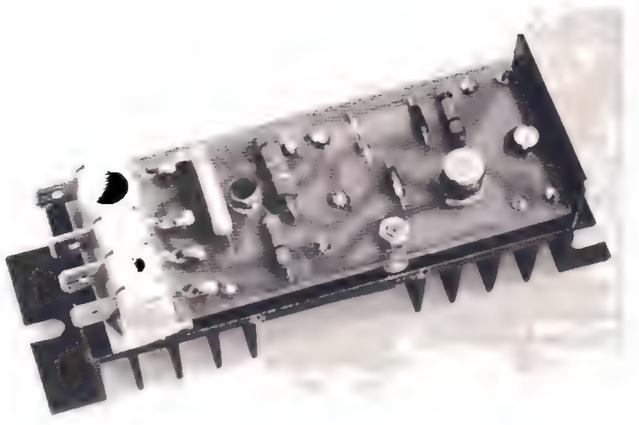
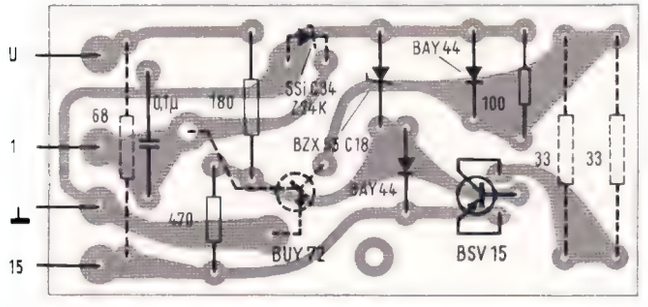


Bild 5. ▶ Musteraufbau der Schaltung (Aufnahme: Leutmayr)



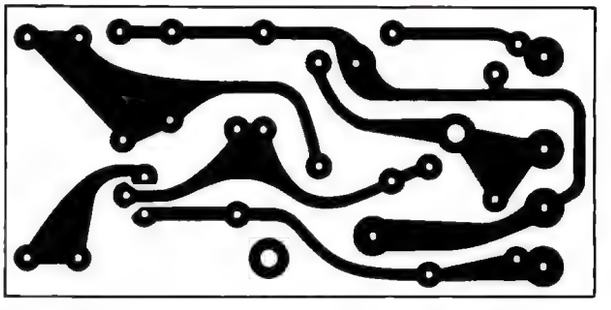


Bild 6. Platine und Bestückungsplan (die gestrichelten Bauteile sind auf dem Kühlkörper montiert)

kleinere Betriebsleistung, da der Primärstrom wegen höherer ausnutzbarer Rückschlagspannung kleiner gewählt werden kann.

Diese Angaben demonstrieren sehr gut die *Bilder* 1 und 2. In Bild 1 sind die Umschaltverluste von einem einfachdiffundierten Transistor 2 N 4347 und einem dreifachdiffundierten Transistor BUY 72 in einer gleichwertigen Transistorzündanlage, aber mit jeweils optimal angepaßten Zündspulen gegenübergestellt. In Bild 2 ist für beide Transistoren der Umschaltleistungsverlauf angegeben. Es dürfte selbstverständlich sein, daß eine um den Faktor 90 verringerte Umschaltenergie wesentlich das Einsatzrisiko herabsetzt. Immerhin sind während der Betriebszeit eines Pkws bis zu $1{,}2 \cdot 10^9$ Zündungen erforderlich und das oft unter extremen Betriebstemperaturen.

Die Umschaltverlustenergie von 18 mWs bzw. 0,2 mWs geht der gespeicherten Spulenenergie verloren und macht in dem einen Fall 10...20 %, im anderen etwa 0,5 % aus.

Die Schaltung einer Transistorzündung

Bild 3 zeigt das vollständige Schaltbild einer in kleiner Stückzahl erprobten Transistorschaltung, bei der der vorhandene Unterbrecherkontakt zur Steuerung des Umkehrtransistors verwendet wird. Zum Schutze gegen Überspannungen ist parallel zum Transistor eine Z-Diode vorgesehen. Die Begrenzungsspannung ist so bemessen, daß auf der Sekundärseite, z. B. durch ein abgerissenes Kabel, höchstens 25 kV entstehen können. Durch diese Maßnahme wird auch gleichzeitig die Spule gegen interne Überschläge geschützt. Die Verlust- und Stoßleistung der Z-Diode ist im normalen Betrieb sehr gering, sie muß aber so bemessen sein, daß bei verhinderter Zündenergieabgabe auf der Sekundärseite (ein oder zwei Zylinder außer Betrieb) die Energie voll abgeführt werden kann. Da die Stoßbelastung der Z-Diode auch beträchtlich hoch sein kann, gibt der rechts daneben abgebildete Schaltungszusatz eine Möglichkeit an, die Stoßbelastung von der Z-Diode fernzuhalten. Es kann dann im allgemeinen ein leistungsschwächerer Typ eingesetzt werden. In der Schaltung lassen sich normal übliche Zündspulen mit einem Übersetzungsverhältnis von ü = 1 : 100 bis ü = 1 : 125 verwenden; der Primärspitzenstrom sollte bei max. 6 A liegen. Gegen Abschaltspannungsspitzen, die beim Betätigen des Zündschlosses entstehen und den Umkehrtransistor gefährden können, wurden eine weitere Klein-Z-Diode (BZX 55 C 18) eingeführt, über die gegebenenfalls die Transistorkette aufgesteuert wird und damit die noch wirksame Spulenenergie abbaut.

Während des Betriebes kann primärseitig der Spannungsverlauf – wie in *Bild* 4 wiedergegeben – gemessen werden. Wie hier bei niedrigen Drehzahlen und sauberen Zündkerzen erkennt man im Schaltaugenblick die Z-D-Begrenzung an der Zündspannung. Nach erfolgter Zündung, die etwa 50 µs später wirkt, erkennt man auf einem erheblich niedrigeren Spannungsniveau die Funkenbrennphase. Die Funkenbrenndauer, die hier etwa 1,2 ms beträgt, ist hauptsächlich von der gespeicherten Spulenenergie, dem Kerzenabstand und der Motorverdichtung abhängig.

Bild 5 zeigt den Musteraufbau der Zündung, *Bild* 6 die hierfür verwendete Platine.

Wahl der Zündspule

Wie schon anfangs angedeutet, gehört zum jeweiligen Motor die richtige Zündspule, denn die Zündenergie kann nur aus ihr kommen. Im Gegensatz dazu muß der Schalttransistor lediglich für eine möglichst verlustfreie Übertragung der Schaltenergie sorgen. Wird ein Fahrzeug mit irgendeiner elektronischen Zündung nachträglich ausgerüstet, muß man prüfen; ob die neue Zündleistung auch tatsächlich noch ausreicht. Keine Verminderung der Zündleistung tritt ein, wenn die normale, ursprüngliche, dem jeweiligen Motor angepaßte Zündspule weiterverwendet wird. Hier bietet die vorgestellte Schaltung einen echten Vorteil, denn es kann nahezu jede han-

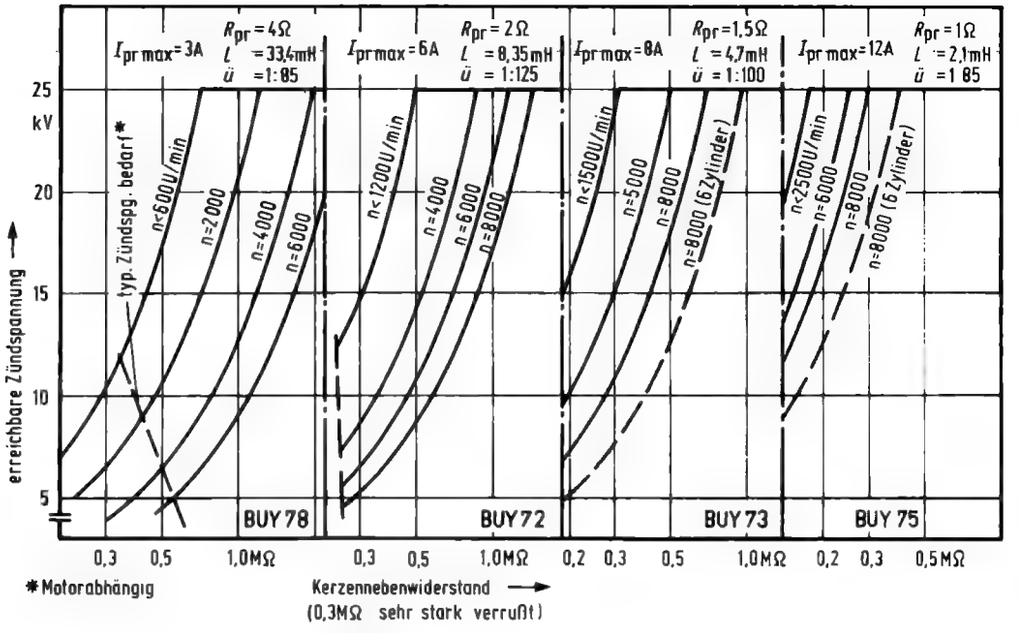


Bild 7. ▶ Zündspulen für Vierzylindermotoren. Spulenenergie = maximal 150 mWs

▼ Bild 8. Kontaktloser Unterbrecher mit dem Feldplattengeber GV 2

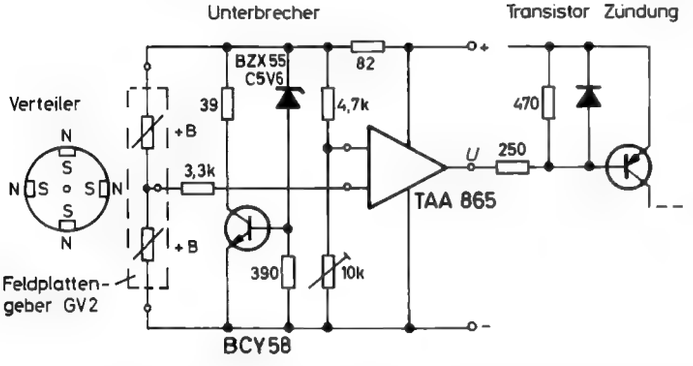
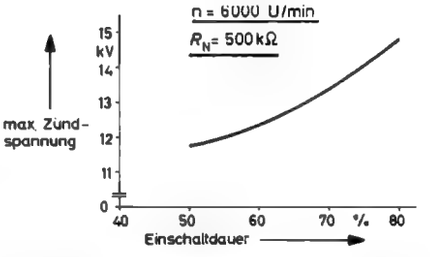


Bild 9. ▶ Transistor-Spuleneinschaltdauer



delsübliche 12-V-Zündspule angeschlossen werden. In der *Tabelle* sind einige Zündspulentypen benannt, mit denen längere Versuche durchgeführt wurden.

Will man mit Hilfe einer elektronischen Zündung nicht nur die Zündverluste verringern, sondern zusätzlich die gesamte Zündleistung erhöhen, sind leistungsstärkere Zündspulen erforderlich. Im Handel sind entsprechende Hochleistungsspulen oft mit zusätzlichem Vorwiderstand erhältlich. Man kann sich auch dadurch helfen, daß etwa für einen 4-Zylindermotor eine für 6-Zylindermotoren geeignete Zündspule gewählt wird.

Falls sich einmal die Fahrzeughersteller entschließen könnten, ihre Neufahrzeuge mit elektronischen Zündungen auszurüsten, wäre es zweifelsohne günstig, wenn Endtransistor und gewollte Zündleistung – in bezug auf minimale Kerzennebenwiderstände, Zündspannungsbedarf und Funkenbrenndauer – mit einer neu dimensionierten Zündspule angepaßt würden.

In *Bild 7* sind vier verschiedene Zündspulen, die jeweils eine maximale Spulenenergie von 150 mWs speichern, gegenübergestellt. Auf den Schaubildern ist die erreichbare Zündspannung bei verschiedenen Motordrehzahlen, abhängig vom Kerzennebenwiderstand, dargestellt. Man erkennt daraus, daß für höhere Drehzahlen und für einen höheren Verschmutzungsgrad der Kerzen (häufiger Kaltlauf im Winter) höhere Primärströme nötig sind. Neben anderen Zündspulen sind dann auch entsprechende leistungsstärkere Schalttransistoren erforderlich.

Vollelektronische Zündung

Bei der vollelektronischen Zündung erfolgt die Steuerung nicht mehr durch

Tabelle 1. Für die Transistorzündung geeignete Zündspulen

Firma	Fahrzeug	Nr. der Spule
Bosch	Ford	0221 102 047
Bosch	Opel	0221 102 070
Bosch	VW	0221 114 014
Bosch	BMW (6-Zylinder)	0221 102 072
Magneti-Marelli	Fiat	BZR 202 A 12 V

den Unterbrecherkontakt, sondern kontaktlos, mit Hilfe eines neuen galvanomagnetischen Fühlers. Der galvanomagnetische Fühler GV 2 beinhaltet im wesentlichen zwei vorgespannte Feldplattengeber, die durch vorbeigleitende kleine Dauermagnete beeinflußt werden. Die besondere Anordnung im Fühler ergibt ein besonders flankensteiles, temperaturkompensiertes und winkelgenaues Steuersignal. Das Steuersignal wird zweckmäßig über einen Differenzverstärker TAA 865 gemäß *Bild 8* verstärkt und dann der Transistorzündung nach Bild 3 zugeführt. Der Feldplattengeber GV 2 kann bei der Firma Siemens bezogen werden.

Während der normale Unterbrecherkontakt – konstruktiv bedingt – eine Schließzeit von nur 50 % zuläßt, ist es relativ leicht, mit dem kontaktlosen Unterbrecher auf einen höheren Schließzeitanteil zu kommen. Eine höhere Schließzeit (Ladezeit der Zündspule) würde vor allem bei höheren Drehzahlen zu einer besseren Zündspannungsausbeute führen. In *Bild 9* erkennt man die Verbesserung bei 6000 U/min einer bestimmten Zündspule. Hierbei ist allerdings der höhere Leistungsverbrauch zu beachten.

Johannes Gies, cand. ing.

Elektronische Nulldurchgangsanzeige für Stereoempfänger

Bei UKW-Stereoempfang ist es wegen der benötigten großen Bandbreite notwendig, den Ratiodetektor auf die Mitte des linearen Bereichs („Rationulldurchgang") abzugleichen. Andernfalls können nichtlineare Verzerrungen auftreten, die dann die Wiedergabe beeinträchtigen. Tuner der Spitzenklasse enthalten daher geeignete Anzeigeinstrumente; noch vornehmere Geräte haben teilweise eine elektronische Anzeige mit Glühlampen. Da ein nachträglicher Einbau eines Zeigerinstruments meist auf räumliche Schwierigkeiten stößt, aber auch elektrische Nachteile hat (Verstimmung des Ratios durch hohe Bedämpfung), wurde vom Verfasser eine elektronische Sendermittenanzeige entworfen.

Der Preis für die Bauteile (≈ 20 DM) ist etwa so hoch wie der eines empfindlichen Instruments. Das Gerät bietet aber folgende Vorteile: größere Empfindlichkeit, hochohmig, daher keine Verstimmung des Ratiodetektors sowie leichter nachträglicher Einbau. Die Wirkungsweise der Schaltung *(Bild 1)* beruht darauf, daß am Ausgang des Ratios (Punkt A, Bild 2) bei richtigem Abgleich auf Nulldurchgang keine Spannung entsteht; ist der Empfänger rechts oder links neben Sendermitte eingestellt, entsteht eine positive bzw. negative Gleichspannung. Diese wird ausgewertet und durch drei Glühlampen angezeigt *(Bild 2)*. Die mittlere Lampe leuchtet bei Abstimmen auf Nulldurchgang, die rechte bei Fehlabgleich nach der einen Seite, die linke bei Fehlabgleich nach der anderen Seite.

Der hohe Eingangswiderstand wird durch einen Sourcefolger (T 1) erreicht. Der Kondensator C 2 unterdrückt die Niederfrequenz, die der Ratiogleichspannung überlagert ist. T 2 dient als Trennstufe.

Die Polaritätserkennung des Eingangssignals erfolgt durch die Verknüpfung der Transistoren T 4/T 6 bzw. T 3/T 5.

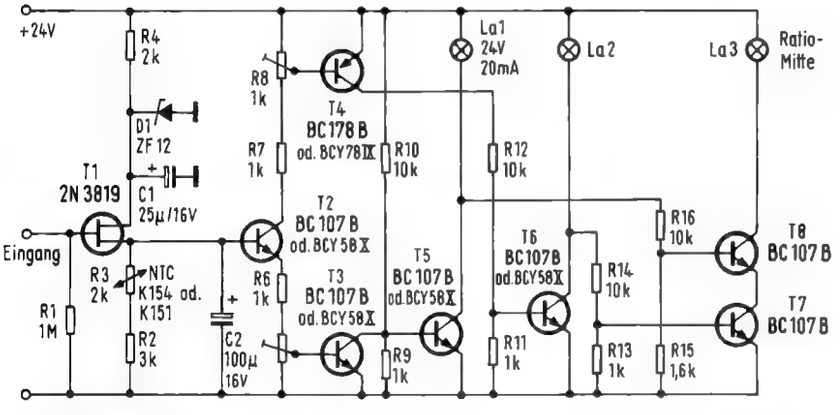


Bild 1. Schaltung der Sendermittenanzeige. Die Umschaltung der Lampen erfolgt kippstufenartig

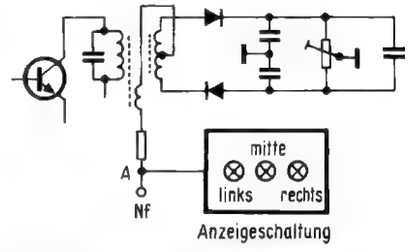


Bild 2. Anschlußschema des Geräts an einen Ratiodetektor

Bei 0 V Eingangsspannung ist T 3 durchgeschaltet, T 4 gesperrt. Dadurch sind auch die Transistoren T 5 und T 6 gesperrt: Die Lampen La 1 und La 2 leuchten nicht. In diesem Fall schaltet das NAND-Gatter, bestehend aus T 7 und T 8, durch: Die Lampe La 3 zeigt Nulldurchgang an. Wird nun an den Eingang bei Fehlabgleich eine positive Spannung angelegt, wird die Basis von T 2 positiver; durch den Transistor fließt ein höherer Kollektorstrom. An den Widerständen R 5, R 6, R 7 und R 8 entsteht dadurch ein höherer Spannungsabfall, und die Transistoren T 3 und T 4 schalten durch. Dabei wird der Transistor T 5 gesperrt, T 6 durchgeschaltet: La 2 brennt, La 3 erlischt, da T 7 gesperrt wird. Der umgekehrte Vorgang spielt sich bei negativer Eingangsspannung ab. (I 104) ■

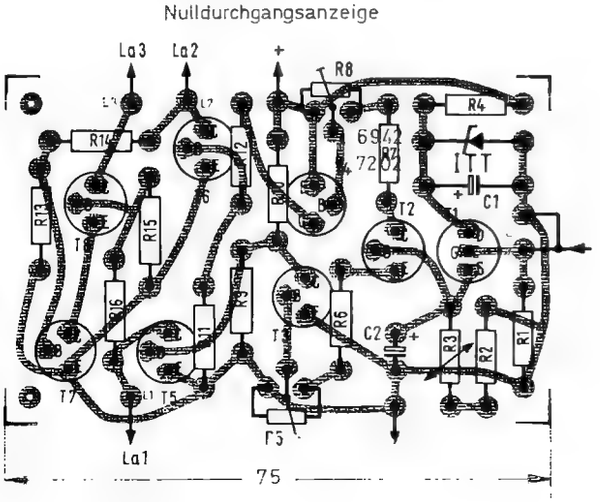


Bild 3. Bestückungsplan der Platine

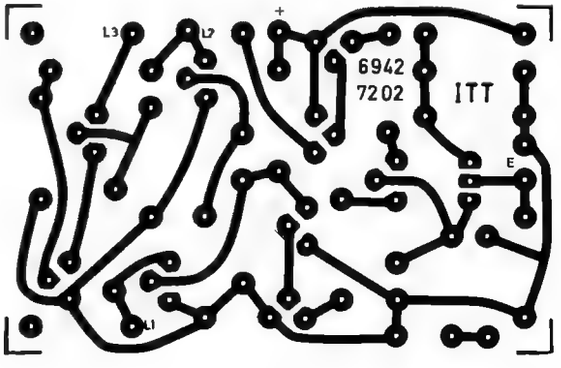
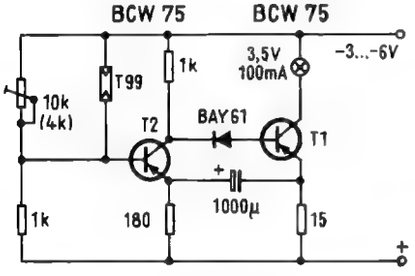


Bild 4. Gedruckte Schaltung für Bild 1. Platine und Bausätze sind bei ITT Schaub-Lorenz, Abt. Lehr- und Hobbykits, erhältlich

Dämmerungsblinkschaltung

Der im *Bild* gezeigte Dämmerungsblinker hat die Aufgabe, bei einer Beleuchtungsstärke von etwa 10 bis 25 Lux eine Signallampe mit einer Blinkfrequenz von etwa 1,3 Hz anzusteuern.

Der Dämmerungsschalter ist mit einem Fotowiderstand und zwei Siliziumtransistoren von Siemens aufgebaut. Für eine Beleuchtungsstärke von 25 Lux arbeitet die Schaltung als astabiler Multivibrator. Die Lampe blinkt mit einer Frequenz von etwa 1,3 Hz. Steigt die Beleuchtungsstärke, wird der Fotowiderstand niederohmig, der Transistor T 2 wird leitend und die Lampe verlöscht. Durch das Einschalten der Diode BA 127 ist der Transistor T 1 sicher gesperrt.



Schaltung des Dämmerungsblinkers

Um das Arbeiten des Multivibrators bei kleinen Beleuchtungsstärken zu gewährleisten, mußte der Widerstandsanstieg des Fotowiderstandes mit einem parallelen Trimmwiderstand begrenzt werden. Mit Hilfe dieses Trimmers kann gleichzeitig die Toleranz der Fotowiderstände ausgeglichen und die Ansprechempfindlichkeit eingestellt werden. Die technischen Daten der Schaltung nennt die *Tabelle*. K. W. und D. C.

Tabelle der technischen Daten

Ausschaltbeleuchtungsstärke:

U_B = 3 V 45 Lux	U_B = 5 V 25 Lux
U_B = 4 V 30 Lux	U_B = 6 V 15 Lux
Lampenspannung:	2 bis 4 V
Stromaufnahme (100 Lux):	< 10 mA
Umgebungstemperatur:	−10 bis + 50 °C

(Nach Siemens-Unterlagen.)

Transistorschalter für Wechselstromverbraucher

Üblicherweise werden zum Schalten von Gleichströmen Transistoren als Schalter verwendet. Um Wechselströme zu schalten, setzt man häufig Thyristoren ein, benötigt aber sowohl für die positive als auch für die negative Halbwelle je einen Thyristor. Die Ansteuerung zweier antiparallel geschalteter Thyristoren bereitet mitunter Schwierigkeiten.

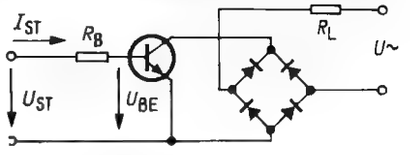
Mit der im *Bild* gezeigten einfachen Schaltung können Wechselstromverbraucher mit einem Transistor unter Zuhilfenahme einer Gleichrichterbrücke ein- und ausgeschaltet werden. Der Schalttransistor liegt hierbei auf der Ausgangsseite, der vom Wechselstrom durchflossene Lastwiderstand R_L, auf der Eingangsseite der Brückenschaltung. Je nach Stromverstärkung des Transistors benötigt die Schaltung etwa folgende Steuergleichspannung zum Einschalten des Laststromes:

$$U_{St} \approx \frac{\sqrt{2} \cdot U_{\sim} \cdot R_B}{B \cdot R_L} + U_{BE}$$

Darin ist U_{BE} mit etwa 0,7 V einzusetzen, und der Basisvorwiderstand R_B ist so zu wählen, daß etwa 0,7 V daran abfallen. Bei Ansteuerung der Schaltung mit einem Steuergleichstrom I_{St} muß dieser etwa

$$I_{St} \approx \frac{\sqrt{2} \cdot U_{\sim}}{B \cdot R_L}$$

betragen. Für die Gleichstromverstärkung B ist stets der kleinstmögliche Wert des Streuspektrums einzusetzen.



Einfacher Schalter für Wechselstromverbraucher

Der Schalttransistor muß eine zulässige Kollektor-Emitter-Spannung haben, die größer ist als der Spitzenwert der Wechselspannung $U_{\sim}$.

(Nach Unterlagen von Intermetall.)

Dipl.-Phys. Leo Schweri

Eichgenerator — selbstgebaut

3. Teil

In den ersten beiden Teilen dieses Beitrags (Heft 6/1972, Seite 189, und Heft 7, Seite 228) erläuterten wir die Schaltung und den Aufbau des Eichgenerators. Nachstehend folgen noch einige Hinweise zur Inbetriebnahme.

Inbetriebnahme

Nach einer letzten, peinlich genauen Kontrolle der ganzen Schaltung wird das Netzgerät wieder vom übrigen Gerät abgetrennt und danach der Strom eingeschaltet. Mit einem Vielfachinstrument wird die Ausgangsspannung nachgemessen. Die Spannung soll 5 V betragen (mindestens 4,5 V, höchstens 5,5 V). Mit R 1 im Netzteil läßt sich die Spannung genau einregulieren. Nun wird der Quarzoszillator zugeschaltet. Bei entferntem Quarz müssen an den Kollektoren der Transistoren je etwa 2,5 V zu messen sein. Sollte das nicht der Fall sein, z. B. durch Verwendung von Transistoren mit anderer Stromverstärkung, müssen die Basiswiderstände anders gewählt werden. Nach diesem Test wird der Quarz eingesetzt. Der Oszillator sollte nun selbst anschwingen, und an den Kollektoren der Transistoren müssen je etwa 1,5 V_{eff} zu messen sein.

Als nächstes wird die Platine mit dem Teiler angeschaltet. Wer Stecksockel verwendet hat, wird nun nacheinander die Bausteine SN 7400 N einsetzen und mit dem Oszillografen jeweils die Signale des Oszillators weiterverfolgen. Arbeitet die Schaltung bis hierher einwandfrei, so wird die erste Zähldekade eingesetzt und geprüft. Sollte die Dekade nicht einwandfrei arbeiten, so liegt fast mit Sicherheit ein Schaltfehler vor. Sodann werden die nachfolgenden Dekaden, eine nach der anderen, eingesetzt und auf ihre Funktion geprüft. Erscheint am Ausgang der letzten Dekade der Sekundenimpuls, so werden nun die beiden ersten invertierenden UND/ODER-Tore eingesetzt und ebenfalls geprüft. Arbeiten auch diese zufriedenstellend, so setzt man die Flipflops sowie den letzten Torbaustein ein.

Wird in der angegebenen Weise vorgegangen, so sind keine ernsthaften Schwierigkeiten zu erwarten, vorausgesetzt, daß einwandfreie Halbleiter verwendet werden. Bei Halbleitern aus Sonderangeboten ist Vorsicht am Platz, besonders wenn diese direkt in die Schaltung eingelötet werden sollen. Es ist nämlich äußerst schwierig, ein Dual-in-Line-Gehäuse aus einer Platine auszulöten, ohne diese zu beschädigen. Sollte es trotzdem einmal nötig sein, so helfen Entlötgeräte weiter. Gute Ergebnisse werden auch mit Lötsauglitzen erzielt.

Als letzte Platine wird die Triggereinheit angeschlossen. Bei dieser Einheit ist die Ruhespannung am Emitterwiderstand von ausschlaggebender Bedeutung. Sie soll etwa 2,6 V betragen. Stellt sich diese Spannung mit den angegebenen Widerstandswerten nicht von selbst ein, so muß der Basisspannungsteiler geändert werden. Das Potentiometer P ist für Sägezahnspannungen von 10 V_{SS} dimensioniert. Läßt sich das Bild der Eichspannung auf dem Oszillografen mit P nicht genügend verschieben, so muß es durch ein solches mit höherem Widerstand ersetzt werden. Wer während des Testens des Triggereinsatzes das Arbeiten des Teilers akustisch ver-

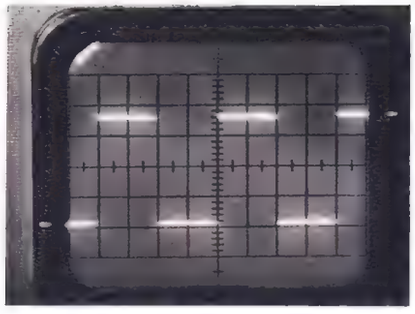


Bild 14. Das 1000-Hz-Signal des Generators (horizontal 250 µs/Einh., vertikal 1 V/Einh.)

folgt hat, darf nicht überrascht sein, wenn plötzlich das Sekundenzeichen ausbleibt. Das liegt daran, daß für gewöhnliche Ablenkfrequenzen des Oszillografen die Zähldekade, die den Sekundenimpuls liefert, gar nie zum Zählen kommt, denn ehe der das akustische Zeichen auslösende Impuls den Zähler erreicht, wird der gesamte Zähler schon wieder in den Grundzustand zurückgekippt. Spätestens eine Sekunde nach dem Abschalten der Sägezahnspannung am Triggereingang, setzt das akustische Zeichen wieder ein.

Wenn das Gerät soweit arbeitet, so muß es nun auf die exakte Frequenz eingestellt werden. Dazu dient der Trimmer im Oszillator. Mit diesem läßt sich die Quarzfrequenz um etwa 200 Hz ziehen. Sollte die Quarzfrequenz noch mehr gezogen werden, so ist ein Parallelkondensator zum Trimmer erforderlich.

Zur genauen Bestimmung der Oszillatorfrequenz kann ein Digitalzähler mit der nötigen Genauigkeit dienen. Dann ist der Abgleich einfach. Doch den wenigsten Lesern dürfte ein so teures Gerät zur Verfügung stehen. In diesem Fall kann ein Kurzwellenempfänger zur Eichung herangezogen werden. Auf 10 MHz wird dazu die Zeitzeichensendung des Eichsenders WWV eingestellt [2]. Nun wird ein kurzes Stück Draht in die Ausgangsbuchse des Eichgenerators gesteckt und in die Nähe des Antennenanschlusses des Empfängers gelegt. Höchstwahrscheinlich wird nun ein Pfeifen im Empfänger zu hören sein. Durch Drehen des Oszillatortrimmers läßt sich die Tonhöhe verändern. In einem kleinen Bereich wird das Pfeifen ganz verschwinden (Schwebungsnull). Man reguliert nun den Trimmer so, daß die Oszillatorfrequenz gerade etwa in die Mitte der Schwebungslücke zu liegen kommt. Die Eichung, die auf diese Weise erzielt werden kann, ist erstaunlich gut. Nehmen wir für den Empfänger eine untere Grenzfrequenz von 50 Hz an. Dann kann im ungünstigsten Fall die zehnte Oberwelle des 1-MHz-Oszillators um 50 Hz von der Sollfrequenz abweichen, ohne hörbares Pfeifen. Das heißt aber, daß die Grundwelle höchstens 5 Hz abweicht. In einem praktisch durchgeführten Versuch betrug die Abweichung sogar nur 1,8 Hz!

Die *Bilder 14* bis *18* zeigen einige der vom Generator gelieferten Signale.

Zum Schluß dieses Abschnittes noch eine Warnung. Der Ausgang des Eichgenerators ist *nicht* über Kondensatoren herausgeführt, denn diese müßte riesenhafte Ausmaße annehmen um die niedrigste Frequenz von 0,25 Hz noch unverzerrt zu übertragen. Das hat zur Folge, daß der Generator nur an spannungsfreie Eingänge gelegt werden darf, denn Spannungen über 5,5 V zerstören die IS des Generators.

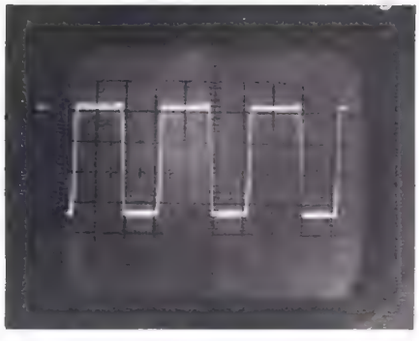


Bild 15. Das 1-MHz-Signal des Generators (horizontal 1/2 µs/Einh., vertikal 1 V/Einh.). Die Bandbreite des verwendeten Oszillografen beträgt etwa 10 MHz

Schlußbemerkungen

Das beschriebene Gerät läßt sich, je nach Anwendungszweck noch weiter ausbauen. Wer damit eine Uhr ansteuern will, wird wahrscheinlich den Oszillator verbessern und ihn in einen Kleinthermostaten einbauen. Wer das Gerät dagegen in erster Linie als Signalgenerator verwenden möchte, wird statt des Quarzoszillators einen variablen Oszillator wählen (oder gar zwei umschaltbare Oszillatoren). Wenn der variable Oszillator den Frequenzbereich von 4 MHz bis 1 MHz überstreicht, so liefert der Generator lückenlos alle Frequenzen von 4 MHz bis 0,25 Hz, ohne daß irgend ein Kondensator oder eine Spule umgeschaltet werden muß. Auch die Eichung muß dann nur auf einem einzigen Bereich vorgenommen werden.

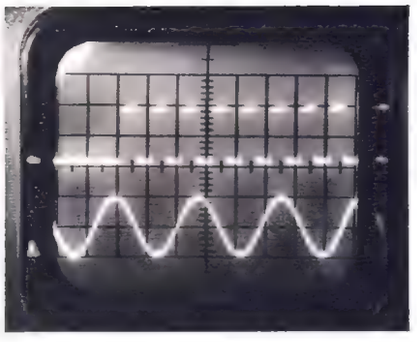
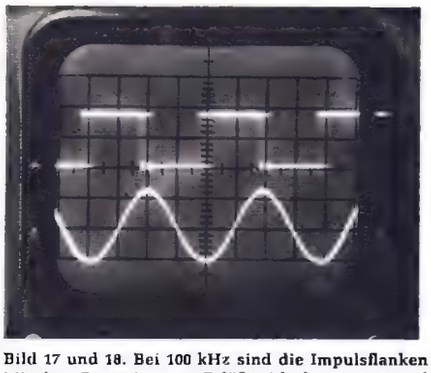


Bild 16. Aufgrund des eingeblendeten 1000-Hz-Signals kann die Frequenz des Sinussignals bestimmt werden: 360 Hz. Daß die Signalform der Impulsreihe gegenüber Bild 14 etwas verzerrt ist, rührt vom verwendeten Zweikanalzusatz her

Je nach der zur Verfügung stehenden Triggerspannung kann es sich auch als notwendig erweisen, zwischen Emitterfolger und dem Tor 3 eine Verstärkerstufe einzubauen, damit eine zuverlässige Triggerung der Schaltung möglich wird.

Wer nicht nur die Horizontalablenkung seines Oszillografen, sondern auch die Vertikalablenkung eichen möchte, wird die Ausgangsspannung mit einem Widerstand und einer Referenzdiode auf einen geeigneten Wert stabilisieren. Diese Schaltung würde auch einen gewissen Schutz gegen Überspannungen am Ausgang bieten, doch muß eine Reduktion der Ausgangsspannung in Kauf genommen werden. Höhere Spannungswerte ließen sich im einfachsten Fall durch Nachschalten eines Schmitt-Triggers mit höherer Arbeitsspannung ans letzte Tor erzielen.



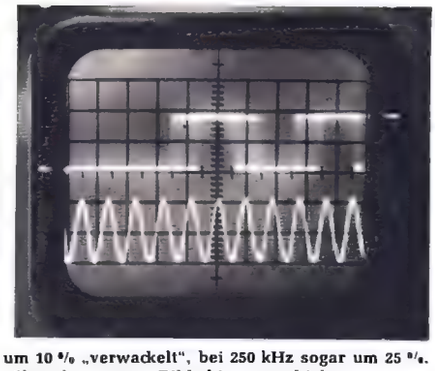


Bild 17 und 18. Bei 100 kHz sind die Impulsflanken um 10 % „verwackelt", bei 250 kHz sogar um 25 %. Mit dem Potentiometer P läßt sich der erste Impuls über den ganzen Bildschirm verschieben

Literatur

[1] *Wolf, Gerhard:* Digitale Elektronik. Franzis-Verlag, München.

Millman, Taub: Pulse, Digital and Switching Waveforms. Mac Graw Hill Book Comp. 1965 (englisch).

Der Elektroniker (1967), Nr. 1, S. 49 ff.; Der Elektroniker (1967), Nr. 4, S. 219 ff.; Der Elektroniker (1968), Nr. 1, S. 35 ff.

[2] *Diefenbach, Werner W.:* Vademekum für den Kurzwellenamateur. Franzis-Verlag, München.

The Radio Amateur's Handbook, American Radio Relay League (englisch).

[3] Telefunken-Laborbuch, Band I, II, III. Franzis-Verlag, München.

Klaus H. Eichel DC 6 HY
Ulrich L. Rohde DJ 2 LR

Stand der Technik bei UKW-Amateurfunkgeräten

2. Teil

Diese Arbeit beschäftigt sich mit Maßnahmen, die das Großsignalverhalten der Station verbessern sollen. Im 1. Teil wurden Konverter-Eingänge, stabile Oszillatoren und Linearverstärker behandelt. Im folgenden gehen die Autoren auf die Arbeitspunktstabilisierung von Endstufen ein.

Arbeitspunktstabilisierung von Endstufen

Wie allgemein bekannt, arbeiten Leistungs-Endstufen im AB-Betrieb mit einem Ruhestrom von etwa 5 bis 10 % des Stroms bei Eintonaussteuerung. Da die für einen konstanten Ruhestrom notwendige Basis-Emitterspannung um etwa 2,1 mV/°C abfällt, ist es sinnvoll, die Basis-Betriebsspannung U_{BB} in einer Regelschaltung mit einem geeigneten, negativen Temperaturkoeffizienten zu erzeugen. Der Innenwiderstand dieser Spannungsquelle sollte je nach Ausgangsleistung der Stufe zwischen 5 bis 50 Ω liegen, um einen optimalen Intermodulationsabstand zu erreichen. *Bild 12* zeigt das Intermodulationsverhalten einiger Transistoren in Abhängigkeit verschiedener Größen und *Bild 13* die verwendete Schaltung. Durch Einfügen einer Störgrößenaufschaltung ist es möglich, den Ruhestrom auch bei schwankender Betriebsspannung U_{CC} in einem weiten Spannungsbereich konstant zu halten.

In *Bild 14* ist die Abhängigkeit des Kollektorruhestromes in Abhängigkeit von der Speisespannung U_{CC} angegeben. Diese Eigenschaft ist besonders für batteriebetriebene, portable Geräte interessant. Die mit der Temperatur absinkende Durchlaßspannung der Emitterbasisdiode von TS 1, welcher mit dem Kühlkörper thermisch verbunden sein sollte, bewirkt bei steigender Umgebungs- und Kühlkörpertemperatur eine fallende Basisvorspannung U_{BB}. Somit ist es möglich, den Ruhestrom im eingeschränkten Bereich von 0 °C...+ 50 °C hinreichend konstant zu halten.

Abschließend wurden an dem UKW-Einseitenband-Sendeempfänger (*Bild 15* bis *17*), der mit dem in Bild 1 gezeigten Konverter ausgestattet ist, Intermodulationsmessungen durchgeführt. Zu erwähnen ist noch, daß das S-Meter dB-linear ist, d. h. hier wird ein Regelbereich von 100 dB angezeigt. Aus *Bild 18* geht das gemessene Intermodulationsverhalten des Transceivers bei einer Nennausgangsleistung von 4 W PEP hervor. Die Betriebsspannung des gesamten Senders betrug 12 V; der verwendete Transistor ist ein 2 N 5915 der Firma RCA Corp.

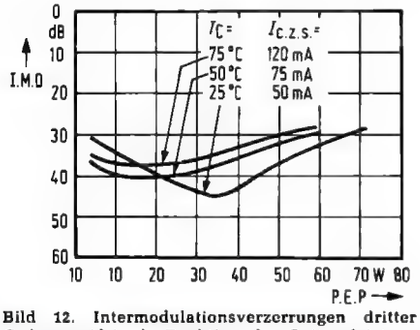


Bild 12. Intermodulationsverzerrungen dritter Ordnung (d_3) als Funktion der Spitzenleistung (PEP) mit der Gehäusetemperatur (T_C) und dem entsprechenden Kollektorruhestrom I_{CZS} als Parameter

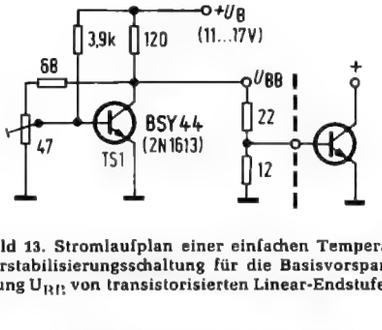


Bild 13. Stromlaufplan einer einfachen Temperaturstabilisierungsschaltung für die Basisvorspannung U_{BB} von transistorisierten Linear-Endstufen

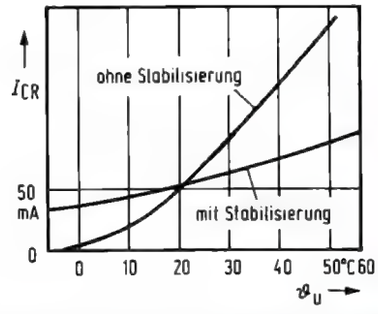


Bild 14. Ruhestrom einer Linear-Endstufe in Abhängigkeit von der Kühlkörpertemperatur ohne eine Stabilisierungsschaltung und mit der in Bild 13 gezeigten Stabilisierungsschaltung

Bild 15. Vorderansicht eines mit eingebauter Batterie betriebenen 4-W-UKW-ESB-Transceivers (für BBT-Betrieb zugelassen), Gesamtgewicht ≈ 1,95 kg

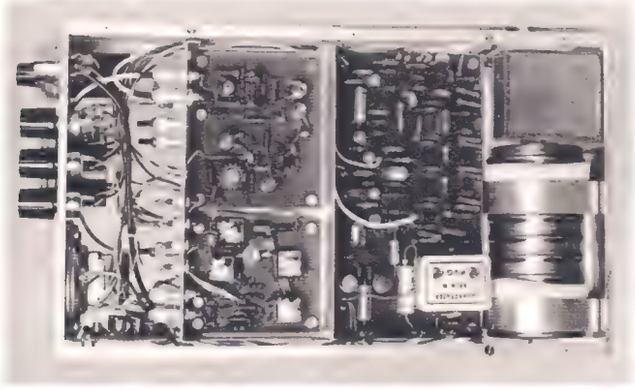


Bild 16. Blick in das geöffnete Gerät von der Senderseite her

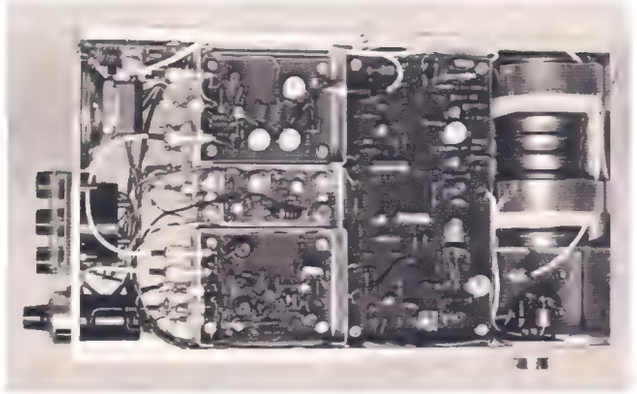


Bild 17. Blick in das geöffnete Gerät von der Empfängerseite her. Man erkennt neben dem Nickel-Cadmium-Akkumulator das für die Spiegelselektion des Empfängers und Nebenwellenabschwächung des Senders vorgesehene Helix-Bandfilter

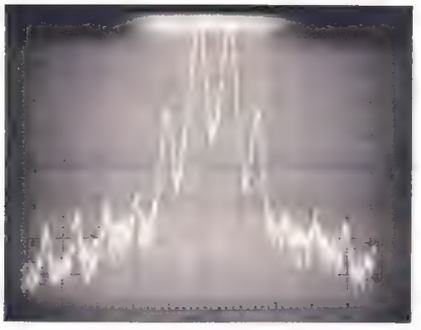


Bild 18. Mit einem Spektrumanalysator gemessene und fotografierte Intermodulationsverhalten des 12-V-Transceivers mit dem Endstufentransistor 2 N 5915 (RCA) bei 4 W PEP Aussteuerung

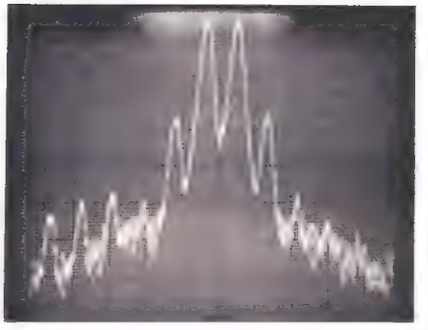


Bild 19. Veränderung des Intermodulationsverhaltens bei nachgeschaltetem Leistungsverstärker mit BLY 94 und 36 W Ausgangsleistung (28 V Betriebsspannung). Die Einstellung am Sichtgerät wurde beibehalten

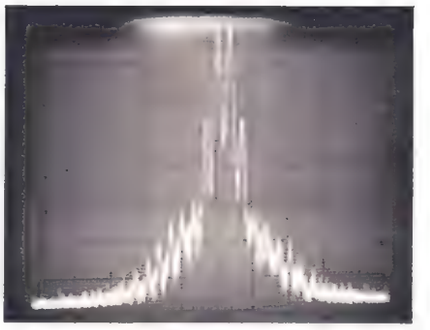


Bild 20. Darstellung des Intermodulationsverhaltens wie in Bild 19, jedoch mit einer Auflösung von 10 kHz/div. Das Grundrauschen stammt vom Analysator

Bild 19 zeigt das Intermodulationsverhalten der Anlage mit nachgeschaltetem Leistungsverstärker nach Bild 11; dieser Verstärker benutzt einen Transistor vom Typ BLY 94 der Firma Valvo; seine Ausgangsleistung betrug 36 W bei 28 V Versorgungsspannung. In *Bild 20* ist das abgestrahlte Spektrum bei 36 W Ausgangsleistung zu erkennen, wobei über alles noch ein Intermodulationsabstand von 27 dB sicher erreicht wird und die Weitabintermodulation ebenfalls als ausreichend bezeichnet werden kann. Die Messungen wurden mit einem Spektrumanalysator Typ 8554 B/8552 B im Grundgerät 140/D von Hewlett-Packard durchgeführt. Es bleibt zu bemerken, daß die üblichen Senderöhren, wie QQE 03/12, YL 12/40, QQE 06/40 und 4 X 150 A, kaum Intermodulationsabstände > 23 dB in Amateurschaltungen erreichen.

Ein geeigneter Zwischenfrequenzverstärker wurde in dem Aufsatz „Ein Zf-Verstärker für den AM-SSB-Empfang" beschrieben (FUNKSCHAU, Heft 2/72).

Unter der Voraussetzung, daß die hier aufgeführten Überlegungen berücksichtigt werden, läßt sich eine 2-m-Amateurfunkstation aufbauen, welche den Erfordernissen der üblichen Betriebstechnik voll entspricht.

Aus der Patentliteratur

Diese Berichte, die wir in unregelmäßiger Folge veröffentlichen, sollen unsere Leser auf einige neue Patente unseres Faches hinweisen. Sie enthalten z. T. Einzelheiten, die sonst nicht veröffentlicht werden.

Anordnung zum Auskoppeln von Hf-Spannungen aus der Hauptleitung einer Gemeinschaftsantennen-Anlage

Der F. G. Häberle KG, Burgstädt, wurde unter der Nr. 1 294 513 ein Patent über obengenannte Anordnung erteilt. Die Erfinder sind Heinz Teichmann und Alfred Görmar.

Die Erfindung betrifft eine Anordnung zum Auskoppeln von Hf-Spannungen aus der Hauptleitung einer Gemeinschaftsantennen-Anlage durch einen Richtkoppler, an dessen zwei gleich langen Nebenleitern Widerstände zum Erzielen einer niedrigen Durchgangsdämpfung angeschaltet und der Hauptleiter sowie die beiden Nebenleiter innerhalb eines Schirmes angeordnet sind.

In der bisherigen Praxis der Gemeinschaftsantennen-Anlage werden zum Anschluß der Teilnehmer an senkrecht verlegten Versorgungshauptleitungen Abzweigungen über ohmsche Widerstände verwendet, die jedoch horizontale Stichleitungen von nur 6 bis 10 m zulassen. Nachteilig ist einerseits die nur geringe horizontale Versorgungsmöglichkeit und die Abhängigkeit der Qualität des Hf-Empfangs von der Anzahl der Teilnehmer, andererseits sind es die hohen Hf-Verluste bei wellenwiderstandsgerechter Anpassung.

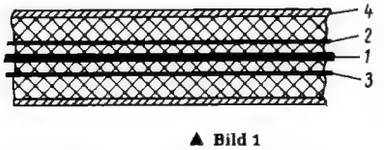
Die Erfindung hat den Zweck, für Gemeinschaftsantennen-Anlagen eine kleine und billige Richtkoppleranordnung als Abzweigung zu schaffen, die die Aufgabe hat, bei beliebiger Führung der Versorgungshauptleitung eine niedrige Durchgangsdämpfung, eine verlustarme Auskopplung von Hf-Spannung aus dieser Hauptleitung und eine gute wellenwiderstandsgerechte Auskopplung für mehrere Teilnehmeranschlüsse je Abzweigung zu schaffen.

Dies wird erfindungsgemäß bei einer Gemeinschaftsantennen-Anlage durch eine Richtkoppleranordnung je Abzweigung erreicht, die aus einer Hauptleitung und zwei gleich langen Nebenleitern besteht. Sie ist dadurch gekennzeichnet, daß die zwei gleich langen Nebenleiter des Richtkopplers, die gleiche induktive und kapazitive Kopplung zum Hauptleiter aufweisen, durch annähernd frequenzunabhängige Widerstände so angeordnet sind, daß ein direkter Anschluß an die Nebenleiter oder an die durch die Widerstände erfolgte gleichmäßige Spannungsaufteilung und wellenwiderstandsangepaßte sowie gegeneinander entkoppelte Aufteilung erfolgt.

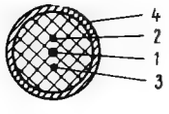
Vorteilhafterweise sind zum Hauptleiter die beiden Nebenleiter symmetrisch und in einer Ebene angeordnet. Zwei oder mehr solcher Richtkoppler mit Widerstandsanordnungen können hintereinander innerhalb eines gemeinsamen Gehäuses untergebracht sein.

Die erfindungsgemäße Lösung ist besonders vorteilhaft zur Verwendung für die Horizontalinstallation von Gemeinschaftsantennen-Anlagen geeignet. Sie vermeidet die bisher mit großem Arbeitsaufwand erforderliche vertikale Verkabelung der Anlage und ermöglicht beispielsweise eine Fernsehversorgung für nahezu beliebig viele Teilnehmer ohne Verschlechterung der Bildqualität. Sie wirkt sich vor allem für vielgeschossige Bauten mit großem Hf-Versorgungsnetz ökonomisch sehr vorteilhaft aus.

Bild 1 zeigt einen Längsschnitt und *Bild 2* einen Querschnitt des Richtkopplerkabels, wobei 1 der Hauptleiter, 2 und 3 die beiden parallel zum Hauptleiter verlaufenden Nebenleiter und 4 die das Richtkopplerkabel umschließende Abschirmung ist. *Bild 3* zeigt an den beiden Nebenleitern 2 und 3 je einen direkten Anschluß 5 und 6 mit Verzweigungen über je einen gleichwertigen Widerstand R auf die Anschlüsse 7, 8, 9 und 10. Anschluß 11 ist der Eingang der Hauptleitung zum Richtkoppler und Anschluß 12 deren Ausgang.



▲ Bild 1



◀ Bild 2

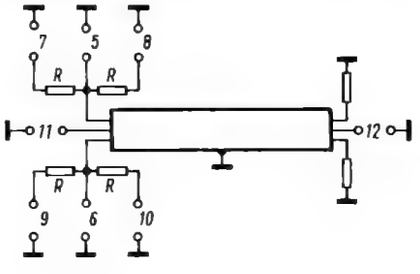


Bild 3 ▶

Diffuse Abstrahlung der hohen Töne

Ing. Hans K. Friedl

Die in diesem Beitrag beschriebenen Hochtonstrahler, auch Hochtonscheiben genannt, ermöglichen es allen Besitzern von Hi-Fi-Anlagen, diese ohne großen finanziellen oder technischen Aufwand in ihrer Klangqualität aufzuwerten. Das Prinzip ist einfach: Eine Kombination von Hochtonlautsprechern mit speziellen Eigenschaften wird jedem Kanal anstelle des bereits in der Hi-Fi-Tonbox vorhandenen Hochton-Lautsprechers zugeschaltet. Die diffuse Zerstreuung dieser optimal im Raum angeordneten Hochtonstrahler ergibt in der Gesamtwirkung eine Verbesserung des Klangeindruckes auch bei geringen Lautstärken. Dadurch ist diese Maßnahme besonders für kleine und mittlere Wohnräume empfehlenswert.

Für die erfolgreiche Verwendung von zusätzlichen Hochtonstrahlern sind zwei Voraussetzungen wichtig: Die vorhandenen Lautsprecherboxen sollen eine Mehrwegkombination von Lautsprechern enthalten, das heißt, je einen Tiefton- und einen Hochtonlautsprecher oder je einen Tiefton-, Mittelton- und Hochtonlautsprecher. Sinnvoll sind zusätzliche Hochtonstrahler außerdem nur bei Verstärkern, die zumindest den Anforderungen der Hi-Fi-Norm DIN 45 500 genügen.

Was kann durch die zusätzlichen Hochtonstrahler erreicht werden? Betrachten wir doch für die nachfolgende Überlegung zunächst die in einem Wohnzimmer aufgestellte Tonbox! Wir wissen oder können durch Abtasten leicht feststellen, wo der Hochtonlautsprecher in dieser Box eingebaut ist (die kleinste Öffnung in der Schallwand). Im Optimalfall befindet sich diese Öffnung in Ohrhöhe des sitzenden Zuhörers, wobei bei der Aufstellung darauf zu achten ist, daß nicht ein Vorhang oder ein Möbelstück die gedachte Verbindungslinie zwischen Ohr und Hochtonlautsprecher durch Absorption der hohen Töne stört. Außerdem soll der Winkel dieser Verbindungslinie zu einer Senkrechten auf die Tonbox nicht mehr als 60° betragen. Andernfalls tritt eine wesentliche Beeinträchtigung der für einwandfreie Musikwiedergabe so wichtigen Obertöne auf. Aber auch wenn diese Gesichtspunkte berücksichtigt werden, ist der erzielte Klangeffekt meist nicht so brillant wie bei einer Originaldarbietung. Bei einer Aufführung im Konzertsaal empfängt das Ohr nämlich auch einen hohen Anteil von reflektierten Schallwellen. Normal ausgestattete Wohnräume mit ihren Teppichen, Vorhängen, Polstermöbeln usw. verschlucken dagegen sehr viel Hochtonanteil der Darbietung und reflektieren nur tiefere Töne.

Die Aufstellung eines zusätzlichen Hochtonstrahlers, der möglichst in alle Richtungen strahlt bzw. frei im Raume hängt, kann diesen Nachteil ausgleichen und ergibt eine wesentliche Verbesserung der Wiedergabe. Der Zuhörer empfindet dann auch den Stereoeffekt auf einer größeren Raumfläche und ist daher nicht so ortsgebunden.

Aus Radio Elektronik Schau 1971, Heft 10, mit freundlicher Genehmigung des Technischen Verlags Erb, Wien.

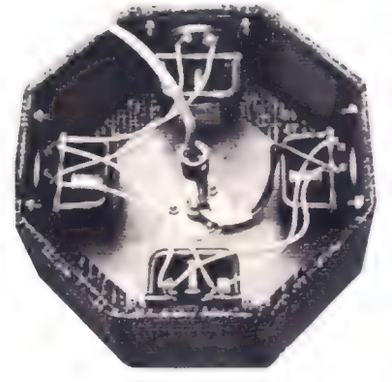
Den Innenaufbau eines Hochtonstrahlers zeigt *Bild 1*. Vier spezielle Hochtonlautsprecher werden so angeordnet, daß jeder in eine bestimmte Richtung des Raumes strahlt. Da der Abstrahlwinkel der verwendeten Lautsprecher auch bei 20 kHz noch 135° beträgt, kann mit diesen vier Lautsprechern praktisch der gesamte Raum ausgestrahlt werden. Industrietypen von Hochtonstrahlern (von B & O und von Grundig) benützen dazu sechs würfelförmig angeordnete Lautsprecher. Hierfür sind allerdings Lautsprecher mit einer Impedanz von 24 Ω oder 6 Ω pro Lautsprecher erforderlich.

Bei dem hier empfohlenen Konzept werden dagegen Hochtonlautsprecher mit Standardimpedanzen verwendet, die im Handel leicht erhältlich sind (der Peerless-Typ „MT 255 HFC" ist z. B. mit den Standardimpedanzen 4 Ω, 8 Ω oder 16 Ω lieferbar).

Die gesamte Impedanz des Hochtonstrahlers sollte auf alle Fälle mit der Impedanz der verwendeten Tonbox übereinstimmen, die in den meisten Fällen einen Wert von 4 Ω hat. In diesem Fall empfiehlt sich eine Schaltung nach *Bild 2a* und die Verwendung von Hochtonlautsprechern mit einer Impedanz von 16 Ω. Gegebenenfalls können aber auch 4-Ω-Typen in der Schaltung nach Bild 2b verwendet werden. Bei einer gewünschten Gesamtimpedanz von 8 Ω müssen 8-Ω-Lautsprecher entsprechend Bild 2b zusammengeschaltet werden.

Der mechanische Aufbau des Hochtonstrahlers ist einfach. Benötigt werden nur einige Hartfaserplatten, der notwendige Lautsprecherbespannstoff, einige Kleinteile und ein guter Kontaktkleber.

Zuerst werden aus den Platten acht Rechtecke 60 mm × 65 mm ausgeschnitten *(Bild 3)*; vier davon erhalten eine 50 mm große Bohrung für die Lautsprecher. Auf diese Platten wird der Lautsprecher (Peerless „MT 225 HFC") auf-



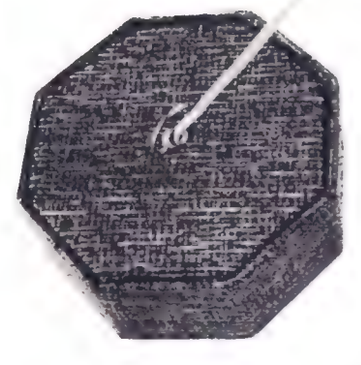


Bild 1. Innenaufbau des Hochtonstrahlers. Links die auf einem aus Hartfaserplatten angefertigten Achteck montierten Lautsprecher, oben der fertige montierte Hochtonstrahler mit abgenommener Deckplatte, rechts der Hochtonstrahler von außen

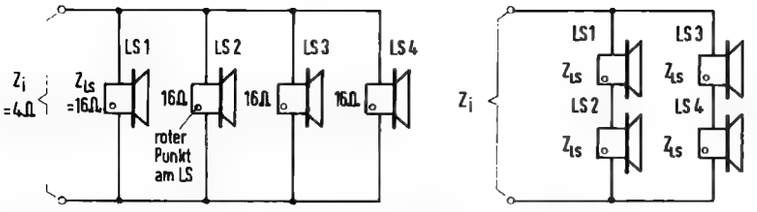


Bild 2. Innenschaltung des Hochtonstrahlers. Links: vier Lautsprecher (Z_{Ls} = 16 Ω) parallel, rechts: Serien-Parallelschaltung (vier Lautsprecher mit jeweils Z_{Ls} = 8 Ω ≙ 8 Ω oder mit jeweils Z_{Ls} = 4 Ω ≙ 4 Ω)

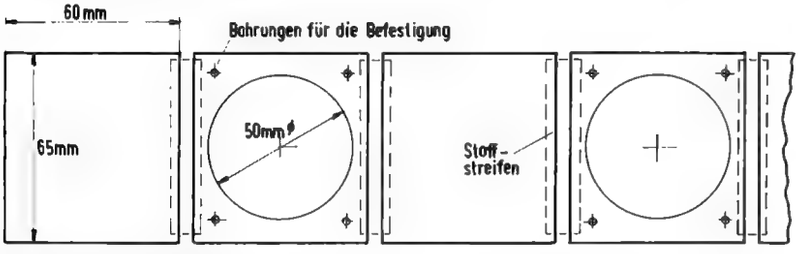


Bild 3. Seitenwandteile für den Hochtonstrahler (acht Hartfaserplatten mit 4 mm Dicke, davon vier mit Bohrungen)

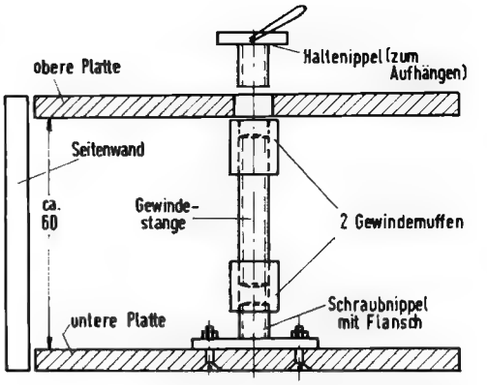


Bild 4. Aufbau der Halterung für die Abdeckscheiben

gelegt, die vier Befestigungsbohrungen angezeichnet und Löcher mit 2,6 mm Durchmesser gebohrt. Die Befestigungsbohrungen versenkt man auf einer Seite für M-3-Senkkopfschrauben, dann werden die Schrauben durchgesteckt und mit Kontaktkleber so befestigt, daß Gewindebolzen herausstehen. Die so vorbereiteten Stücke werden nach der Skizze Bild 3 aneinandergelegt (kein Abstand zwischen den Holzstücken!). Die Gewinde zeigen nach oben. Durch kleine Stoffstreifen und Kontaktkleber kann man nun die acht Plättchen zuerst zu einer langen Reihe und mit der letzten Klebung zu einem Achteck (nach Bild 1) verbinden. Dieses Achteck wird dann außen mit einem großen Streifen Lautsprecherstoff überzogen und dadurch gleichzeitig gefestigt. Wichtig ist dabei, daß der von außen sichtbare Teil des Stoffes nicht mit Kontaktkleber bestrichen wird! Der Kleber würde sonst den Schallaustritt erschweren und den Stoff fleckig erscheinen lassen. Bild 1 zeigt deutlich, wieviel Stoff umgeschlagen wurde.

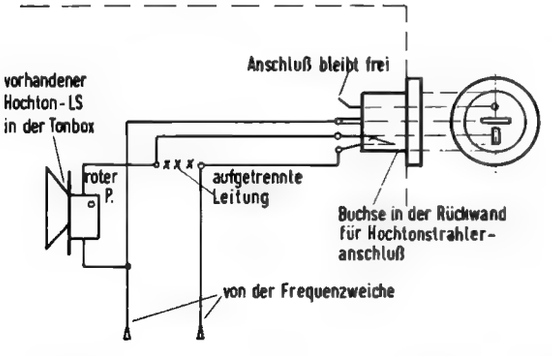
Die folgende Montage der vier Hochtonlautsprecher hält gleichzeitig den Stoff nieder und verhindert ein Ausfransen. Zweckmäßig werden die Anschlußösen alle auf eine Seite gelegt.

Die achteckigen, oberen und unteren Abschlußplatten werden ebenfalls aus Hartfaserplatten hergestellt und mit Stoff überzogen. Die Platten sind um 1 mm kleiner zuzuschneiden, weil der Stoff etwas aufträgt. Während die obere Abdeckung eine zentrische Bohrung mit 10 mm Durchmesser erhält, ist die untere Platte mit einem Gewindestutzen M 10/1 (Pendenrohrgewinde) zu versehen und dann zu überziehen. Bild 2 bzw. die Skizze in *Bild 4* zeigen die Konstruktion der haltenden Teile. Das Material zu dieser Halterung ist im Beleuchtungskörperbau üblich und in gut sortierten Elektrofachgeschäften meist vorrätig.

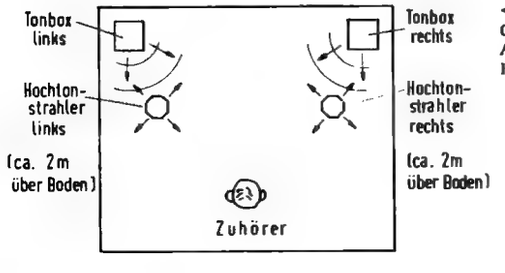
Die Verdrahtung sollte keine Schwierigkeiten bereiten. Zu beachten ist nur eine gleichphasige Polung der Lautsprecher; die rot gekennzeichneten Anschlußpunkte müssen entsprechend den Skizzen beschaltet werden.

Wird ein Paar dieser Hochtonstrahler angefertigt, dann ist auf strenge Symmetrie zu achten. Der Anschlußpol, der zu den rot gekennzeichneten Punkten an den Lautsprechern führt, wird mit dem runden Stift des Lautsprechernormsteckers verbunden.

Für den Anschluß der Hochtonstrahler muß die Tonbox geöffnet werden. Zweckmäßig wird man eine Schaltbuchse einbauen, um den Strahler wahlweise in Betrieb nehmen zu können oder das gewohnte Klangbild nur durch Einschaltung der Box zu erreichen. Im Handel sind hierfür geeignete Einbau-Schaltbuchsen für Lautsprecherstecker erhältlich. Der zum positiven Pol des (oder der) Hochtonlautsprechers in der Tonbox



◀ Bild 5. Änderung der Tonboxverdrahtung für den Hochtonstrahler-Anschluß



◀ Bild 6. Optimale Anordnung der Hochtonstrahler

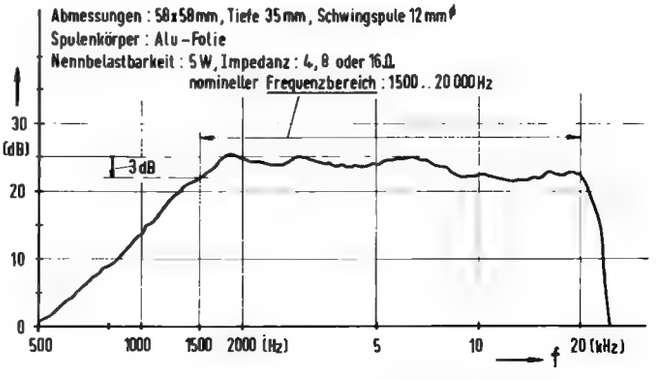


Bild 7. Frequenzgang des Peerless-Hochtonlautsprechers MT 255 HFC

führende Anschlußdraht wird aufgetrennt und nach *Bild 5* über den Schalter in der Schaltbuchse geführt. Die Skizze zeigt die Anschlußpunkte an der Schaltbuchse in räumlich richtiger Anordnung.

Nach Fertigstellung dieser Schaltungsänderungen bieten sich für die Wiedergabe zwei Möglichkeiten: Betrieb nur mit den in der Box eingebauten Hochtonlautsprechern oder mit den zusätzlichen Hochtonstrahlern. Gleichzeitiger Betrieb ist wegen der dann falschen Anpassung und der daraus entstehenden höheren Verzerrungen nicht empfehlenswert.

Eine günstige Anordnung der Hochtonstrahler im Raum zeigt *Bild 6*. Wem das Aufhängen des Hochtonstrahlers nicht zusagt, der kann auch eine Montage flach an der Seitenwand des Raumes oder mit einem kleinen Standrohr auf einem Kästchen erproben.

Bild 7 zeigt den Frequenzgang und die wichtigsten technischen Daten des im Mustergerät verwendeten Hochtonlautsprechers „MT 225 HFC" der dänischen Firma Peerless. Der ausgeglichene Frequenzgang und der große Abstrahlwinkel machen diesen Typ für den hier angeführten Zweck besonders geeignet.

Dipl.-Ing. B. Fiedler

Wechselsprechanlage mit integrierten Schaltungen

Mit Hilfe integrierter Analogschaltungen lassen sich auch Nf-Schaltungen einfach und preiswert realisieren. Ein interessanter Baustein ist der vor einiger Zeit erschienene ¼-W-Nf-Verstärker MFC 4000 von Motorola. Seit längerer Zeit bekannt ist der Operationsverstärker vom Typ 709, der von sehr vielen Herstellern angeboten wird.

In *Bild 1* ist die vollständige Schaltung der Wechselsprechanlage wiedergegeben. Zwei Kleinlautsprecher (58 mm Durchmesser) dienen als Mikrofon bzw. als Lautsprecher. Die Mikrofonempfindlichkeit des Lautsprechers läßt sich mit dem Gegenkopplungswiderstand des Operationsverstärkers (709) leicht an die Schaltung anpassen, da letzterer als Strom-Spannungswandler geschaltet ist. Diese Schaltart ergibt eine sehr kleine Eingangsimpedanz. Der als Mikrofon arbeitende Lautsprecher wird somit praktisch im Kurzschluß betrieben. Das ergibt eine gute Dämpfung. Außerdem sind lange unabgeschirmte Mikrofonleitungen wenig brummempfindlich. Bei sehr großen Entfernungen zwischen den beiden Sprechstellen ist ein Elektrolytkondensator von 22 µF zwischen + 9 V und eine der beiden Lautsprecherleitungen zu schalten.

Zwischen beiden Verstärkern liegt ein Pegeleinsteller. Der 10-nF-Kondensator an der „langen" Leitung unterdrückt Hf-Störungen, da diese Leitung (ungeschirmt) als Antenne wirken kann. Der Ruhestrom der Anlage ist so gering, daß man das Netzteil (± 9 V) dauernd eingeschaltet lassen kann. – Das Gerät ist auf jeden Fall in ein Gehäuse mit Belüftung zu setzen, da anderenfalls möglicherweise die integrierte Schaltung MFC 4000 zerstört wird. *Bild 2* zeigt die fertig bestückte Platine. (I 105) ■

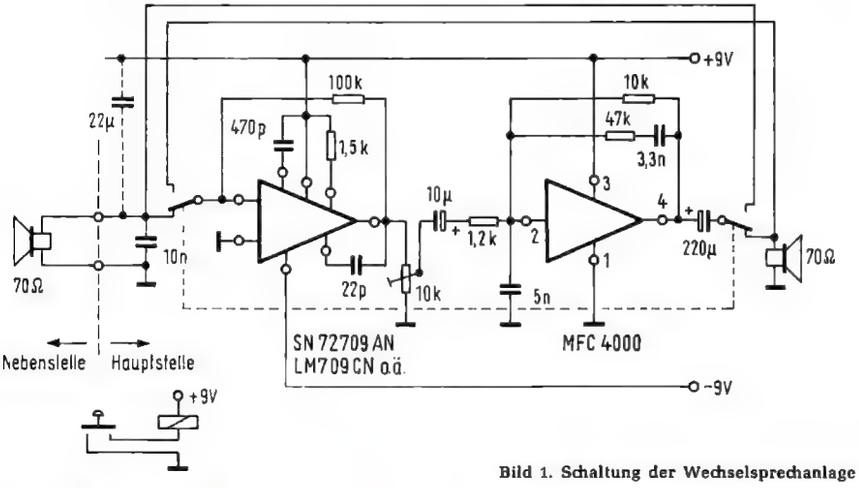
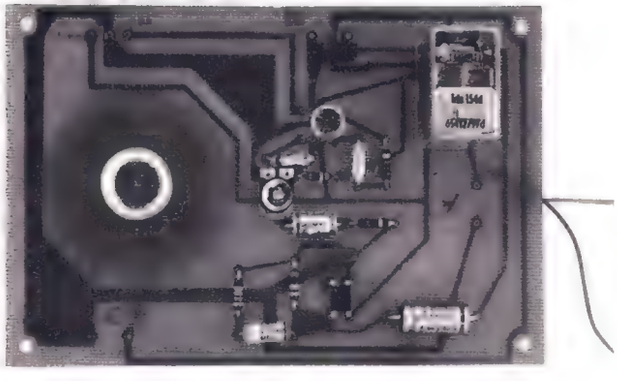


Bild 1. Schaltung der Wechselsprechanlage



◀ Bild 2. Aufbau des Mustergerätes. Platine und Bausatz sind bei ITT Schaub-Lorenz – Abt. Lehr- und Hobbykits – erhältlich

Hans-Joachim Weber

Stufenlose Wechselstromsteuerung mit Gleichstromansteuerung

Zwei Bühnenscheinwerfer sollten wechselseitig in der Helligkeit an- bzw. abschwellen und im Maximum bzw. Minimum ihren Beleuchtungszustand ändern. Es kam dabei auf die Steuerbarkeit des Vorgangs an. Die Schaltung sollte absolut betriebssicher sein und wenn möglich auf elektromechanische (z. B. Motoren) bzw. elektrooptische (Glühlampe/Fotowiderstand) Systeme verzichten.

Als Grundschaltung wurde eine Phasenanschnittsteuerung nach *Bild 1* verwendet. Diese Schaltung zeichnet sich durch einen breiten Regelbereich sowie durch die fast hysteresefreie Regelung

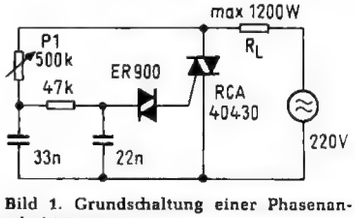


Bild 1. Grundschaltung einer Phasenanschnittsteuerung

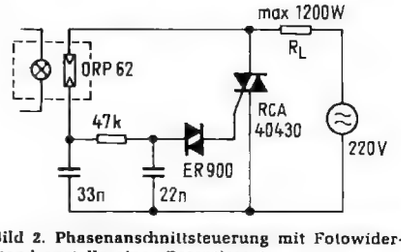


Bild 2. Phasenanschnittsteuerung mit Fotowiderstand anstelle eines Potentiometers

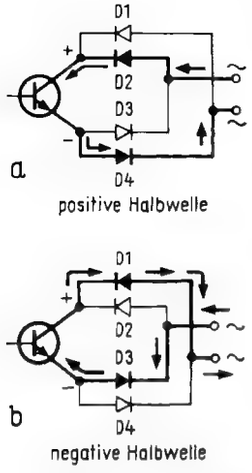


Bild 3. Stromlauf bei positiver (a) und negativer (b) Halbwelle

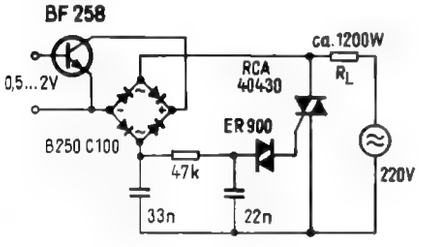


Bild 4. Regelschaltung für Bühnenscheinwerfer

aus. Der Stellwiderstand P 1 wurde zunächst durch einen geeigneten Fotowiderstand ersetzt (*Bild 2*). Versuche zeigten, daß Fotowiderstände der ORP-Serie den LDR-Typen vorzuziehen sind, da letztere ziemlich träge reagieren. Um den Wechseleffekt der Beleuchtung zu erreichen, wurde ein regelbarer Sägezahngenerator mit nachfolgender Phasenumkehrstufe verwendet. Auf diese Schaltung kann hier nicht näher eingegangen werden.

Der nächste Schritt war nun die Entwicklung eines elektronischen Regelgliedes, das die Funktion des Fotowiderstand/Lampe-Systems erfüllen konnte. Da beide Halbwellen eines Spannungsabfalles von maximal fast 220 V geregelt werden sollen, war die Verwendung von normalen Transistoren in Antiparallelschaltung und Polaritätsschutzdioden nicht möglich.

Statt dessen wurden ein Hochvolttransistor (U_{CE} = 250 V) und ein Siliziumbrückengleichrichter verwendet. Das Prinzip zeigt *Bild 3*. Der Transistor wird an die Gleichspannungsanschlüsse des Brückengleichrichters angeschlossen. Er wirkt jetzt für beide Halbwellen als variabler Widerstand. Setzt man nun die Schaltung Bild 3 in die Schaltung nach Bild 2 ein, so erhält man die fertige Regelschaltung (*Bild 4*). Mittels einer variablen Hilfsspannung U_{BE} läßt sich nun der Kollektor-Emitter-Widerstand des Transistors verändern. Die Hilfsspannung kann einen beliebigen zeitlichen Verlauf haben. Die Helligkeit der angeschlossenen Scheinwerfer folgt stufenlos dem zeitlichen Verlauf der Hilfsspannung (= Eingangsspannung). Zu beachten ist lediglich, daß die Eingangsspannung absolut erdfrei bzw. vom Netz galvanisch getrennt sein muß, damit Kurzschlüsse vermieden werden. Wird dies beachtet, läßt sich die Schaltung auch zum Bau von Lichtorgeln verwenden. Die Vierkanal-Lichtorgel des Verfassers arbeitet nach diesem Prinzip zur vollsten Zufriedenheit.

Die Bauteile sind an und für sich nicht kritisch. Triac und Diac können beliebig gegen ähnliche Typen ausgetauscht werden. Lediglich von der Verwendung von Selenbrückengleichrichtern ist abzuraten, da diese keinen genügend großen Sperrwiderstand haben. Dagegen haben sich die runden Miniaturgleichrichter der Firma Raytheon als sehr geeignet erwiesen.

Thomas Vollering

Vielseitig verwendbarer Schaltverstärker

Die in *Bild 1* gezeigte Schaltung läßt sich z. B. als Lichtschranke, Thermostat, Zeitschalter, Berührungsschalter, Wasser- und Feuchtigkeitsindikator, automatischer Einschalter für Kfz-Scheibenwischer und Schiffsmodellpumpen verwenden. Eine in weiten Grenzen variable Speisespannung erlaubt einen Betrieb mit den gebräuchlichsten Spannungsquellen.

Die Eingangsstufe T 1 (BC 109 C) arbeitet in Emitterschaltung. Der positive Impuls gelangt über R 1 auf dessen Basis, der Transistor T 1 schaltet durch. Das verstärkte Signal lädt über die Diode D 1 den Kondensator C auf. Ist ein gesättigter Ladezustand erreicht, schaltet der Transistor T 2 (AC 151 VII) durch, und das Relais Rel 1 zieht an.

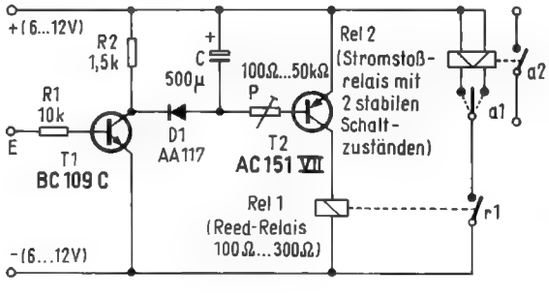
Der Kondensator entlädt sich, von P zeitlich gesteuert, über die Basis des Transistors T 2. Als Folge davon wir die Basis von T 2 positiv, so daß dieser Transistor sperrt; das Relais fällt ab.

Den Kollektorwiderstand des Transistors T 1 sollte man nicht kleiner als 1,5 kΩ dimensionieren, da die Leerlaufstromaufnahme steigt und die Schaltung schwingen kann; man merkt dies daran, daß das Relais flattert. Bei einer Zuleitungslänge von mehr als 20 cm zum Eingang E ist eine Abschirmung erforderlich. *Bild 2* zeigt einen Vorschlag für den Aufbau der Schaltung auf einer Platine.

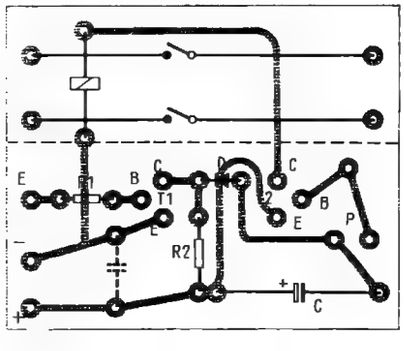
Betriebsarten

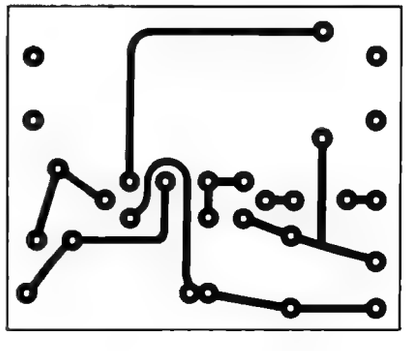
Lichtschranke (Dämmerungsschalter)

Zwischen den Eingang E und die positive Betriebsspannung ist ein Fotowiderstand (alle LDR-Typen), parallel zur Emitter-Basisstrecke ein Spannungs-



◀ Bild 1. Schaltung des Schaltverstärkers





▼ Bild 2. Platine mit Bestückungsplan (Maßstab 1 : 1)

teiler von 10...50 kΩ zu schalten. Letzterer dient zum Festlegen der Empfindlichkeit.

Zeitschalter

Man schaltet auf den Eingang E einen positiven Impuls, der von der Versorgungsspannung abgenommen werden kann. Die Haltedauer des Relais Rel 1 kann mit Hilfe des Trimmers P 0,4...40 s betragen, wenn man P mit 10 kΩ dimensioniert. Wird eine längere Zeit gewünscht, so muß P = 50 kΩ und C = max. 2000 µF betragen. Man kann dann Verzögerungszeiten bis zu 7,2 min erreichen.

Temperaturregler (Thermostat)

Statt des erwähnten Fotowiderstandes (Lichtschranke) verwendet man einen NTC-Widerstand von 1...5 kΩ. Der Spannungsteiler bestimmt nun die Temperaturempfindlichkeit.

Berührungsschalter

Es genügt eine kurze Berührung des mit E verbundenen Drahtes oder Plättchens und die Schaltung spricht sicher an.

Die Schaltung eignet sich daher ohne zusätzliche Bauelemente als Lichtschalter in der Wohnung, als Abschaltung der Diebstahlsicherung in Kraftfahrzeugen, als Wasser- und Feuchtigkeitsfühler u. v. a. Da die Leerlaufstromaufnahme nur 0,6 mA beträgt und bei Verwendung eines Stromstoßrelais nur während des Steuerimpulses ein relativ geringer Strom fließt, eignet sich die Schaltung sehr gut für Batteriebetrieb und ist somit auf kleinstem Raum unterzubringen. Bei Verwendung eines Reed-Relais mit 100...300 Ω als Steuerrelais können bei Berührungsimpuls Einschaltzeiten von nur 500 ms erreicht werden! Es empfiehlt sich anstelle eines Trimmers (P) einen Festwiderstand von mindestens 120 Ω zu benutzen, um die Dauer des Stromverbrauches auf ein Minimum zu reduzieren.

Bei Verwendung als Wasserfühlschaltung sind der Eingang E und die Pluszuleitung mit korrosionsfreien Elektroden zu verbinden. Die Schaltung spricht selbst dann noch sicher an, wenn die Elektroden 1 m voneinander entfernt sind. Bei Kraftfahrzeugen, bei denen der Pluspol der Batterie an der Karosserie liegt, benötigt man nur ein kleines Metallplättchen, das durch ein Stück Plastikfolie von einem lackfreien Teil der Karosserie isoliert, befestigt wird. Fällt ein Regentropfen so auf das Metallplättchen, daß es mit der Karosserie leitend verbunden wird, spricht die Schaltung an und schaltet den Scheibenwischer so lange ein, bis der Tropfen getrocknet ist. Das geht beim fahrenden Auto sehr schnell, wenn es zu regnen aufgehört hat.

Christoph Berg

Zusatz für Vielfachinstrumente:

Kapazitätsbereich mit linearer Anzeige

Seit einigen Jahren gibt es preiswerte Vielfachinstrumente, die auch für den Hobby-Elektroniker erschwinglich sind und trotzdem mit sehr geringem Leistungsverbrauch auskommen. Dadurch können sie als hochohmige Voltmeter (geringer Stromverbrauch) und auch als niederohmige Amperemeter (geringer Spannungsabfall) eingesetzt werden. Ergänzt werden die Anwendungsmöglichkeiten durch eingebaute Widerstandsmeßbereiche. Was fehlt, ist im allgemeinen jedoch die Möglichkeit zur Kapazitätsmessung.

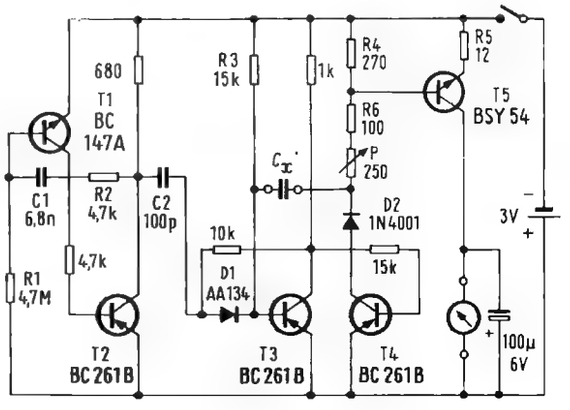
Will man einen Kapazitätsmeßbereich entsprechend den Widerstandsmeßbereichen aufbauen, muß man das Meßgerät als Wechselstrommesser benutzen, mit einer zusätzlichen reziproken Skala versehen und aus der Batteriespannung eine Wechselspannung erzeugen. Neben dem Aufwand für die Wechselspannungsquelle handelt man sich durch die zusätzliche Skala ein noch größeres Gedränge im Ablesefenster ein und erreicht nur eine schlechte Genauigkeit, da das Instrument im Wechselstrombereich ohnehin schon ungenauer ist. Kein Wunder also, daß im allgemeinen die Kapazitätsbereiche bei diesen Instrumenten weggelassen werden.

Ein Selbstbau eines zusätzlichen Kapazitätsmeßbereiches nach dem geschilderten Prinzip ist schon durch das Eichen und Anbringen einer zusätzlichen Skala sehr umständlich. Anzustreben ist deshalb die Benutzung der linear geteilten Gleichstrom- oder Gleichspannungsbereiche.

Im folgenden soll deshalb eine Schaltung beschrieben werden, die einen linear von der zu messenden Kapazität abhängigen Strom erzeugt. Bei einem Eichfaktor von z. B. 10 mA/µF kann von 1,5 µF abwärts bis zu ungefähr 100 pF gemessen werden, je nach Empfindlichkeit des benutzten Vielfachinstrumentes und nur durch Umschalten der Strombereiche am Vielfachinstrument. Als Spannungsversorgung dient eine beliebige 3-V-Batterie, die im allgemeinen für die Widerstandsmeßbereiche des Vielfachinstrumentes vorhanden ist. Ein Leckwiderstand bis herab zu 100 kΩ beeinträchtigt die Kapazitätsmessung nicht.

Die Zusatzschaltung *(Bild)* besteht aus einem astabilen Multivibrator mit komplementären Transistoren (T 1 und T 2) und einem monostabilen Multivibrator (T 3 und T 4) mit nachfolgendem Verstärkungs- und Entkopplungstransistor (T 5) für die Anzeige. Beide Multivibratorarten sind bekannt, so daß in der folgenden Beschreibung auf die Grundprinzipien nicht eingegangen zu werden braucht.

Die Transistoren T 1 und T 2 erzeugen Rechteckimpulse, deren Folgefrequenz durch R 1 und C 1 bestimmt ist. Diese gelangen über den Koppelkondensator C 2 auf den Eingang des monostabilen Multivibrators T 3 und T 4 und bringen ihn aus seinem stabilen Zustand (T 3 offen, T 4 geschlossen) in seinen metastabilen Zustand (T 4 offen, T 3 geschlossen). Dieser metastabile Zustand bleibt erhalten bis C_x über R 3 soweit entladen ist, daß T 3 wieder öffnet. Die Öffnungszeit des Transistors T 4 ist damit direkt proportional zur Prüfkapazität C_x. Am Kollektor von T 4 stehen damit Impulse konstanter Folgefrequenz zur Verfü-



Schaltung des Zusatzgerätes

gung, mit einer Impulslänge, die direkt proportional zur Kapazität C_x ist. T 5 und R 5 bilden eine Art Konstantstromquelle, die während der Öffnungszeit des Transistors T 4 einen konstanten Strom durch das Anzeigeinstrument mit parallel geschaltetem Glättungskondensator schickt. Dadurch werden also die Spannungsimpulse variabler Länge in Stromimpulse variabler Länge umgesetzt. Der im zeitlichen Mittel durch das Anzeigeinstrument fließende Strom ist dann direkt proportional zu C_x. An das Strommeßinstrument ist nur die Forderung zu stellen, daß der Spannungsabfall ≤ 1 V bleibt, damit der Transistor T 5 genügend Emitter-Kollektor-Spannung behält.

Die Versorgungsspannung von 3 V soll einer Batterie entnommen werden. Da die Spannungsstabilisierung bei dieser kleinen Spannung schwierig ist, wurde ein Potentiometer P zur Anpassung vorgesehen. Es muß so eingestellt werden, daß der Transistor T 5 bei geöffnetem T 4 immer den gleichen Strom liefert. Dazu müßte eigentlich die Basis von T 4 über 16 kΩ an den Minuspol der Spannungsquelle gelegt werden. Dies erfordert aber einen zusätzlichen Schalter.

Bei Widerstandsmessungen ist es üblich, bei kurzgeschlossenen Meßbuchsen zu eichen. Um dieses Verfahren übernehmen zu können, mußte die Diode D 2 eingebaut werden. Bei Kurzschluß der Meßbuchsen liegen nämlich die Widerstände R 4 + R 6 + P an der Basis des offenen Transistors T 3, also an etwa 0,7 V. Während der Messung lägen R 4 + R 6 + P aber am Kollektor eines übersteuerten Transistors, an dem nur etwa 0,1 V abfallen. Durch Einbau der Diode D 2 beträgt die Spannung auch bei der Messung 0,7...0,8 V an R 4 + R 6 + P. Damit kann auf eine feste Stromstärke der Konstantstromquelle T 5/R 5 eingestellt werden. Da die Frequenz des astabilen Multivibrators und die Impulslänge des monostabilen Multivibrators praktisch spannungsunabhängig sind, reicht die Einstellung der Stromstärke für einen konstanten Eichwert aus.

Bei einem Kapazitätswert von beispielsweise 1 nF für C_x ist der Transistor T 4 nur für etwa $^1/_{2000}$ der Zeit offen. Fließen dabei 4 mA, so ist der mittlere Strom durch R 4 + R 6 + P nur 2 µA. Ein Reststrom des Transistors T 4 von 2 µA würde also den Meßwert um einen Faktor 2 verfälschen; genauso würde ein Leckstrom durch den zu messenden Kondensator C_x wirken. Dies wird durch R 4 in Verbindung mit der Schwellenspannung zwischen Basis und Emitter des Transistors T 5 verhindert. Kleine Leckströme ergeben am Widerstand R 4 noch keinen so großen Spannungsabfall, daß der Transistor T 5 Strom ziehen kann. Dadurch stellt die Meßschaltung keine besonderen Anforderungen an die Isolierung der zu messenden Kondensatoren. Eine Unterdrückung des Reststromes des Transistors T 5 ist naturgemäß nicht möglich; er geht voll in die Messung ein und verursacht bei sehr empfindlichen Strommeßinstrumenten eine Nullpunktsverschiebung. Bei der Verwendung von Siliziumtransistoren ist der Reststrom jedoch praktisch nicht bemerkbar.

Die Schaltung ist für einen Eichfaktor von 10 mA/µF ausgelegt und überstreicht damit einen Meßbereich von etwa 100 pF bis 1,5 µF. Die Impulse des astabilen Multivibrators haben eine Folgefrequenz von 43 Hz und eine Impulsdauer von 0,25 ms. Die Impulslänge des monostabilen Multivibrators beträgt 11 ms bei 1 µF Meßkapazität. Um den Eichfaktor von 10 mA/µF zu erreichen, muß bei kurzgeschlossenen Meßbuchsen der Strom durch das Anzeigeinstrument auf 21 mA eingestellt werden. Diese Stromstärke liefern auch die kleinsten, in Vielfachinstrumente eingebauten Batterien.

Nochmals: Tischrechner

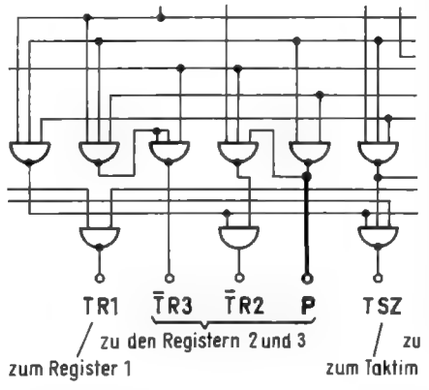
Leser Hans Stöhr, Wien, baute unseren Rechner aus Heft 21/1971 bis 2/1972 nach und stellte dabei fest, daß sich die Divisionen

1 : 11 2 : 22 3 : 33 usw.
10 : 11 20 : 22 30 : 33 usw.

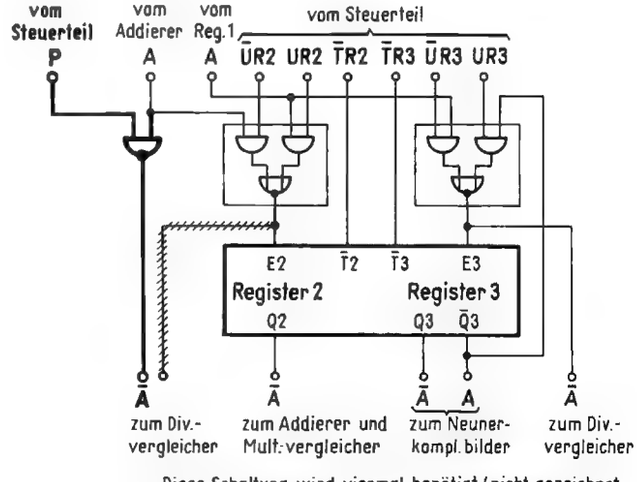
nicht richtig ausführen lassen. Wenn der Dividend kleiner als der Divisor wird, teilt der Rechner statt z. B. 50 : 55 die Zahlen 55 : 55, da in der Schaltung bisher der erste Taktimpuls für das Register 2 unterdrückt und somit zweimal die 5 mit dem Divisor verglichen wurde. Dies führt natürlich zu einem Fehlresultat.

Eine einfache Zusatzschaltung, in *Bild 35* und *Bild 42* jetzt fett eingezeichnet, schafft hier Abhilfe. Da dieses NAND-Gatter viermal benötigt wird, eignet sich hierfür die integrierte Schaltung SN 7400 N, bei der vier solcher Gatter in einem Gehäuse integriert sind.

Die zusätzliche IS kann auf der Hauptplatine in der Lücke zwischen den Bausteinen für den Multiplikationsvergleicher und dem Steuerteil untergebracht werden. Der Tischrechner arbeitet nach dem Einbau dieser NAND-Gatter einwandfrei. Die Firma Digitron-Studiotechnik hat diese Änderung in ihrem Bausatz berücksichtigt.



▲ Bild 42. Ausschnitt der ursprünglichen Schaltung des Steuerteils mit Berichtigung



Diese Schaltung wird viermal benötigt (nicht gezeichnet für die Stellen B, C und D). Eingänge ÜR2, UR2, T̄R2 T̄R3, ÜR3, UR3 parallelschalten!

IS: 4× SN 7451 N
4× SN 4932 N
1× SN 7400 N

Bild 35. ▶ Register 2 und 3 mit Umschaltern

Fernsteuern mit Wechsellicht

Dr.-Ing. G. Müller-Vogt

Besonders geeignet für Automodelle ist diese genehmigungsfreie Fernsteueranlage mit etwa 30 m Reichweite. Die Bauanregung wendet sich an Freunde des Experimentierens und setzt ein wenig Mechanikergeschick voraus.

Von Fernsteuerungen mit Licht sieht und hört man viel weniger, als nach ihren Vorteilen zu erwarten wäre. Das hat vermutlich seinen Grund in den unerwarteten Störungen, denen Wechsellichtempfänger ausgesetzt sind. Die Störungen kommen nicht nur von Wechselstromlampen, sondern jede vibrierende glänzende Fläche, zum Beispiel Autofenster und Lackflächen in der Sonne, strahlen Wechsellicht ab. Mit den heute gebräuchlichen Mitteln der Elektronik ist die Reichweite einer Lichtfernsteuerung deshalb weniger ein Verstärkungsproblem, als vielmehr die Kunst, Störfrequenzen fernzuhalten. Da man wegen des Aufwandes am Sender mit der Frequenz nicht sehr hoch gehen kann, um so die häufigsten Störquellen auszuschließen, bietet sich als Lösung an, den Empfänger sehr trennscharf auszubilden. Dieser Weg ist bei der vorliegenden Anlage beschritten worden. Sie arbeitet mit Frequenzen von 500 bis 1000 Hz und hat eine sichere Reichweite von 30 m bei Speisung des Senderlämpchens mit etwa 1,2 W.

Das Fotoauge

Das Auge des Empfängers ist so wichtig wie die Antenne beim Funkempfänger, bestimmt es doch die Reichweite und die Richtungsempfindlichkeit. Damit das Gerät auch bei vollem Sonnenlicht funktioniert, darf das Empfangselement auch bei stärkster Beleuchtung noch keine Sättigungserscheinungen zeigen. Diese Bedingung erfüllen nur wenige lichtempfindliche Bauteile. Gut geeignet sind Silizium-Solarelemente. Sie sind bei jeder vorkommenden Beleuchtung linear, sofern man sie nur genügend niederohmig betreibt. In der Praxis ist das einfach zu bewerkstelligen, indem man die Zelle über eine Drossel kurzschließt. Der niedrige Gleichstromwiderstand sorgt dafür, daß aller Fotostrom, der von Gleichlicht (Tageslicht) herrührt, abfließen kann. Der Anteil, der von Wechsellichtquellen kommt, wird je nach seiner Frequenz ein mehr oder weniger hohes Wechselpotential an der Drossel erzeugen, das gleichstromfrei mit einem Kondensator zum Eingangsverstärker geleitet wird. Als Solarelement wurde Typ TP 61 von Siemens ausgewählt. Dieses Element hat mit 16 mm Durchmesser eine günstige Größe und ist für rund 20 Mark noch erschwinglich.

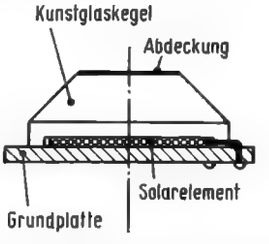


Bild 1. Der Aufbau des Fotoauges. Das runde Solarelement liegt zwischen einer Grundplatte mit den Anschlüssen aus kupferkaschiertem Pertinax und der kegelförmigen Optik aus Plexiglas. Die Abdeckung besteht aus Alu-Folie

Damit ist aber erst eine Bedingung für das Fotoauge erfüllt. Die zweite ergibt sich daraus, daß unser Solarelement ausgeprägt richtungsempfindlich ist. Für ein bewegtes Modell und für einen nicht ortsfesten Sender muß das Element zumindest innerhalb eines Halbraumes annähernd gleich empfindlich sein, gleich aus welchem Winkel die Strahlung kommt. Si-Solarelemente sind von Natur aus nur wenig richtungsempfindlich, wenn man die getroffene Fläche betrachtet. Das heißt, die Empfindlichkeit entspricht dem Flächenanteil, den man vom Sender aus sieht. Senkrecht betrachtet sind es 100 %, unter 45° noch etwa 70 % und unter 90°, also von der Seite betrachtet, geht der Wert auf Null. Von dieser Betrachtung aus fällt es nicht schwer, den Weg zu einer Optik zu finden, die eine Rundumempfindlichkeit realisiert. Die einfachste ist eine Sammellinse, deren Mittelstück abgedeckt ist, von der also nur die schrägen Randteile benutzt werden. Beim Selbstbau einer solchen Optik bedarf es keiner großen Präzision. Sie läßt sich aus der Kunstglaslinse einer Stabtaschenlampe herstellen oder aus Acrylglas zurechtfeilen. In diesem Falle verzichtet man auf sphärische Flächen und macht statt einer Linse einen Kegelstumpf, wie in *Bild 1* skizziert. Strahlung, die senk-

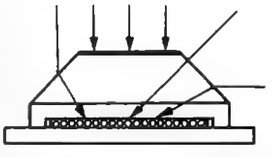


Bild 2. Der Strahlengang im Fotoauge. Nur die schräge Fläche läßt Licht einfallen. So kommt zwar weniger Licht auf das Solarelement, aber alle Einfallsrichtungen oberhalb der Grundplatte sind etwa gleich wirksam

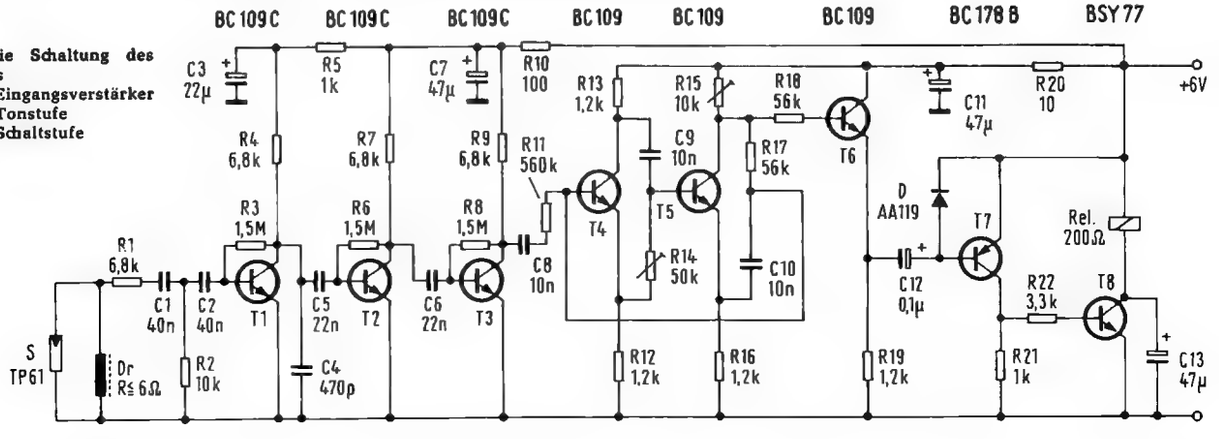
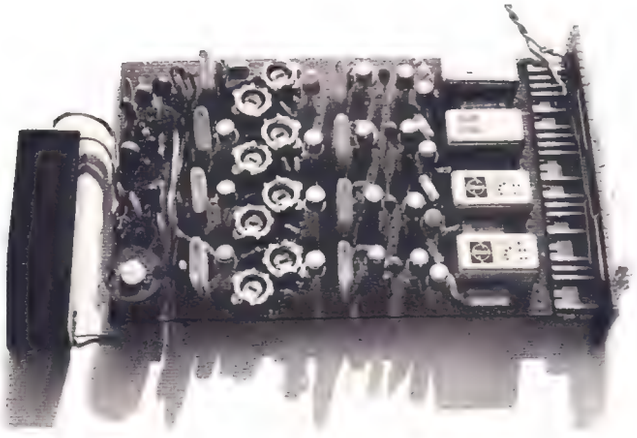


Bild 3. Die Schaltung des Empfängers
T 1 bis T 3 Eingangsverstärker
T 4 bis T 6 Tonstufe
T 7 bis T 8 Schaltstufe



◀ Bild 4. Vierkanalempfänger auf 2,5-mm-Leiterbahnplatte. Links unten Eingangsdrossel, rechts Stekkerleiste mit Kontrollämpchen für jeden Kanal

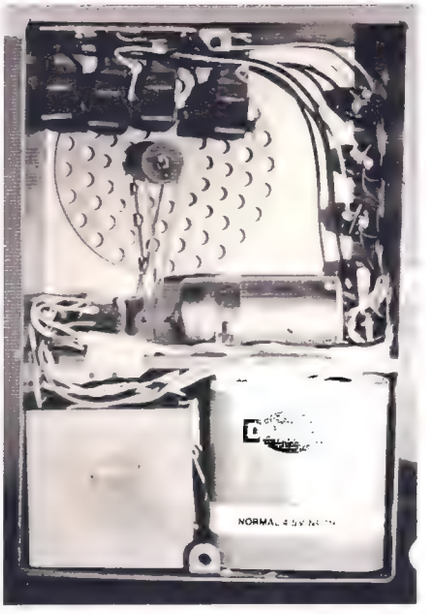


Bild 5. Rückansicht des geöffneten Senders für vier Kanäle. Die Linsenlämpchen sind hinter der Lochscheibe auf Steckfassungen montiert

recht auf die Optik trifft, wird zu einem großen Teil abgehalten. Strahlung, die seitlich einfällt, wird von der schrägen Kunstglasfläche ungeschwächt auf das Element gelenkt *(Bild 2)*. Damit ist zwar die große Empfindlichkeit des Elementes dezimiert, aber was bleibt, ist eine brauchbare Front- und Seitenempfindlichkeit. Unterstützt durch die Wirkung der spiegelnden Aluminiumfolie zum Abhalten der senkrechten Strahlung, ist ein solches Fotoauge sogar von schräg unten noch empfangsfähig.

Ein brauchbares Empfängerauge mit dem Solarelement TP 61 erhält man mit folgenden Abmessungen: großer und kleiner Durchmesser 20 und 13 mm, Höhe 7 mm, Material Acrylglas, Abdeckung 13 mm Durchmesser Aluminiumfolie. Zum Experimentieren kann man das Solarelement auch einfach mit einer Haube aus lichtstreuendem Material abdecken. Ein Hütchen aus Pergamentpapier vermag bereits viel auszugleichen.

Der Empfänger

Die hohe Selektivität des Empfängers *(Bild 3)* wird in der Hauptsache durch das Phasendifferenz-Tonfilter mit den Transistoren T 4 und T 5 erreicht. Aber schon im Eingangsteil wird ein großer Teil des Störbandes beschnitten. Die häufigsten und stärksten Störungen sind im Bereich von 100 bis 300 Hz zu erwarten. Diesen Bereich schwächt der Hochpaß C 1, C 2, R 1, R 2 ab. Unterstützt wird die Unterdrückung der Tiefen noch durch die Eingangsdrossel, deren geringe Impedanz extrem tiefe Frequenzen fast auslöscht. Der Gleichstromwiderstand der Drossel soll 6 Ω nicht überschreiten, damit die Sättigungsspannung am Solarelement nicht erreicht wird. Die kleinste geeignete Ausführung ist ein Schalenkern von 14 mm Durchmesser, AL 1000, vollgewickelt mit Kupferlackdraht von 0,16 mm Durchmesser. Die Koppelkondensatoren C 5, C 6 und C 8 sind ebenfalls so bemessen, daß sie zusammen mit den Eingangswiderständen der drei Verstärkerstufen T 1, T 2 und T 3 jeweils einen Hochpaß bilden, dessen Grenzfrequenz in der Gegend von 400 Hz liegt. Der Kondensator C 4 hat lediglich die Aufgabe, Hochfrequenz abzuleiten.

Der Eingangsteil bietet keine weiteren Besonderheiten. Die einfache Einstellung der Arbeitspunkte durch Basis-Kollektor-Widerstände bringt wegen der hohen Werte von 1,5 MΩ keinen spürbaren Verlust durch Gegenkopplung. Andererseits ist eine gewisse Begrenzerwirkung, in dem Maße wie sie hier auftritt, nur erwünscht. Da die Verstärkungsfaktoren der Transistoren streuen, sollte vorsichtshalber der Arbeitspunkt kontrolliert werden. Er ist richtig eingestellt, wenn die Kollektorspannung an T 1 bis T 3 bei 3 V liegt. Liegt sie unter 2 V oder über 4 V, ist der 1,5-MΩ-Widerstand zu ändern. Der Eingangsverstärker ist von der Versorgung der übrigen Schaltung durch R 10 und C 7 entkoppelt. Gegen Kopplungen durch Abstrahlung hat es sich als günstig erwiesen, bei gedrängtem Aufbau noch eine eigene Abschirmung über T 1, T 2 und Dr anzubringen. Bei der hohen Empfindlichkeit des Verstärkers ist die Drossel Dr als Streufeldempfänger zu betrachten. Werden Servomotoren in unmittelbarer Umgebung der Drossel betrieben, müssen deren Störfelder besonders unterdrückt werden. Unter Umständen reicht wegen der relativ niedrigen Frequenzen das Entstören der Motoren mit Kondensatoren nicht aus. In diesem Falle hilft das Einhüllen der Drossel in Mu-Metall, z. B. in einen Abschirmbecher für Mikrofonübertrager.

Die in den Stufen T 1 bis T 3 verstärkten Signale gelangen über die Kombination C 8, R 11 zur Tonstufe T 4, T 5. Das hier angewendete Verfahren beruht auf der Wirkung der RC-Glieder R 14, C 9 und R 17, C 10. Diese Phasenschieber lassen nur dann eine Verstärkung zu, wenn die frequenzabhängige Phasenlage beider Glieder übereinstimmt. Da für den Durchlaß solcher Filter allein der Abstand von der mit R 14 einstellbaren Kanalfrequenz maßgebend ist, gibt es dabei auch keine Oberwellenprobleme. Wer sich für Einzelheiten interessiert, sei auf die Originalarbeit von Th. Schubert, FUNKSCHAU 1970, Heft 22, Seite 783 bis 785, hingewiesen. Bemerkenswert an dem Phasendifferenzfilter ist der Vorteil, daß die Frequenz in einem großen, weit über eine Oktave reichenden Bereich stufenlos einstellbar ist und die Bandbreite sich mit R 15 einstellen läßt. Für unsere Zwecke ist die extrem geringe Bandbreite richtig, die unmittelbar vor dem Schwingungseinsatz liegt. Das Einstellen ist wegen der überraschend hohen Stabilität der Schaltung nicht sehr kritisch. Sie ist weitgehend temperaturstabil und gegen Speisespannungsschwankungen zwischen 5 und 12 V immun. Die Trennschärfe ist übrigens so hoch, daß sie bereits an das Verhalten von Zungenfrequenzrelais erinnert. Dementsprechend müssen die Kondensatoren C 9 und C 10 hochwertige Typen mit Foliendielektrikum sein. Die hohe Selektivität der Schaltung bleibt nur erhalten, wenn sie hochohmig betrieben wird. Deshalb ist R 11 am Eingang zu 560 kΩ gewählt, und die Auskopplung geschieht über den Emitterfolger T 6. Bild 3 zeigt die Schaltung für Einkanalbetrieb. Weitere Kanäle werden am Kollektor von T 3 mit einer eigenen Kombination 10 nF, 560 kΩ angeschlossen.

Die Schaltstufe T 7, T 8 steuert das Schaltrelais. Der Eingangskondensator C 12 entlädt die positiven Halbwellen über die Germaniumdiode D und gibt nach Verstärkung in T 7 und T 8 den mit C 13 geglätteten Erregerstrom an das Relais. Die Bemessung der Glieder

der Schaltstufe ist so gewählt, daß sie ähnlich wie ein Trigger arbeitet. Unerwünschte Nachbarfrequenzen, die in geringer Stärke das Phasendifferenzfilter durchlaufen, ziehen zu wenig Strom an T 8, so daß das Relais noch nicht anspricht. Wollte man das Relais durch einen Schalttransistor ersetzen, müßte man dafür sorgen, daß er ähnlich reagiert, z. B. mit einer Gleichstrommitkopplung. Entscheidend für den Vorschlag eines Relais war jedoch die Sicherheit beim Schalten kleiner Motoren mit hohem Anlaufstrom. Mittlerweile gibt es kleine und hochwertige Relais, die überdies preiswert sind, wie z. B. die in *Bild 4* erkennbaren R-Relais der SDS-Elektro GmbH, Deisenhofen.

Bei Inbetriebnahme tut ein hochohmiger Kopfhörer parallel zu R 19 gute Dienste. Zum Einstellen der Kanalfrequenz dreht man R 15 ein wenig über den Punkt hinaus, wo die Schwingung abreißt. Dann sucht man bei indirekt einstrahlendem Sender mit R 14 die Resonanz. Bleibt die Schwingung über einen längeren Drehbereich bestehen, ist R 15 zu hoch eingestellt. Wenn die Resonanz gefunden ist, wird R 15 ein wenig, aber nicht bis zum Schwingen erhöht und wieder mit R 14 die Resonanz zum Sender hergestellt. Durch mehrmaliges, wechselweises Einstellen der beiden Potentiometer läßt sich so die optimale Einstellung finden.

Der Sender

Als Sender ist grundsätzlich jede Lichtquelle verwendbar, die mit konstanter Frequenz modulierbar ist. Bereits mit der einfachsten Methode, das Licht einer Glühlampe mit einer rotierenden Lochscheibe zu modulieren, kann man die Anlage betreiben. *Bild 5* zeigt einen solchen Sender, der für vier Kanäle ausgebaut ist.

Sehr günstig sind Miniaturglühlämpchen (für Taschenlampen) mit Linse im Glaskörper. Es ist aber nur die kleinere Ausführung mit einem Linsendurchmesser von 5 bis 6 mm brauchbar. Man liest sie am besten beim Kauf nach Größe und enger Bündelung des Lichtstrahles aus. Die im Mustergerät verwendeten Lämpchen haben 3,8 V Nennspannung bei 0,3 A, sie werden mit 4,5-V-Trockenbatterien gespeist. Es ist deshalb notwendig, kleine Linsen zu haben, damit die Löcher in der Lochscheibe nicht unnötig groß werden. Mit dem Lochdurchmesser und dem ebenso großen Abstand der Löcher voneinander ist nämlich bei gegebenem Scheibendurchmesser und Drehzahl die Frequenz festgelegt, die möglichst hoch sein soll. Die höchste Frequenz entsteht bei dem Mustergerät in der äußersten Lochreihe, deren Teilkreisdurchmesser 75 mm mißt. Das reicht für 24 Löcher zu je 5 mm Durchmesser. Das Aufteilen des Kreises in 24 Löcher und 24 Zwischenräume kann man sich erleichtern, wenn man Polarkoordinatenpapier auf den Karton klebt, aus dem die Lochscheibe zu fertigen ist. Die Löcher kann man dann mit einem Locheisen schlagen. Ist die Drehzahl 3000/min, entsprechend 50 U/s, ergibt das eine Kanalfrequenz von 24 × 50 = 1200 Hz. Dieser Wert ist für Einkanalbetrieb empfehlenswert. Beim Erweitern der Anlage ist dann noch Platz auf der Scheibe für drei weitere Lochreihen mit beispielsweise 20, 16 und 12 Löchern auf Teilkreisen von 60, 45 und 30 mm Durchmesser, entsprechend 1000, 800 und 600 Hz. Da der Empfänger für die höheren Frequenzen empfindlicher ist, gleicht man das am besten durch die Auswahl der oft recht ungleichmäßig strahlenden Lämpchen aus. Das schwächste Lämpchen gehört zur äußeren Lochreihe.

Für die geforderte Frequenzkonstanz ist der Motor verantwortlich. Es genügt ein geregelter Motor von der Art, die in einfachen Batterieplattenspielern eingebaut wird. Diese haben zwar listenmäßig eine Drehzahltoleranz, die über dem hier Zulässigen liegt, aber sie sind dennoch brauchbar, denn die Lochscheibe stellt eine, im Gegensatz zum Phonogerät konstante Belastung dar. Jeder Motor mit Fliehkraftregler oder elektronischer Regelung der üblichen Drehzahl von 2600 bis 3000 U/min ist verwendbar.

Die einfachste Lagerung der Lochscheibe erhält man, wenn man sie direkt auf die Motorwelle setzt. Das spart ein Getriebe, macht aber, je nach Bauform des Motors, den Sender weniger handlich. Bei dem Mustergerät wurde eine flache Bauart angestrebt, die ein Gummiriemengetriebe benötigt. Hier ist zu beachten, daß einfache Gummiringe im Laufe der Zeit Schlupf und Dehnung ändern. Wenn nicht hochwertige Riemen, z. B. von einem Tonbandgerät, Verwendung finden, muß man gelegentliches Nachstimmen des Empfängers in Kauf nehmen.

Der Drehzahlkonstanz wegen empfiehlt es sich, den Motor aus einer stabilen Stromquelle, am besten einem Kleinakkumulator, zu speisen. Zweckmäßig wird mit dem Hauptschalter zum Betrieb des Senders der Motor auf Dauerlauf eingeschaltet. Nachgeschaltete Taster für die Lämpchen lassen dann die Kanäle ansprechen. Senderseitig ist gleichzeitiger Betrieb aller Kanäle möglich. Auf der Empfängerseite geht das nur, solange nicht durch zu starke Signale der Vorverstärker bereits ausgesteuert ist. In den meisten Betriebszuständen können jedoch wenigstens zwei Kanäle simultan arbeiten.

Udo Horn

Stufenlose Einstellung der Heizleistung mit Thyristoren

Die in *Bild 1* gezeigte Schaltung von Intermetall zur stufenlosen Einstellung der Heizleistung arbeitet nach dem gleichen Prinzip wie die in FUNKSCHAU Heft 9, Seite 319, beschriebene Schaltung. Die Steuerung der Thyristoren übernimmt anstelle einer Temperaturmeßbrücke ein astabiler Multivibrator. Durch Verändern des Tastverhältnisses läßt sich die Heizleistung stufenlos bis auf ungefähr 1/20 der vollen Leistung herunterregeln. Besonders geeignet ist die Schaltung z. B. zur Steuerung der Heizleistung von Lötkolben. Die maximal steuerbare Leistung beträgt 750 W.

Aufbau

Bild 2 enthält die Platine mit dem Bestückungsplan zu der in Bild 1 gezeigten Schaltung. Auch diese Platine ist so ausgelegt, daß sie in das bereits aus Heft 22/71, S. 737, bekannte Gehäuse paßt. Beträgt die zu steuernde Leistung mehr als 200 W, so sind Kühlkörper für die Thyristoren BRY 43 erforderlich. Der in *Bild 3* gezeigte Versuchsaufbau besitzt

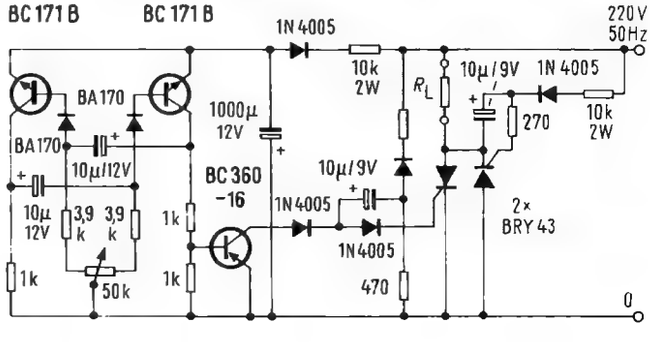
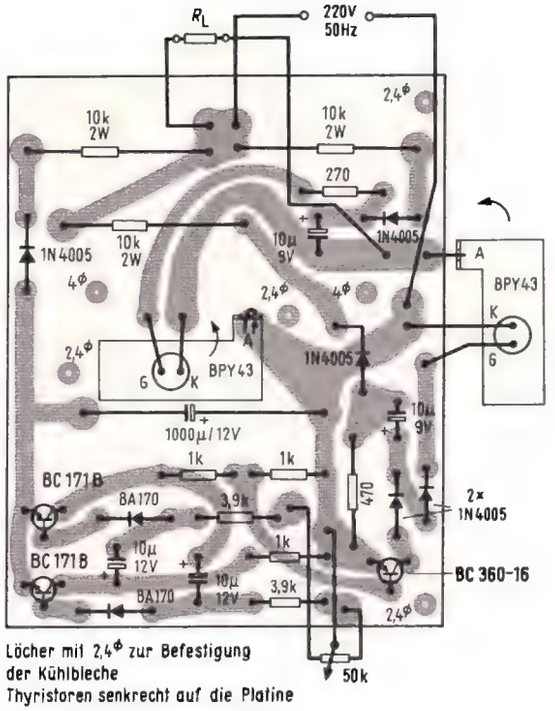


Bild 1. Schaltung zur stufenlosen Einstellung der Heizleistung



Löcher mit 2,4Φ zur Befestigung der Kühlbleche
Thyristoren senkrecht auf die Platine

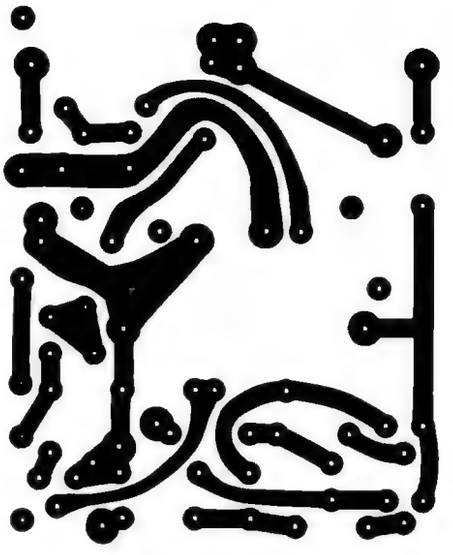
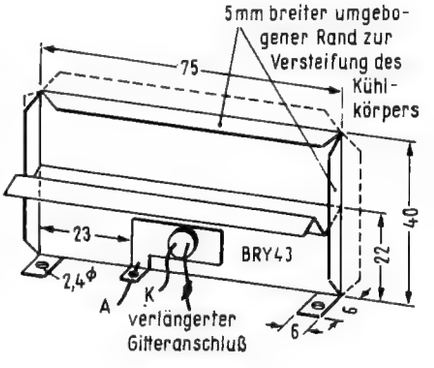


Bild 2. Platine und Bestückungsplan zur Schaltung nach Bild 1

selbstgefertigte Kühlkörper aus Weißblech (normales Dosenblech) mit einer Fläche von je 30 cm². Diese Kühlbleche haben zwar keine ideale Form, sie erfüllen jedoch ihren Zweck.

Bild 4 zeigt Skizzen mit den Abmessungen dieser Kühlbleche. Damit der Aufbau in das bereits erwähnte Gehäuse eingebaut werden kann, wurden die Kühlbleche in der in Bild 4 angegebenen Weise gefaltet. Die Thyristoren BRY 43 von Intermetall wurden auf die Kühlbleche gelötet. Dadurch ist zwar ein guter Wärmeübergang geschaffen worden, andererseits liegt bei gesperrten Thyristoren jedoch die Netzspannung an den Kühlblechen. Die bestückte Platine muß deshalb so in das Gehäuse eingebaut werden, daß bei Betrieb der Schaltung diese Kühlbleche nicht berührt werden können. Das Gehäuse muß aber Lüftungslöcher haben, damit es im Innern nicht zu warm wird. Bei einem angeschlossenen Verbraucher R_L mit der vollen Leistung von 750 W steigt z. B. die Temperatur, am Rand der Kühlbleche gemessen, auf 65 °C an. Die Temperatur der Thyristoren selbst liegt um einige Grade höher. Diese Wärme hat natürlich einen Einfluß auf die Parameter der in der Schaltung verwendeten Halbleiter. Die Änderungen der Multivibratorfrequenz und des Tastverhältnisses sind jedoch vernachlässigbar. Die gedruckten Leitungen auf der Platine, über die der volle Laststrom geht, wurden zwar besonders breit gemacht, da es jedoch auch sehr dünne Kupferkaschierungen gibt, ist es besser, in einem solchen Fall diese Leitungen durch aufgelöteten Schaltdraht zu verstärken. Die Kühlbleche werden mit kleinen Schrauben (z. B. M 2,4) auf der Platine festgeschraubt, die Thyristoranschlüsse werden dagegen gelötet, auch der Anodenanschluß. Dabei sollte der Gitteran-



◄ Bild 3. Musteraufbau der Schaltung nach Bild 1 (Aufnahme: Kriebel)

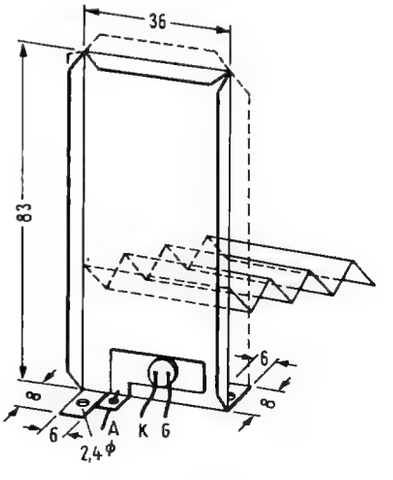


Bild 4. ► Skizzen der selbstgefertigten Kühlbleche (gerade oder gefaltet) mit den aufgelöteten Thyristoren BRY 43 (Gitteranschlußdraht jeweils verlängert, um mechanische Belastung zu vermeiden)

schlußdraht durch ein kurzes Drahtstück verlängert und möglichst lang und ohne mechanische Spannung angelötet werden (Bild 4). Der Gitteranschlußdraht bricht beim Thyristor BRY 43 nämlich sehr leicht ab, vor allen Dingen dann, wenn man den Thyristor einige Male ein- bzw. auslötet oder wenn bei dem fertigen Aufbau das auf der Platine befestigte Kühlblech verbogen wird.

Das Gehäuse selbst wird bei längerem Betrieb warm, auch dann, wenn die geregelte Leistung kleiner als die maximal mögliche Leistung von 750 W ist. Einen nicht unerheblichen Anteil an der Wärmeerzeugung dieser Schaltung haben nämlich die drei 10-kΩ-Widerstände zu je 2 W. Diese drei Widerstände sollten deshalb nicht auf der Platine aufliegen, sondern mit einem Abstand von 5 bis 10 mm zwischen Widerstand und Platine eingelötet werden.

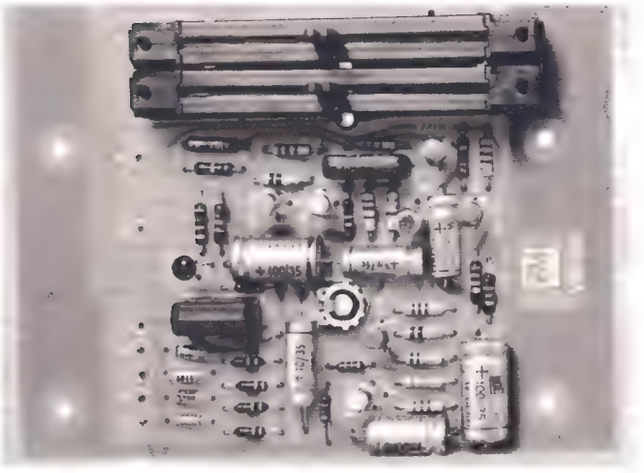


Bild 1. Ansicht der Vibratorplatine

Für alle übrigen in der Schaltung verwendeten Widerstände werden solche mit einer Leistung von 1/10 W genommen.

Christian Rockrohr

Neuer Vibrator für elektronische Musikinstrumente

Nicht alle Gitarren- oder Orgelverstärker sind serienmäßig mit einem Vibrator ausgerüstet. Für diese Fälle entwickelte Radio Rim eine Schaltung, die als Steckkarte zum nachträglichen Einbau in den Verstärker, als Fertiggerät im eigenen Gehäuse oder als Bausatz zu beziehen ist und zwischen Instrument und Verstärker geschaltet wird. *Bild 1* zeigt das Fertiggerät. Man erkennt die Schieberegler oben für Vibratorfrequenz und darunter für die Intensität. An der Rückseite des Gerätes befinden sich vier Eingangsbuchsen und eine Ausgangsbuchse. Es können also gleichzeitig vier verschiedene Tonquellen angeschlossen werden. Ein Netzteil ist in das Gerät bereits eingebaut.

Gegenüber dem Vorgänger bietet das neue Gerät viele Vorteile. Aufgrund eines neuen Schaltungsprinzips, wie z. B. Dreiecksgenerator, Feldeffekttransistor zur Abschwächung, Spannungsstabilisierung u. ä., wird sicheres Anschwingen und geringes *Klopfen* erreicht.

Bild 2 zeigt die Schaltung des Vibrators. T 1 bildet eine Konstantstromquelle. Sie speist einen Schmitt-Trigger mit extrem großer Hysterese von $12\,V < U < 3\,V$. In diesem Intervall wird nun der Kondensator C 3 ge- und entladen. Die Frequenz, mit der das geschieht, wird mit P 1 eingestellt, d. h. es wird die Entladestromstärke variiert durch einen einstellbaren Lastwiderstand. Die Amplitude der Schwingung ist unabhängig von der Frequenz.

Es folgt der Schaltteil mit dem Feldeffekttransistor T 5. Das Generatorsignal wird zunächst einmal geteilt, wobei der Intensitätsregler P 2 den masseseitigen Widerstand des Teilers darstellt. Parallel zu Masse und Schleifer von P 2 liegt die Source-Drain-Strecke des Feldeffekttransistors; dadurch ist er je nach Schleiferstellung dem Potentiometer mehr

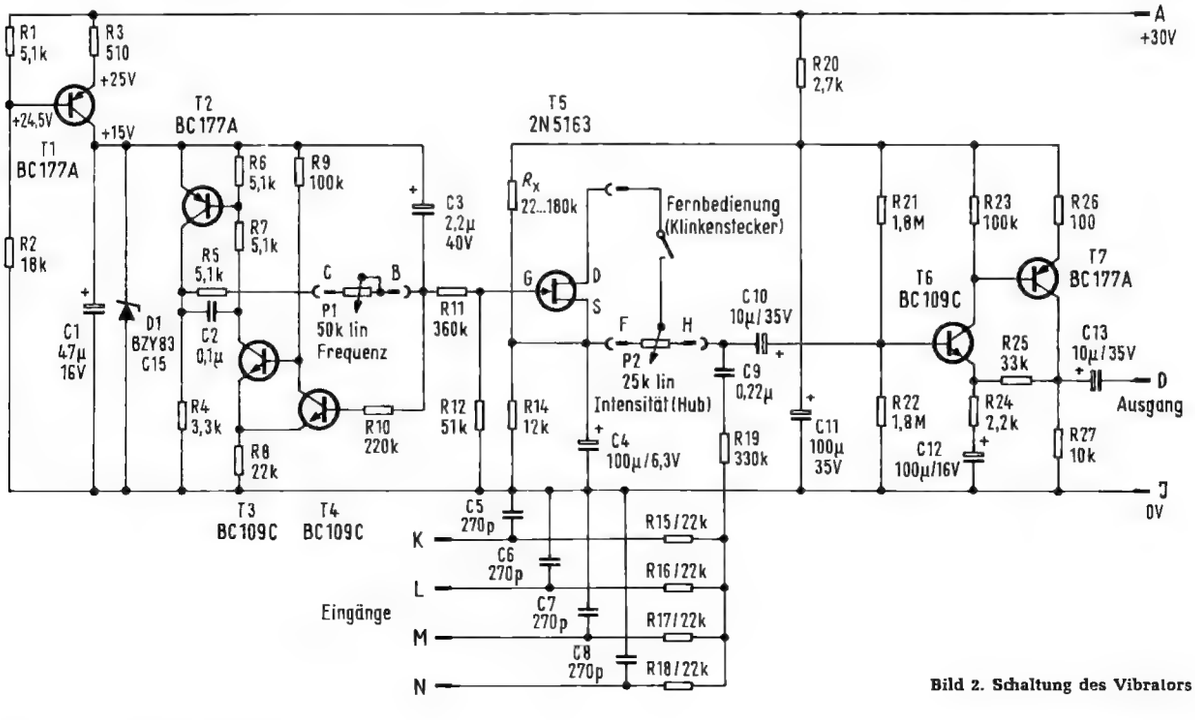


Bild 2. Schaltung des Vibrators

oder weniger parallelgeschaltet. Die Source-Drain-Strecke hat normalerweise einen Durchgangswiderstand von etwa 1 kΩ. Legt man zwischen Gate und Source eine Spannung an, werden die Elektronen durch das entstehende Gate-Feld vom Rand des Kanals nach Innen gedrängt, so daß sich der Durchgangskanal verschmälert und sich ein Durchgangswiderstand von über 1 MΩ ergibt, je nach Gatespannung. Hier dient der FET also als gesteuerter Widerstand.

Mit den Transistoren T 6 und T 7 schließt sich ein Nachverstärker an, um das Signal wieder auf den normalen Pegel anzuheben. Die Verstärkung ist etwa 15fach. Diese relativ geringe Verstärkung wird durch eine feste Gegenkopplung eingestellt, um den Klirrfaktor zu erniedrigen sowie ein günstigeres Störspannungsverhalten zu erreichen. Außerdem besteht ja die Forderung, daß die Durchgangsverstärkung des gesamten Gerätes etwa 1 sein soll.

Beim Spielen über den Vibrator fällt der große Frequenzbereich von 1...18 Hz angenehm auf. Speziell der hohe Bereich von 18 Hz erzeugt einen besonders eigenartigen Klang, der schwer zu beschreiben ist und irgendwie an den bekannten Lesley-Effekt erinnert. Das „Klopfen" im Lautsprecher ist wesentlich geringer als bei früheren Ausführungen.

Das angeschlossene Musikinstrument kann grundsätzlich immer über das Gerät geschaltet bleiben. Wird kein Vibrato gewünscht, so wird lediglich der Intensitätsregler in Nullstellung geschoben. Dadurch gelangt der Ton unverändert zum Verstärker. Naturgemäß ist eine stufenlose Vibratoanhebung durch Zwischenstellungen des Intensitätsreglers möglich. Der Bau des Vibrators bereitet auch Ungeübten keinerlei Schwierigkeiten.

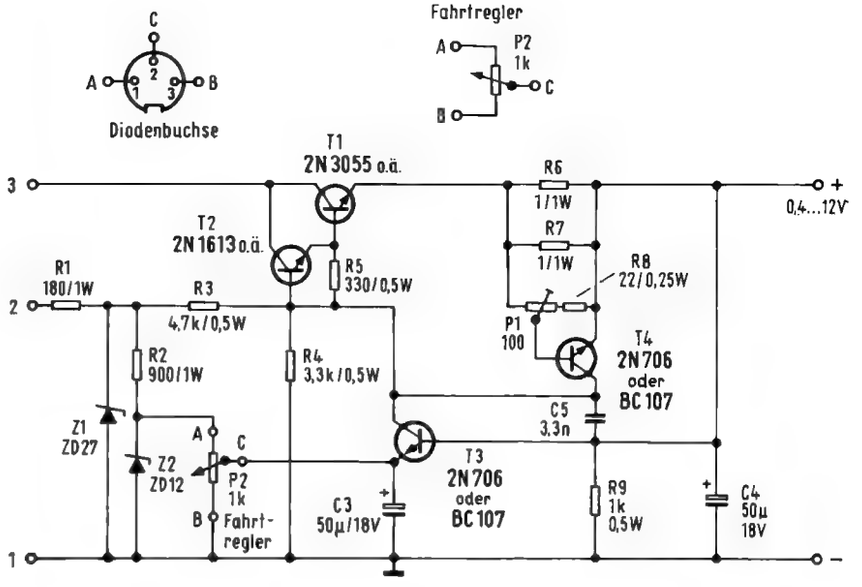


Bild 2. Schaltbild des elektronischen Fahrtreglers. Es wurde nur ein Regler gezeichnet

Martin Stoll

Doppelnetzteil für eine Autorennbahn

Angeregt durch ihren Artikel in der FUNKSCHAU 1971, Heft 15, Seite 478, „Ein kurzschlußfestes Netzgerät für eine Autorennbahn", möchte ich meine Netzteilversion vorstellen: Ein Doppelnetzteil, natürlich kurzschlußsicher. Geht man von einer Rennbahn mit zwei Bahnen und einem Netzteil aus, so würde bei Kurzschluß auf Bahn 1 der Wagen auf Bahn 2 ebenfalls stehen bleiben. Dieser „Unfall" beeinträchtigt die Spannung des Spieles jedoch sehr stark. – So fiel meine Wahl auf ein Doppelnetzteil.

Da man ohne großen Mehraufwand nicht nur *I* sondern auch *U* regeln kann, wurde die Regelung beider Größen in die Schaltung einbezogen. Damit beseitigt man außerdem noch einen Nachteil des herkömmlichen Systems. Das hochbelastete Potentiometer zur Geschwindigkeitsregelung erhöht nicht nur den Innenwiderstand des Netzteiles, was sich bei der unterschiedlichen Last störend bemerkbar macht, sondern ist auch sehr teuer und anfällig. Der vom Hersteller mitgelieferte Fahrtregler fiel schon nach einer Woche aus; die Kontakte des Schleifers waren total verbrannt. Von der Wärmeentwicklung dieses „Handreglers" möchte ich gar nicht erst reden. Diese Probleme treten bei dem elektronischen Netzteil nicht auf. Zur Spannungsregelung wurde ein Schiebepotentiometer gewählt. Natürlich kann man auch ein 270°-Potentiometer verwenden. Zur Rückstellung leistet eine Feder gute Dienste. Das Potentiometer ist leicht in einem Plastikgehäuse unterzubringen und mit einem dreipoligen Kabel sowie einem Diodenstecker mit dem Netzteil zu verbinden. Um jedoch die Ausgangsspannung annähernd auf Null zu bringen, benötigt man eine zusätzliche Hilfsspannungsquelle. Diese läßt sich noch aus dem Netztransformator entnehmen (24 V), so daß auf eine zweite Wicklung verzichtet werden kann *(Bild 1)*. Für beide Netzteile wurde ein gemeinsamer Transformator und Gleichrichter gewählt, was preislich natürlich ins Gewicht fällt.

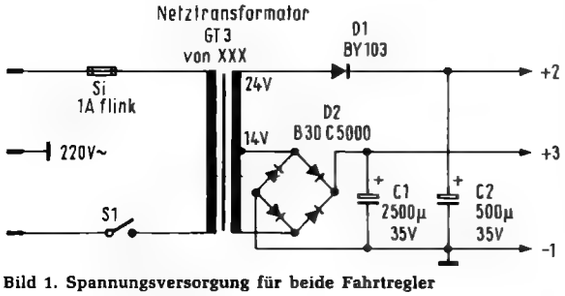


Bild 1. Spannungsversorgung für beide Fahrtregler

Der Aufbau der Schaltung *(Bild 2)* ist völlig unkritisch, er wurde auf einer Rasterplatte vorgenommen. Platine, Kühlkörper mit Leistungstransistoren sowie Transformator wurden auf einem Aluminiumchassis verschraubt. Bei genügender Größe des Chassis können die Leistungstransistoren direkt darauf angebracht werden.

Auf die Schaltung braucht nicht näher eingegangen zu werden, da sie hinläufig bekannt ist und sich im Prinzip nicht von anderen Stabilisationsschaltungen unterscheidet. Die elektrische Sicherung (P_1) wurde im Versuchsgerät auf 1,5 A eingestellt (sollte jedoch ein Transistor AD 150 anstelle des 2 N 3055 verwendet werden, so muß man die obere Grenze mit 1,2 A festlegen). Da heutzutage auch erschwingliche Darlington-Transistoren angeboten werden, kann man T 1 und T 2 durch einen solchen ersetzen. Empfehlen kann man MJ 1000 von Motorola, der 90 W Gesamtverlustleistung hat, die für diesen Anwendungsfall völlig ausreicht.

Die Anlage ist seit über einem Jahr in Betrieb und arbeitet zur vollen Zufriedenheit seiner Benutzer. Besonders erfreut sind wir von dem Anzug der Modelle, welcher durch den niedrigen Innenwiderstand des Netzteiles bedingt ist.

Prüfgerät für Transistoren und Dioden

1. Teil

Dr. Günter Münch

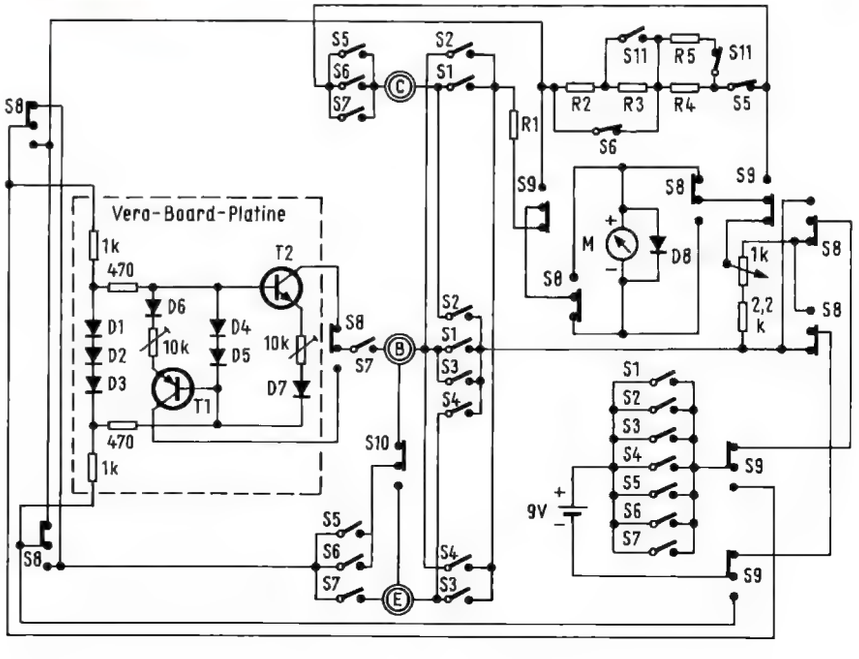
Ein handliches und vielseitiges Prüfgerät für Transistoren und Dioden, das eine schnelle und kennzeichnende Aussage über Art und Zustand dieser Halbleiterbauelemente liefert, sollte in keiner Werkstatt fehlen. Für den Amateur, der auf die preisgünstig angebotenen ungestempelten Transistoren und Dioden zurückgreift, ist ein derartiges Prüfgerät unentbehrlich, wenn er zeitraubende Überraschungen mit nicht ordnungsgemäß arbeitenden Halbleiterschaltungen vermeiden will.

Der relativ geringe Aufwand für das nachfolgend beschriebene und in *Bild 1* gezeigte Transistor- und Diodenprüfgerät macht sich erfahrungsgemäß schnell bezahlt. Trotz der Vielzahl der Kenngrößen, die das Prüfgerät zu liefern vermag (npn/pnp-Bestimmung bei unbekannten Transistoren, Ermittlung der Polung von Dioden, Durchlaß- und Sperrwiderstände der Emitter-Basisstrecke, Durchlaß- und Sperrwiderstände der Basis-Kollektorstrecke, Durchlaß- und Sperrwiderstände von Dioden, Kollektor-Basis-Reststrom bei offenem Emitter in zwei Bereichen, Kollektor-Emitter-Reststrom bei offener Basis in zwei Bereichen, Stromverstärkungsfaktor in zwei Bereichen), beansprucht der Prüfvorgang nur kurze Zeit, so daß auch größere Halbleitersortimente bequem und schnell meßtechnisch gesichtet und sortiert werden können.

◀ Bild 1. Außenansicht des Mustergerätes

Meßprinzip und Schaltung des Gerätes

Wie die in *Bild 2* gezeigte Schaltung des Prüfgerätes erkennen läßt, gliedert sich das Gerät in zwei Funktionsblöcke. Auf der linken Seite des Schaltbildes sind die Elemente funktionell zusammengefaßt, die zur Messung der Stromverstärkung und der verschiedenen Reststromarten dienen. Auf der rechten Seite des Schaltbildes ist der Stromlauf für die Diodenprüfung (Transistordiodenstrecken und Dioden) veranschaulicht. Das Meßinstrument M wird über entsprechende Schalter für beide Funktionsblöcke gemeinsam benutzt. Es wird dabei über zugeordnete Schaltkontakte mittels der Widerstände R 1 bis R 5 zwangsläufig auf den jeweils benötigten Meßbereich umgeschaltet. Die Umschaltung zwischen den beiden Funktionsblöcken (Restströme und β bzw. Transistordiodenstrecken und Dioden) geschieht mit dem Schalter S 9.



▼ Bild 2. Gesamtschaltung des Prüfgerätes

Für die Bestimmung des Stromverstärkungsfaktors β wurde eine von absinkender Batteriespannung nahezu unabhängige Anzeige angestrebt. Ferner sollten die β-Werte direkt an der Skala des Meßinstrumentes abzulesen sein. Ein mit konstantem Basisstrom arbeitendes Meßverfahren erfüllt diese Forderungen. Ein stabilisierter Basisstrom bekannter Größe läßt in dem Prüftransistor einen Kollektorstrom fließen, der auf dem Meßinstrument direkt als Maß der Stromverstärkung des Prüflings abgelesen werden kann. Wählt man den konstanten Basisstrom geeignet (im vorliegenden Fall: 0,1 mA), dann gibt das in mA geeichte Meßinstrument im Kollektorstromkreis ohne große Umrechnung den β-Wert des Transistors an. Werden also beispielsweise 25 mA Kollektorstrom am Meßinstrument abgelesen, so beträgt die Stromverstärkung des zu prüfenden Transistors wegen des konstant eingeprägten Basisstromes von 0,1 mA: 25 mA : 0,1 mA = 250fach. Bei

einer in 50 Teile eingeteilten Instrumentenskala (Vollausschlag = 50 mA) ergibt also der mit dem Faktor 10 multiplizierte Skalenwert direkt den Stromverstärkungsfaktor des Prüflings.

Eine Schaltung für die Erzeugung eines konstanten Basisstromes ist von P. Espenschied (FUNKSCHAU 1970, Heft 18, Seite 646) angegeben und ausführlich besprochen worden. Auf die Wirkungsweise der auf einer Veroboardplatine (vgl. Bild 2) zusammengefaßten Schaltung, die zwei Konstantstromquellen (je eine für negativen und positiven Basisstrom) enthält, sei daher an dieser Stelle nicht mehr weiter eingegangen. Die beiden Konstantströme lassen sich mit den in den Emitterkreisen liegenden 10-kΩ-Trimmpotentiometern auf genau 0,1 mA einstellen.

Der Basis-Konstantstrom (positiv oder negativ, je nach Stellung des pnp/npn-Wahlschalters S 8) gelangt über den Arbeitskontakt des für die Bestimmung des Stromverstärkungsfaktor vorgesehenen Tasters S 7 an die Basis des Prüflings. Gleichzeitig schaltet S 7 den Emitter des Prüftransistors, je nach Stellung des Schalters S 8, an die negative (npn-Transistoren) bzw. positive (pnp-Transistoren) Batteriespannung. Der Kollektor des Prüflings wird analog über S 7, S 8, S 9 und das Instrument M mit dem positiven (npn) bzw. negativen (pnp) Batterieanschluß verbunden. Dabei liegen dem 50-µA-Meßwerk des Instrumentes M über die Ruhekontakte von S 6 und S 5 die Nebenwiderstände R 4 (Meßbereich 25 mA, entsprechend β-Werte von 0...250) und – bei Stellung β = 500 des Schalters S 11–R 5 (Meßbereich 50 mA, entsprechend β-Werte von 0–500) parallel.

Für die Messung der Kollektorreströme (je nach Stellung von S 10: I_{CBO} oder I_{CEO}) dienen Kontakte der Taster S 5 und S 6. Der Stromlauf bei Betätigung dieser Taster geht aus Bild 2 klar hervor. Ein Ruhekontakt von S 5 schaltet die Nebenwiderstandskette R 2 bis R 5 ab, so daß der Meßbereich dem des Meßwerkes des Instrumentes entspricht (d. h. 50 µA Vollausschlag). Bei gedrückter Taste S 6 öffnet ein Ruhekontakt und macht somit den Nebenwiderstand R 2 zusammen mit R 4 wirksam. Der Wert von R 2 plus R 4 ist so bestimmt, daß sich ein Vollausschlag des Instrumentes von 1 mA ergibt. Damit die Eichung des 1-mA-Bereiches unabhängig von der Stellung des Schalters S 11 bleibt, kompensiert der Widerstand R 3 den Fehler, der sich ansonsten bei Parallelschaltung von R 5 zu R 4 ergeben würde. Da bei einem 50-µA-Meßwerk mit einem Innenwiderstand von 3200 Ω der Fehler im 1-mA-Bereich, der sich ohne Korrektur durch R 3 ergeben würde, nur weniger als etwa 2 % beträgt, kann jedoch auf den Korrekturwiderstand R 3 (in Verbindung mit dem entsprechenden Kontaktpaar von S 11) verzichtet werden, wenn man den genannten Fehler in Kauf nimmt.

Bei der Prüfung der Transistordiodenstrecken und von Dioden werden die Konstantstromquellen für die Basisstromversorgung mittels Schalter S 9 abgeschaltet. Gleichzeitig werden die Schalter S 5 bis S 7, S 10 und S 11 wirkungslos. Die Batteriespannung wird über S 9 und S 8 einem 1-kΩ-Potentiometer und dem damit in Serie geschalteten 2,2-kΩ-Festwiderstand zugeführt. Mit dem Potentiometer wird von der Batteriespannung eine Teilspannung von etwa 6 V abgegriffen, die das Meßgerät M mit Vorschaltwiderstand R 1 (bei 50-µA-Meßwerk: 120 kΩ für 6 V Vollausschlag) anzeigt, wenn z. B. S 1 oder S 2 bei kurzgeschlossenen Basis-Kollektor-Anschlußklemmen betätigt werden. Eine genaue Eichung des Instrumentes auf z. B. 6 V Vollausschlag ist nicht erforderlich, so daß Toleranzen des eingebauten 120-kΩ-Vorwiderstandes (R 1) nicht berücksichtigt werden müssen. Da die 9-V-Versorgungsbatterie des Prüfgerätes nur bei Messung kurzzeitig belastet wird, sinkt ihre Spannung nur sehr langsam ab. Es ist daher erfahrungsgemäß nur in größeren Zeitabständen erforderlich, die für die Diodenstreckenprüfung benutzte Spannung nachzuregeln (auf Vollausschlag des Instrumentes bei kurzgeschlossenen Basis-Kollektorklemmen und gedrückter Taste S 1 oder S 2). Ist im Laufe längerer Zeit die Batteriespannung stärker abgesunken, so läßt

Tabelle 1. Funktionen des Gerätes

Schalter	Kontakte	Bezeichnung	
S 1 Taste	3 × a	Diode $_{BC}$ – D	Schalter S 9 auf *Diode:* Durchlaßwiderstand der Basis-Kollektor-Diode von Transistoren und Durchlaßwiderstand von Dioden (Anschluß der Dioden zwischen Kollektor- und Basisbuchsen)
S 2 Taste	3 × a	Diode $_{BC}$ – S	Schalter S 9 auf *Diode:* Sperrwiderstand der Basis-Kollektor-Diode von Transistoren und Sperrwiderstand von Dioden (Anschluß der Dioden zwischen Kollektor- und Basisbuchsen)
S 3 Taste	3 × a	Diode $_{EB}$ – D	Schalter S 9 auf *Diode:* Durchlaßwiderstand der Emitter-Basis-Diode von Transistoren
S 4 Taste	3 × a	Diode $_{EB}$ – S	Schalter S 9 auf *Diode:* Sperrwiderstand der Emitter-Basis-Diode von Transistoren
S 5 Taste	3 × a 1 × r	I_{CO} 50 µA	Schalter S 10 auf I_{CEO}: Emitter-Kollektor-Reststrom, max. 50 µA
S 6 Taste	3 × a 1 × r	I_{CO} 1 mA	Schalter S 10 auf I_{CBO}: Basis-Kollektor-Reststrom bis max. 50 µA wie S 5, jedoch für I_{CEO} und I_{CBO} bis max. 1 mA
S 7 Taste	3 × a	β	Schalter S 11 auf *250:* Stromverstärkung von 0...250fach Schalter S 11 auf *500:* Stromverstärkung von 0...500fach
S 8 Schalter	7 × u	pnp-Diode/ npn	Schalterstellung *pnp-Diode:* Prüfung von pnp-Transistoren und Dioden Schalterstellung *npn:* Prüfung von npn-Transistoren
S 9 Schalter	4 × u	Transistor/ Diode	Stellung *Transistor:* Messung der Stromverstärkung und von I_{CEO} und I_{CBO} von Transistoren Stellung *Diode:* Messung der Durchlaß- und Sperrwiderstände der Transistordiodenstrecken und von Dioden
S 10 Schalter	1 × u	I_{CEO}/I_{CBO}	Kollektor-Reststromart (vgl. S 5 und S 6)
S 11 Schalter	1 × a 1 × r	β = 250/500	Stromverstärkungsbereiche (vgl. S 7)

Anmerkung: Mit den Tasten S 1 bis S 7 wird jeweils auch die Batteriespannung für die Dauer der Messung eingeschaltet.

sich der vorgenannte Vollausschlag nur noch im letzten Drittel des Einstellbereiches des Potentiometers erreichen, was als Zeichen für einen Batteriewechsel zu werten ist.

Die Schalter S 1 bis S 4 legen die entsprechenden Transistordiodenstrecken in Sperr- bzw. Durchlaßrichtung in jeweils richtiger Polung an den Widerstandsmeßkreis. Die richtige Polung wird durch den Schalter S 8 gewährleistet, so daß die Taster S 1 bis S 4, unabhängig vom Transistortyp, eindeutig der Sperr- bzw. Durchlaßrichtung zugeordnet werden können. Dioden werden grundsätzlich zwischen den Klemmen C und B in Stellung pnp des Schalters S 8 geprüft (Bild 1).

Eine zusammenfassende Übersicht über die verschiedenen Funktionen des Prüfgerätes liefert *Tabelle 1*. Diese Tabelle gibt gleichzeitig auch Auskunft über die benutzten Kontakte der verschiedenen Taster und Schalter und verdeutlicht zusammen mit Bild 2 die Wirkungsweise der einzelnen Meßkreise.

(I 106) *(Fortsetzung folgt)*

Gerhard Jahn

Hi-Fi-Verstärker für Stereokopfhörer

Die Wiedergabequalität moderner dynamischer Kopfhörer ist sehr beachtlich.

Die erforderliche Sprechleistung ist gering, und es bereitet keine Schwierigkeiten, einen dafür geeigneten Verstärker mit Hi-Fi-Eigenschaften zu bauen. Die Dimensionierung des nachstehenden Verstärkers ist so ausgelegt, daß gebräuchliche Kopfhörer mit Impedanzen im kΩ-Bereich ohne weiteres angeschlossen werden können und dabei ganz erhebliche Lautstärken bei minimalem Klirrfaktor zu erreichen sind.

Der Eingang des Verstärkers ist für den direkten Anschluß an einen Tuner, Tonbandgerät oder Kristalltonabnehmer vorgesehen. Beim Anschluß an einen magnetischen Tonabnehmer ist noch ein Entzerrervorverstärker erforderlich. Falls ein solcher nicht bereits vorhanden ist, findet man u. a. einen geeigneten Aufbauvorschlag in der FUNKSCHAU 1971, Heft 19, Seite 648.

Die Speisespannung für den Verstärker beträgt etwa 25 V. Die Anforderungen an das Netzteil sind nicht hoch, die Stromaufnahme ist etwa 12 mA je Verstärkerkanal bei Vollaussteuerung; es genügt in jedem Fall eine Brückengleichrichterschaltung mit einem Siebkondensator von mindestens 500 µF.

Der Verstärker *(Bild 1)* besteht aus folgenden Einheiten: Eingangsverstärker mit Lautstärkeregelung, Klangeinstell-Netzwerk für Höhen und Tiefen, Zwischenverstärker mit Balanceeinsteller sowie Treiber- und Endstufe.

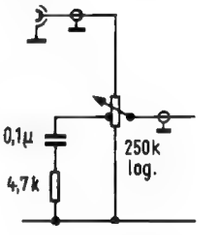


Bild 2. Gehörrichtige Lautstärkeregelung

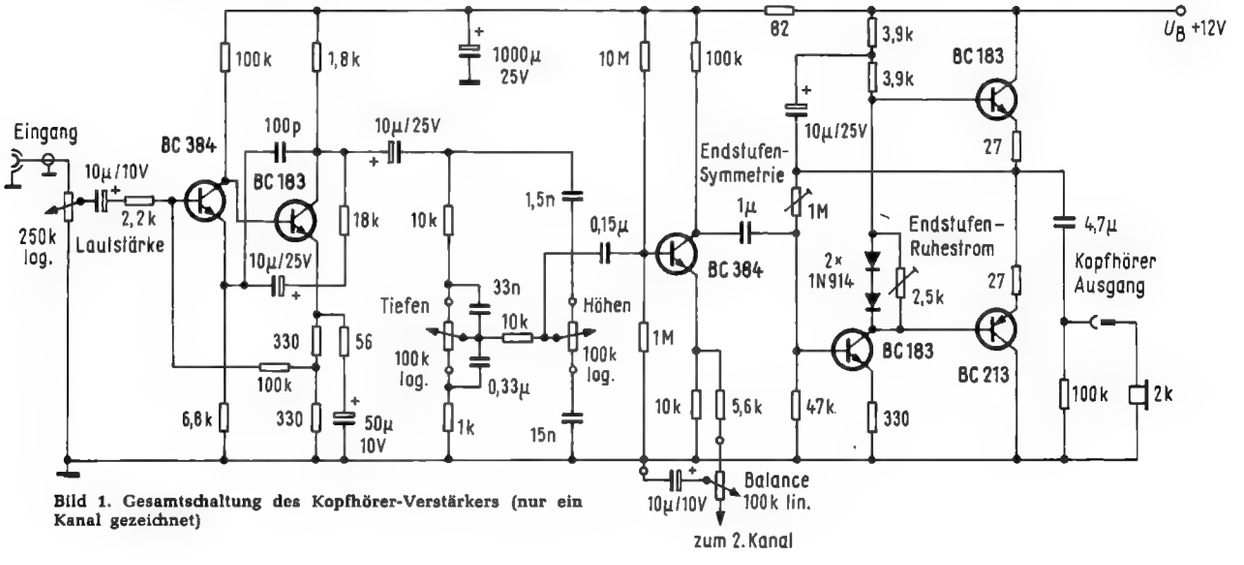
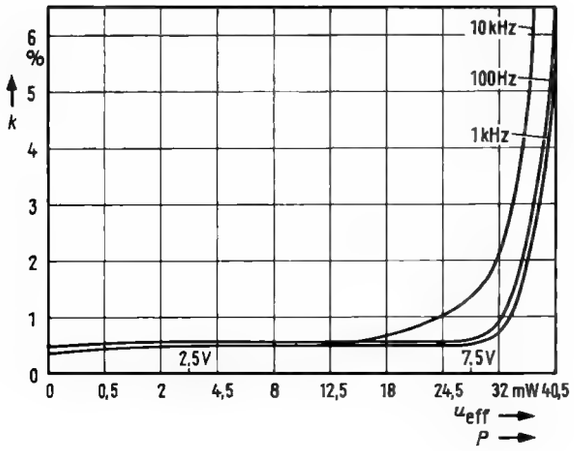
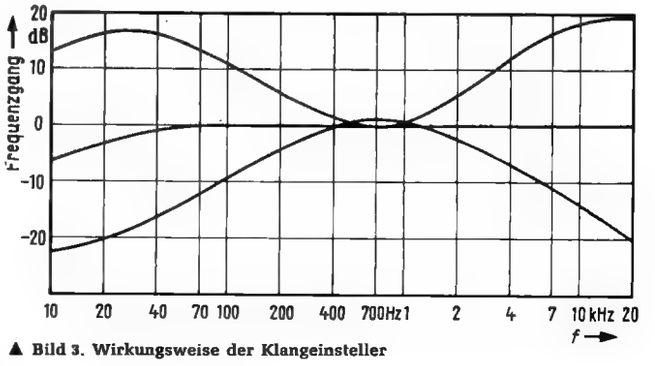


Bild 1. Gesamtschaltung des Kopfhörer-Verstärkers (nur ein Kanal gezeichnet)





▲ Bild 3. Wirkungsweise der Klangeinsteller

◀ Bild 4. Klirrfaktor über der Ausgangsspannung bzw. Leistung an 2 kΩ bei U_B = 25 V

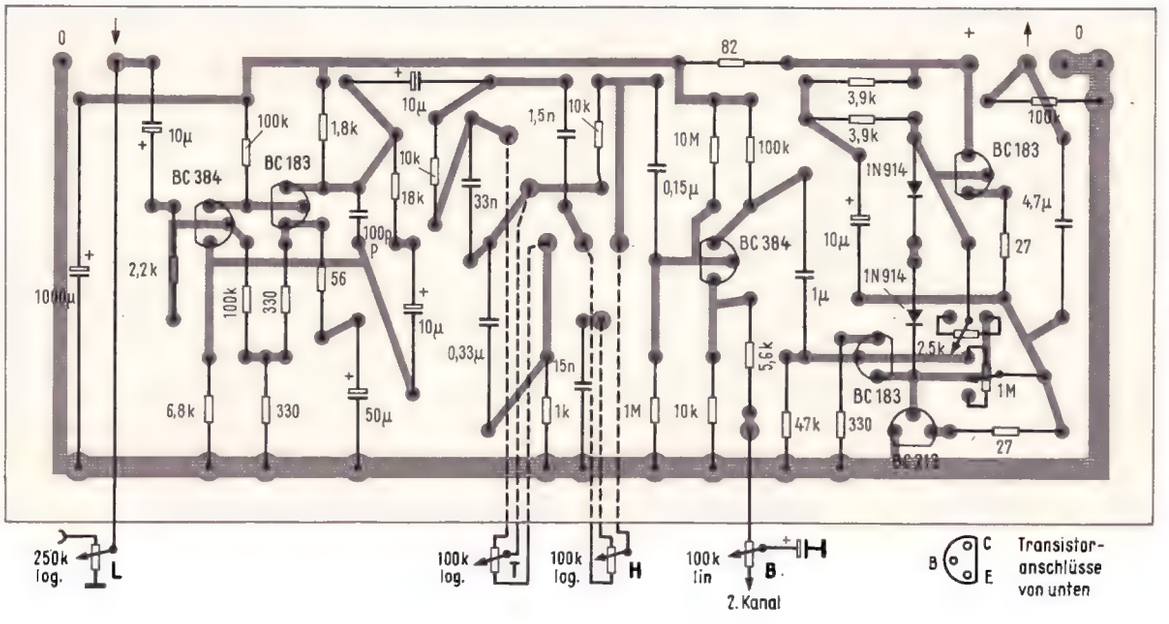


Bild 5a. Bestückungsplan für die Platine des Mustergerätes

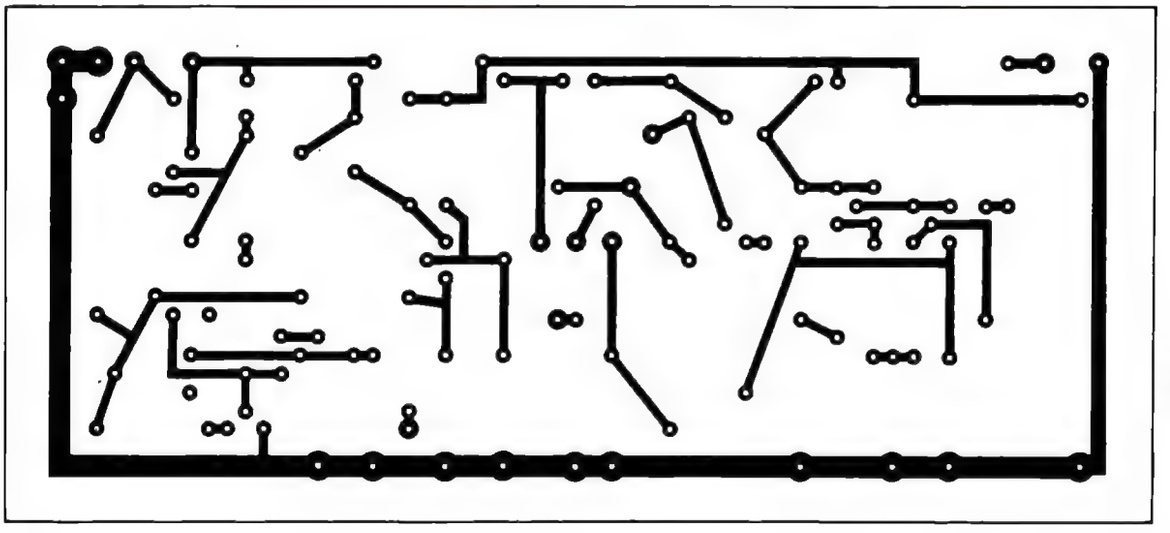


Bild 5b. Die Platine im Maßstab 1 : 1

Der Eingangsverstärker hat eine vierfache Spannungsverstärkung. Er wirkt in erster Linie als stark gegengekoppelter Impedanzwandler mit einem Eingangswiderstand von 100 kΩ und einem für das nachfolgende Klangeinstell-Netzwerk genügend kleinen Ausgangswiderstand. Um das Verstärkerrauschen so klein wie möglich zu halten, wurde als Eingangstransistor der funkelrauscharme Typ BC 384 (Texas Instruments) gewählt und sein Kollektorstrom sehr niedrig gehalten. Als Lautstärkeeinsteller genügt im allgemeinen ein Potentiometer ohne Anzapfung. Wer zusätzlich eine gehörrichtige Lautstärkeregelung haben möchte, kann eine solche beispielsweise nach *Bild 2* auslegen.

Das Klangeinstell-Netzwerk ist im Prinzip so aufgebaut, wie man es in vielen Industriegeräten auch vorfindet. Etwas abweichend von den am häufigsten anzutreffenden Schaltungen wurde der Einsatzpunkt des Tiefeneinstellers um eine Oktave nach unten verschoben, damit ergibt sich in Verbindung mit hochwertigen Kopfhörern eine besonders durchsichtige Baßwiedergabe. *Bild 3* zeigt die Frequenzgänge.

Der nachfolgende Zwischenverstärker paßt die Endstufe an das Klangeinstell-Netzwerk an. Über das Potentiometer am Emitteranschluß kann die Gegenkopplung und damit die Verstärkung in beiden Kanälen gegensinnig variiert werden, damit läßt sich die erforderliche Balance einstellen.

Die Endstufe besteht aus dem Treibertransistor BC 183 und den komplementären Endtransistoren BC 183 und BC 213. Die im Betrieb auftretende maximale Verlustleistung der Endstufe liegt weit unterhalb der zulässigen Belastbarkeit, so daß überhaupt keine Kühlungsmaßnahmen getroffen werden müssen. Über das 1-MΩ-Potentiometer wird die gesamte Endstufe stark gegengekoppelt und gleichzeitig die Mittenspannung am Verbindungspunkt der 27-Ω-Widerstände eingestellt. Die Dioden mit dem 2,5-kΩ-Potentiometer am Kollektor der Treiberstufe erzeugen die notwendige Vorspannung der Endtransistoren für den erforderlichen Endstufen-Ruhestrom.

Als Ausgangskondensator wird für Kopfhörer mit 2-kΩ-Impedanz ein Papier- oder Kunststoff-Folienkondensator 4,7 µF empfohlen. Eine noch größere Kapazität sollte nicht verwendet werden, um die Kopfhörer vor zu großen Umladungsströmen bei Schaltvorgängen zu schützen.

In *Bild 4* ist der Klirrfaktor des Verstärkers über der Ausgangsspannung als auch der Ausgangsleistung an 2 kΩ dargestellt. Hierzu ist zu bemerken, daß Spannungen um 1 V schon ganz beachtliche Lautstärken ergeben.

Bild 5 zeigt einen Aufbauvorschlag auf einer geätzten Leiterbahnplatte. Dieser Aufbau ist sehr unkritisch, Schwingneigung war nicht zu beobachten. Die Zuleitungen zum Lautstärkepotentiometer sollten jedoch abgeschirmt werden. In *Bild 6* ist die fertige Platine zu sehen.

Um die Endtransistoren beim erstmaligen Anlegen der Speisespannung vor Überlastung zu schützen, ist das 2,5-kΩ-Potentiometer zunächst auf kleinsten Widerstandswert zu stellen. Dann erst darf die Spannung angelegt werden. Mit dem 1-MΩ-Potentiometer wird nun die Mittenspannung (= halbe Speisespannung) am Verbindungspunkt der 27-Ω-Widerstände festgelegt. Als nächstes stellt man den Endstufen-Ruhestrom von 150...200 µA mit dem 2,5-kΩ-Potentiometer ein. Er kann am Kollektor von einem der beiden Endtransistoren gemessen werden. Man kann den optimalen Ruhestrom auch folgendermaßen ermitteln, indem man dem Verstärkereingang eine Sinusspannung von 50 Hz zuführt – z. B. aus der Sekundärwicklung eines Netztransformators – Oberwellen derselben durch Aufdrehen des Tiefenreglers und Zurückdrehen des Höhenreglers abschwächt und sich diese Spannung, welche am Verstärkerausgang 5 V nicht überschreiten soll, mit dem Kopfhörer anhört. Das 2,5-kΩ-Potentiometer wird soweit verstellt, bis die von dem Endstufen-Übernahmeknick stammenden deutlich hörbaren Obertöne gerade verschwunden sind. Bei gleichzeitiger oszillografischer Beobachtung des Ausgangssignals stellt man oft fest, daß noch Obertöne hörbar sind, wenn auf dem Bildschirm bereits keine Verzerrungen mehr wahrzunehmen sind. Der auf diese Weise eingestellte Ruhestrom liegt meist noch unter 150 µA. Mit Hilfe des Oszillografen läßt sich jetzt auch die Mittenspannung exakt einstellen. Das Eingangssignal wird soweit erhöht, daß es am Ausgang zu einer leichten Begrenzung kommt. Mit dem 1-MΩ-Potentiometer wird der Arbeitspunkt so weit verschoben, bis die Begrenzung der oberen und unteren Halbwelle symmetrisch wird.

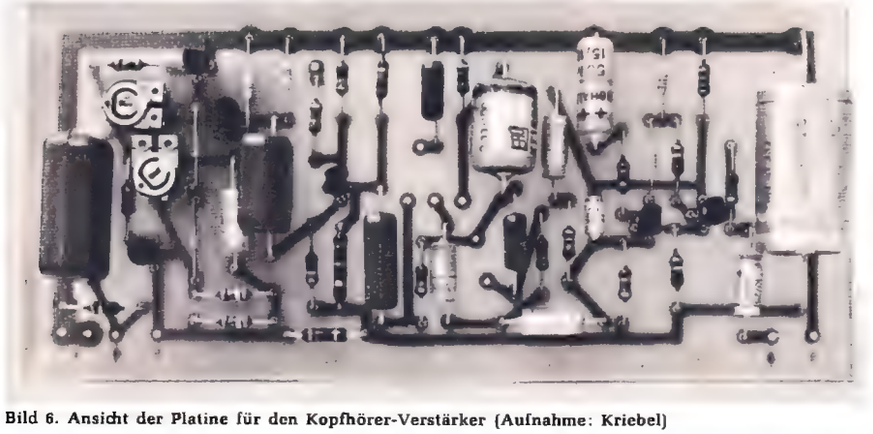


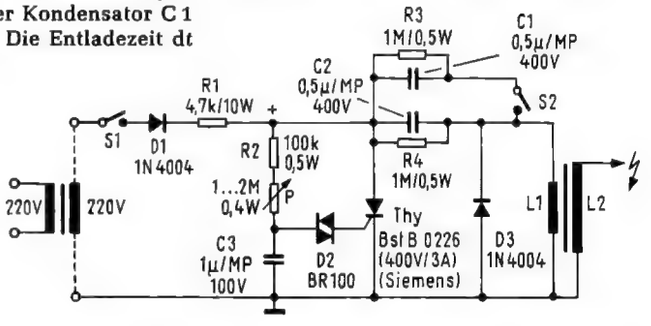
Bild 6. Ansicht der Platine für den Kopfhörer-Verstärker (Aufnahme: Kriebel)

Werner Hennrichs

Elektronisch gesteuerter Hochspannungsinduktor

Den herkömmlichen Hochspannungs- oder Funkeninduktoren haftet der Nachteil des mechanischen Unterbrechers an, der ziemlich geräuschvoll und vor allem nicht wartungsfrei arbeitet. Im folgenden wird die praktische Ausführung eines elektronisch gesteuerten Induktors beschrieben, der diese Nachteile nicht besitzt.

Die Schaltung ist im *Bild* gezeigt. Der Ladekondensator C 1 wird über den Längswiderstand R 1 und die Primärwicklung L 1 des Induktors aufgeladen; gleichzeitig wird C 3 über R 2 und P geladen. Ist die Durchbruchspannung der Triggerdiode erreicht, wird der Thyristor gezündet, und der Kondensator C 1 entlädt sich über L 1. Die Entladezeit dt ist außerordentlich kurz, so daß nach $u_{sek} \sim \frac{d\Phi}{dt}$ eine sehr hohe sekundäre Spannung induziert wird. Die primäre Induktionsspannung $u_{ind} = -L_1 \cdot \frac{dI}{dt}$ wird durch D 3 überbrückt und führt somit zu einer Erhöhung der Sekundärenergie. Die Frequenz der Impulse kann man mit Hilfe des Potentiometers P in ziemlich weiten Grenzen ändern. Da die Aufladung von C 1 bei höherer Frequenz unzureichend wird, kann im Bedarfsfalle durch den Schalter S 2 die Kapazität verdoppelt werden. Bei einem Wert von je 0,5 µF für C 1 und C 2 ließen sich leicht Funken von 15 mm Länge erzeugen. Als Induktor wurde eine Bosch-Hochleistungszündspule 12 V (für PKW) verwendet, als Thyristor der Siemens-Typ BstB 0226 (400 V/3 A).



Schaltung des elektronisch gesteuerten Hochspannungsinduktors

Der völlig unkritische Aufbau der Schaltung erfolgte auf einer Veroboard-platte (50 mm × 80 mm). Zündspule und Elektronik wurden zusammen in ein Kunststoffgehäuse (150 mm × 150 mm × 100 mm) eingebaut. Zu beachten ist, daß die Hochspannung gegen Masse liegt (gute Isolation; berührungssicher!). Bei nichtstationärem Betrieb (kein fester Anschluß am Netz) ist ein Trenntransformator von etwa 10 VA erforderlich.

Im Dauerbetrieb erwärmt sich lediglich R 1 ganz leicht; für den Thyristor ist keine Kühlung nötig. Die Ableitung der Hochspannung erfolgt mit handelsüblichem PKW-Zündkabel.

Das Gerät wurde gebaut, um mit möglichst geringem Aufwand Prüfungen von Isoliermaterialien usw. auf Durchschlagsfestigkeit vornehmen zu können, insbesondere aber, um Oberflächenbeschichtungen von Metallen mit Nichtleitern (Kunststoffe, Emails) auf Porenfreiheit zu untersuchen. Durch den Gleitfunkeneffekt können auch größere Flächen leicht untersucht werden. Außerdem läßt sich das Gerät auch für viele physikalische und chemische Experimente verwenden.

Christian Rockrohr

Industriegerät im Eigenbau

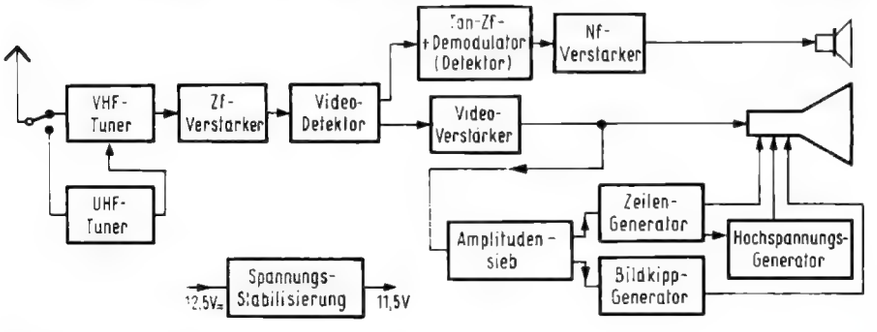
Den meisten Praktikern ist es nicht möglich, komplizierte Geräte, wie es z. B. auch ein Fernsehgerät darstellt, im Eigenbau herzustellen. Der Grund ist entweder das Fehlen von entsprechenden Fachkenntnissen oder zu geringer Meßgerätepark. Geschickte Praktiker werden sich daher ab und zu diverser Industriebausteine oder ganzer Geräte annehmen und diese dann nach ihren Wünschen zusammenstellen bzw. umgestalten. Als Anregung hierzu soll diese Beschreibung eines Transistorfernsehers im Miniformat dienen, der im wesentlichen aus Baugruppen des Quelle-Minifernsehers besteht. Das Ziel des Umbaus war es, das Gerät gegenüber dem Original noch wesentlich zu verkleinern. Daß sich dabei noch eine bessere Empfangsleistung ergab, war zunächst unbeabsichtigt und rein zufällig. Darauf wird später noch näher eingegangen.

Es sei noch ausdrücklich darauf hingewiesen, daß für den Laien der Nachbau und die Inbetriebnahme deshalb nicht möglich sind, weil das Gerät vor Inbetriebnahme typengeprüft werden muß (FTZ-Nummer), zumindest in der Bundesrepublik Deutschland. Für den lizensierten Amateur trifft dies natürlich nicht zu. Für ihn ergibt sich die interessante Möglichkeit, einen derartigen Kleinfernseher als portable Empfangsstation für ATV (Amateurfernsehen A 5) zu benützen. Dazu ist der UHF-Tuner etwas abzuändern, etwa durch Parallelschalten von Kondensatoren mit etwa 3 pF zu allen frequenzbestimmenden Gliedern. Das normale Fernsehprogramm kann dann immer noch empfangen werden, da das obere Ende des Empfangsbereiches bei Änderung um Kanal 55 liegt gegenüber normal Kanal 68. *Bild 1* zeigt das Blockschaltbild des Fernsehgerätes, es enthält keine Besonderheiten. *Bild 2* gibt einen Größenvergleich mit einer Zigarettenschachtel. Die Bedienungselemente am unteren Gehäuseteil sind: rechts in der Mitte der VHF-Kanalschalter und Feinabstimmung, oben links Antennenumschalter von VHF auf UHF, darunter links der Abstimmknopf für UHF und rechts daneben der Lautstärkeregler mit Ein-Aus-Schalter, links unten die Doppelpotentiometer für Helligkeit/Kontrast und Zeile/Bildlage.

Wie bereits erwähnt, ergab sich durch den Umbau eine bessere Empfangsleistung. Im Originalgerät sind die abgeschirmten Leitungen beidseitig nach Masse geführt, was natürlich induktive Einstreuungen begünstigt. Bei einseitiger Erdung ergab sich nun tatsächlich eine derartige Empfangssteigerung, daß Ö 1 im Stadtinneren Münchens ausschließlich mit der Teleskopantenne empfangen werden kann. Ebenso sind auf UHF die Umsetzer Hoher Bogen, Regensburg, Augsburg und Deggendorf zu sehen, allerdings nur Hoher Bogen mit ausreichender Qualität.

Zum praktischen Zusammenbau ist zu erwähnen, daß das Gehäuse aus zwei miteinander am Boden verschraubten, handelsüblichen Aluminiumgehäusen besteht. Den Einbau der „Innereien" zeigt *Bild 3*. Man erkennt an der Gehäusevorderseite die beiden Tuner; in dem Abschirmbecher dahinter befindet sich der Zeilentransformator mit Hochspannungskaskade. Zwischen Zeilentransformator und dem UHF-Tuner sitzt ein Spannungskonstanter, der die Betriebsspannung auf 11,5 V stabilisiert. Die Platine mit den zur Ablenkung nötigen Baugruppen befindet sich im oberen Gehäuseteil unterhalb der Bildröhre. Oberhalb der Bildröhre ist die Platine mit Zf-, Video-, Nf-Verstärkern befestigt. Der Lautsprecher strahlt durch das linke Ziergitter ab. Leicht problematisch war die Befestigung der Bildröhre. Bei diesem Gerät wird sie vorne mit einer Gummizwischenlage durch Schließen und Verschrauben des Gehäusedeckels eingespannt und durch Festschrauben der Röhrenfassung an der Gehäuserückwand in ihrer Horizontallage fixiert. Diese Lösung ist nicht ideal. Im unteren Gehäuseteil ist noch genügend Platz für ein Netzteil, wenn Sieb- und Nf-Elektrolytkondensatoren im oberen Gehäuse untergebracht werden. Das Gerät nimmt bei 12 V eine Leistung von 4 W auf.

Dem versierten Praktiker steht die Möglichkeit offen, sich nur die wichtigsten Teile, wie z. B. Bildröhre oder Zeilentransformator beim Reparaturdienst einer Gerätefirma zu besorgen und sich den Rest selbst zu bauen. Diese Beschreibung wurde bewußt kurz gehalten, da sie, wie schon eingangs erwähnt, nur als Anregung dienen soll.



▲ Bild 1. Blockschaltung des selbstgebauten Mini-Fernsehempfängers

▼ Bild 3. Blick in das Innere (Aufnahmen: Leutmayr)

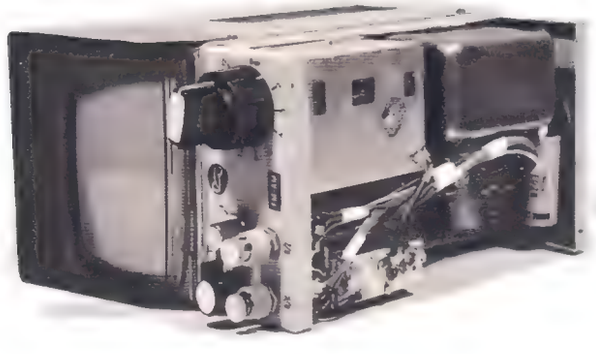
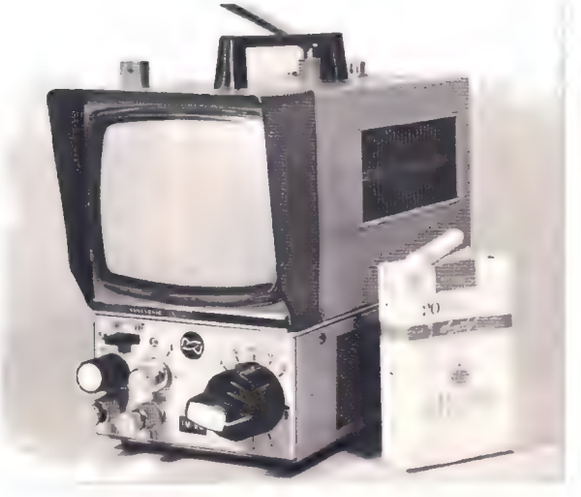


Bild 2. ▶ Außenansicht des Gerätes



Minitester für aktive und passive Bauelemente

Ing. (grad.) Werner Wittke

Mit wenig Aufwand läßt sich der nachfolgend beschriebene Minitester für Dioden, Transistoren, Widerstände und Elektrolytkondensatoren herstellen. Das vielfach nützliche Prüfgerät in den verwirklichten Abmessungen 80 mm x 33 mm x 29 mm hat sich inzwischen so bewährt, daß sein Nachbau allen Interessenten nur empfohlen werden kann. Allerdings ist es dem Nachbauer überlassen, Schaltungsvariationen und konstruktive Einzelheiten selbst festzulegen, um vorhandene Materialien bestmöglich nutzen zu können.

Die Schaltung

Die verwirklichte Gesamtschaltung *(Bild 1)* verwendet als Spannungsquelle eine eingebaute NiCa-Knopfzelle 1,2 V (Deac 225 DK aus einer zerlegten aufladbaren Akkumulator-Taschenlampe). Ein kleines Aussteuerinstrument (0,5 mA Vollausschlag, keine Zahlenskala) mit einem Innenwiderstand $R_i = 600\,\Omega$ und den Zusatzwiderständen $R_1 = 120\,\Omega$ sowie $R_2 = 300\,\Omega$ dienen als schützender Vorwiderstand R_V:

$$R_V = \frac{R_i \cdot R_1}{R_i + R_1} + R_2 = 400\,\Omega \qquad (1)$$

bzw. als Nutzwiderstand für das jeweilige Prüfobjekt. Werden kritische Prüfbuchsen kurzgeschlossen, so zeigt das Aussteuerungsinstrument Vollausschlag. Die maximal möglichen und praktisch immer zulässigen Prüfbedingungen sind hier gegeben zu:

$$U_{max} = 1{,}2\ V \qquad (2)$$

$$I_{max} = \frac{U_{max}}{R_V} = \frac{1{,}2\ V}{400\,\Omega} = 3\ mA \qquad (3)$$

und

$$N_{max} = \frac{U_{max} \cdot I_{max}}{4} = 0{,}9\ mW \qquad (4)$$

Eichen und Anwendung

Für die Prüfung von Dioden und Transistoren ist die Anbringung einer Hilfsskala auf der Frontplatte neben dem Aussteuerinstrument notwendig *(Bild 2)*, und zwar mit den am Widerstand R_V in Belastungsfällen möglichen Anzeige-Spannungsabfällen U_a = 0/0,2/0,4/0,6/0,8/1,0 und 1,2 V. Die Eichung dieser U_a-Werte ist einfach. Nach Fertigstellung des Minitesters schaltet man an die R_x-Buchsen bestimmte Widerstände in Abhängigkeit von den gewünschten Anzeigewerten U_a entsprechend Gl. (5)

$$R_x = \left(\frac{1{,}2\ V}{U_a} - 1\right) R_V \qquad (5)$$

und vermerkt die betreffenden Instrumentenausschläge auf der U_a-Hilfsskala. Die Werte U_a und R_x stehen in folgendem Zusammenhang

U_a (V)	0	0,2	0,4	0,6	0,8	1,0	1,2
R_x (Ω)	∞	2000	800	400	200	80	0

Zusätzlich zur U_a-Hilfsskala wird die zugehörige R_x-Hilfsskala auf der anderen Seite des Anzeigeinstrumentes aufgetragen, um diese später zur Grobmessung von unbekannten Widerstandswerten bis über 2000 Ω nutzen zu können.

Die U_a-Hilfsskala spielt bereits bei der Diodenprüfung eine wichtige Rolle. In Durchlaßrichtung hat eine zu prüfende Ge-Diode bei kleinem Prüfstrom einen Durchlaß-Spannungsabfall U_F in Höhe von etwa 0,3 V, bei Si-Dioden dagegen etwa 0,6 V (Richtwerte). Der jeweilige restliche Spannungsabfall zur Versorgungsspannung 1,2 V wird als U_a-Wert angezeigt, im vorliegenden Fall also mit etwa 0,9 V bzw. etwa 0,6 V. Der Kristalltyp der geprüften Diode kann somit anzeigemäßig unterschieden werden. Eine in Sperrichtung angeschaltete Diode führt dagegen zum U_a-Wert praktisch 0 V entsprechend dem Sperrwiderstand $R_R \to \infty\,\Omega$, während ein Kurzschluß im Prüfobjekt einwandfrei am Höchstausschlag $U_a = 1{,}2$ V erkennbar ist.

Die wichtigste Anwendung des Minitesters ist jedoch für die Schnelltestung von npn- bzw. pnp-Transistoren kleiner Belastbarkeit vorgesehen. Der dafür notwendige zusätzliche Schaltungsaufwand ist denkbar gering. Als Kollektorwiderstand R_C dient der bereits vorhandene Vorwiderstand $R_V = 400\,\Omega$. Zur Ermittlung der Gleichstromverstärkung in Emitterschaltung ($B = I_C/I_B$) ist dagegen bei dem gewählten Testverfahren ein regelbarer Basiswiderstand R_B nötig (Trimmpotentiometer 100 kΩ mit aufgesetzter, isolierter, gerändelter Einstellachse), der fest an den Prüfbuchsen B (Basis) und C (Kollektor) angeschaltet ist. Weiterhin ist ein kleiner Schiebeschalter S mit zwei Umschaltekontakten notwendig. Mit ihm läßt sich die Testschaltung für npn- bzw. pnp-Transistoren umschalten (Umpolung der Spannungszuführungen für die Anschlüsse E [Emitter] und C). Der zu prüfende Transistor arbeitet in jedem Fall in Emitterschaltung. Die Besonderheit dieses Testverfahrens liegt darin, daß im Falle des Basiswiderstandes $R_B = 0\,\Omega$ die Transistorspannungsabfälle U_{CE} und U_{BE} gleich groß sind, wodurch an der Basis-Emitter-Diodenstrecke ein Spannungsabfall auftritt, der wie beim Testen von Ge- bzw. Si-Dioden den bereits erwähnten unterschiedlichen U_a-Instrumentenausschlag zur Folge hat. Im Falle $R_B = 0\,\Omega$ stellt sich also auch hier die (höchstmögliche) kristallabhängige Anzeigespannung U_a in Höhe von etwa

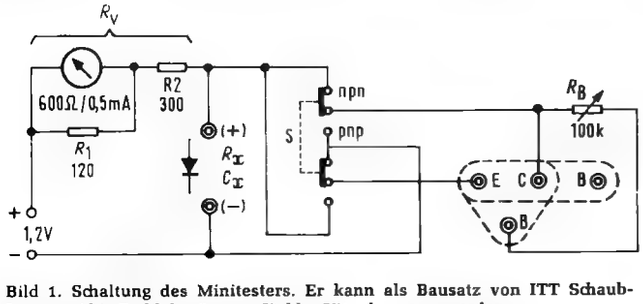


Bild 1. Schaltung des Minitesters. Er kann als Bausatz von ITT Schaub-Lorenz, Abt. Fachlehrgänge – Hobby-Kits, bezogen werden

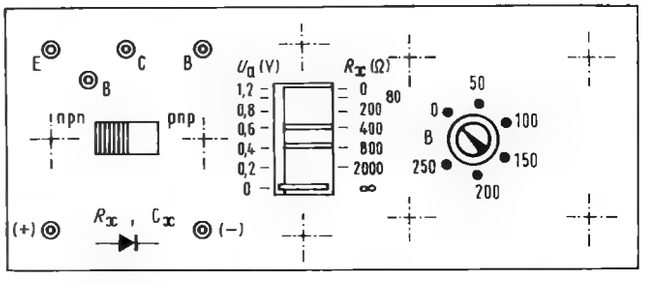
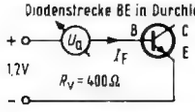


Bild 2. Frontplatte des Mustergerätes

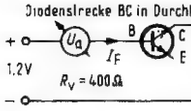
Tabelle 1. Funktionsprüfung der Diodenstrecken eines npn-Transistors

Diodenstrecke BE in Durchlaßrichtung



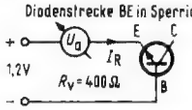
Typ		Ge	Si
$U_{BE} = U_F$	(V)	0,3	0,6
U_a	(V)	0,9	0,6
I_F	(mA)	2,25	1,5

Diodenstrecke BC in Durchlaßrichtung



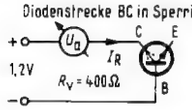
Typ		Ge	Si
$U_{BC} = U_F$	(V)	0,3	0,6
U_a	(V)	0,9	0,6
I_F	(mA)	2,25	1,5

Diodenstrecke BE in Sperrichtung



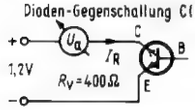
Typ		Ge	Si
$-U_{BE} = -U_R$	(V)	1,2	1,2
U_a	(V)	0	0
I_R	(mA)	0	0

Diodenstrecke BC in Sperrichtung



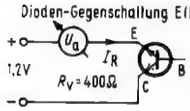
Typ		Ge	Si
$-U_{BC} = -U_R$	(V)	1,2	1,2
U_a	(V)	0	0
I_R	(mA)	0	0

Dioden-Gegenschaltung C(B)E



Typ		Ge	Si
U_{CE}	(V)	1,2	1,2
U_a	(V)	0	0
I_R	(mA)	0	0

Dioden-Gegenschaltung E(B)C



Typ		Ge	Si
U_{EC}	(V)	1,2	1,2
U_a	(V)	0	0
I_R	(mA)	0	0

Bei den beiden letzten Prüfungen führen die gegengeschalteten Diodenstrecken BC und BE in der Reihenschaltung immer zu einem Sperrverhalten.

0,9 V bzw. 0,6 V ein. Den betreffenden Anzeigewert U_a merke man sich im Testfall und regle den Widerstand R_B dann so lange, bis U_a auf den halben Anfangswert abgesunken ist. Dann steht die Göße von R_B in einem noch näher zu untersuchenden Verhältnis zur Gleichstromverstärkung B des betreffenden Transistors.

Da das verwendete kleine Anzeigeinstrument nur eine wenig genaue Ablesung der Meßwerte erlaubt, diese aber für die Schnellprüfung von Transistoren als ausreichend angesehen wird, kann der meist geringe Einfluß des Basisstromes I_B gegenüber dem stärkeren Kollektorstrom I_C vernachlässigt werden.

Außerdem soll in jedem Testfall der Basis-Emitter-Spannungsabfall U_{BE} als konstant angenommen werden. Somit lassen sich folgende vereinfachte Gleichungen aufstellen:

1. für $R_B = 0\ \Omega$:

$$U_{a\,max} = I_C \cdot R_C = I_C \cdot R_V \text{ bei } I_B \ll I_C \quad (6)$$

2. R_B eingeregelt:

$$\frac{U_{a\,max}}{2} = \frac{I_C}{2} \cdot R_V =$$

$$= \frac{I_B}{2} \cdot R_B \text{ bei } \frac{I_B}{2} \ll \frac{I_C}{2} \quad (7)$$

Formt man Gl. (7) um und berücksichtigt dabei $B = I_C/I_B$, so ergibt sich der B-abhängige Basiswiderstand R_B zu:

$$R_B = \frac{I_C \cdot R_V}{I_B} = B \cdot 400\ \Omega \quad (8)$$

Dem Basiswiderstand R_B in den Einstellgrenzen von 0 bis 100 kΩ entsprechen also proportionale Gleichstromverstärkungswerte B von 0 bis 250, was mit Hilfe eines Ohmmeters gut eichbar ist. Zu diesem Zweck schalte man sich mit dem Ohmmeter an den Prüfbuchsen B und C an, regle den Widerstand R_B auf bestimmte Ohmwerte ein und vermerke die zugehörigen B-Werte an passender Stelle auf der Frontplatte. Zweckmäßigerweise wird man nur folgende Wertepaare berücksichtigen:

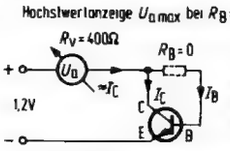
R_B (kΩ)	0	20	40	60	80	100
$B = I_C/I_B$	0	50	100	150	200	250

Es muß allerdings bemerkt werden, daß die beim Transistortest am Regelwiderstand R_B ablesbaren B-Werte nur für die verwendete Prüfschaltung mit der Versorgungsspannung 1,2 V gelten, nicht aber unbedingt für den Schaltungseinsatz mit meist höheren Versorgungsspannungen bzw. bei anderen Arbeitspunkten.

Die in Beispielen angeführten Meßwerte (Tabelle 1, Tabelle 2) gelten näherungsweise, hier z. B. für die Prüfung eines npn-Transistors.

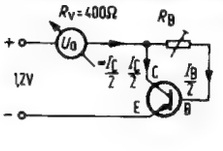
Tabelle 2. Verstärkungsprüfung des richtig angeschalteten Transistors

Hochstwertanzeige $U_{a\,max}$ bei $R_B = 0$



Typ		Ge	Si
R_B	(kΩ)	0	0
$U_{BE} = U_{CE}$	(V)	0,3	0,6
$U_{a\,max}$	(V)	0,9	0,6
I_C (bei $I_B = 0$)	(mA)	2,25	1,5

Halbwertanzeige $U_{a\,max}/2$ bei eingeregeltem R_B

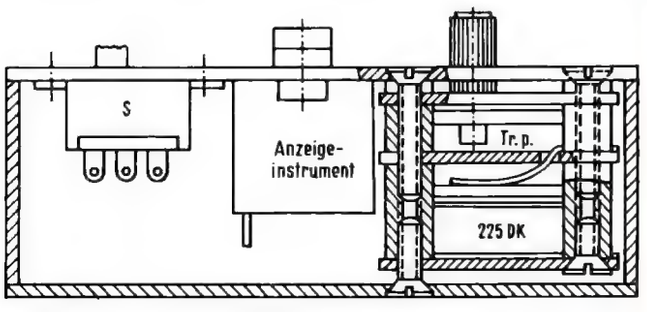


Typ		Ge	Si
R_B z.B.	(kΩ)	40	40
U_{BE}	(V)	0,3	0,6
$U_{a\,max}/2$	(V)	0,45	0,3
U_{CB}	(V)	0,45	0,3
$I_C/2$	(mA)	1,125	0,75
$I_B/2$	(µA)	11,25	7,5
$B = R_B/R_V$		100	100

Auf eine weitere Anwendung des Minitesters sei noch hingewiesen, auf die Prüfmöglichkeit von Elektrolytkondensatoren mit Hilfe des beobachtbaren Ladestromstoßes. Je nach elektrischer Größe des angeschalteten Elektrolytkondensators stellt sich ein entsprechend starker und zeitlich langer Zeigerausschlag U_a am Anzeigeinstrument ein, der bei guter Isolation des betreffenden Kondensators anschließend auf den Anzeigewert 0 absinkt. Elektrolytkondensatoren mit einer Kapazität von 5 µF und höher können so auf ihre allgemeine Brauchbarkeit geprüft werden.

Konstruktionshinweise

Bild 2 zeigt die Frontplatte, *Bild 3* läßt konstruktive Einzelheiten des gebauten Minitesters erkennen. Zuerst wurde die Frontplatte aus 1,5 mm starkem Super-Pertinax mit den Durchbrüchen für den Schiebeschalter S, das kleine Aussteuerinstrument und die Einstellachse vom Trimmpotentiometer R_B sowie die notwendigen versenkten Befestigungslöcher hergestellt, versilberte Hohlnieten 2 mm × 3,5 mm als Prüfbuchsen eingenietet und die NiCa-Knopfzelle unterhalb des Trimmpotentiometers in Zwischenebenen aus Super-Pertinax eingebaut. Kurze Federbronzebleche (alte Relaisfedern) dienen als Batteriezuführun-



▲ Bild 3. Seitenansicht des Minitesters

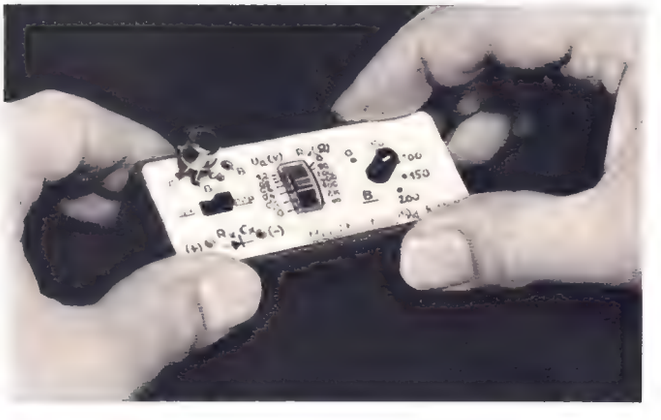


Bild 4. ▶
Außenansicht des Mustergerätes

gen. Von einer Herausführung der Versorgungsspannung zur Frontplatte ohne den schützenden Vorwiderstand R_V wurde abgesehen, um versehentliche Batteriekurzschlüsse später von vornherein auszuschließen (bei den seltenen Batterieladungen muß die Frontplatteneinheit aus dem Gehäuse genommen werden, um an die Batteriezuführungen heranzukommen).

Nach Fertigstellung der Frontplatteneinheit war noch ein passendes Gehäuse aus 1,5 mm starken Super-Pertinaxteilen herzustellen (geklebt mit Uhu-Plus), das dann mittels Senkkopfschrauben mit der Frontplatteneinheit verbunden wurde. Die Herstellung der beschrifteten Frontplatte bildete den Schluß. Dazu wurde ein passend ausgesparter Zeichenkarton auf die Frontplatte aufgelegt, die Eichwerte und die sonstige Beschriftung aufgetragen, anschließend mit durchsichtigem Klebefilm überzogen und dann mit Uhu aufgeklebt. *Bild 4* zeigt das Mustergerät, das äußerlich naturgemäß nicht ganz mit dem in Bild 1 erwähnten Bausatz identisch ist. (I 107)

Dr.-Ing. Peter Albrecht

Lichtschranke ohne eigene Lichtquelle

Für manche Anwendungen einer Lichtschranke, zum Beispiel bei der Überwachung von Räumen, wäre der Fortfall einer eigenen Lichtquelle, auf die das lichtempfindliche Element justiert werden muß, vorteilhaft. Eine solche Anlage, die leicht zu installieren und flexibel zu handhaben ist, wird hier beschrieben. Als Lichtquelle benutzt sie die jeweils zur Verfügung stehende Raumbeleuchtung, wobei sie bei Kunstlicht oder in der Dämmerung ebenso zuverlässig arbeitet wie bei hellem Tageslicht. Die Reichweite dieser Lichtschranke, die nur auf Helligkeitsänderungen anspricht, hängt von der Bündelungscharakteristik des verwendeten Fototransistors ab und kann mit Hilfe optischer Systeme nahezu beliebig gesteigert werden.

Als lichtempfindliches Element kommen alle Fototransistoren in Frage, bei sehr hellem Licht auch Fotodioden. In der vom Verfasser aufgebauten Schaltung wurde ein Si-Darlington-Lichtfühler vom Typ OP 300 (Optron) verwendet. Er liefert einen typischen Hellstrom von 10 mA bei 1000 Lux. Als Lastwiderstand des Fototransistors dienen sieben in Serie geschaltete Dioden 1 N 914, die einen Spannungsabfall proportional dem Logarithmus des Fotostroms erzeugen *(Bild 1)*. Man erhält dann am Emitter des OP 300 einen Spannungspegel, der bei einem Fotostrom von 10 mA etwa 5,6 V, bei 5 µA etwa 2,8 V beträgt. Entsprechend dem Strombereich von mehr als drei Dekaden darf die einfallende Lichtmenge in weiten Grenzen schwanken, ohne daß der für die folgende Differenzverstärkerstufe notwendige Spannungspegel unzulässig verändert wird.

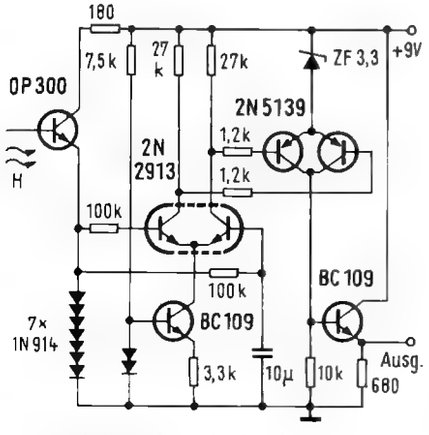


Bild 1. Schaltung der Lichtschranke

Bei Versuchen verwendete Spezialteile

Fototransistoren

OP 300 (Optron, Vertrieb Neumüller, München), Darlingtontyp, typ. Hellstrom 10 mA bei 1000 lux, optischer Einfallswinkel ± 15 grad. Achtung: Bei zu heller Beleuchtung wird der OP 300 in dieser Schaltung in die Sättigung gefahren, was die Empfindlichkeit der Lichtschranke vermindert.

ZM 100 (Ferranti, Neumüller), Darlingtontyp höchster Empfindlichkeit, optischer Winkel ± 10 grad. Auch hier Gefahr der Sättigung bei zu heller Beleuchtung.

OP 400 (Optron, Neumüller), sehr schneller Fototransistor (auch bei schwachem Licht) mit Anstiegszeit von 1,5 µs, Empfindlichkeit 0,7 mA pro 1000 lux.

BPY 62 (Siemens, Bürklin), Empfindlichkeit etwa 1 mA pro 1000 lux.

Transistoren und Thyristor

2 N 2913 (Neumüller), Dual-Planar-Si-Transistor
2 N 5139 (Neumüller), pnp-Si-Planar-Transistor, Universaltyp
2 N 5306 (Neumüller), npn-Darlington-Transistor
CS 0,6 (BBC), Kleinleistungs-Universal-Thyristor, 0,6 A Dauerstrom

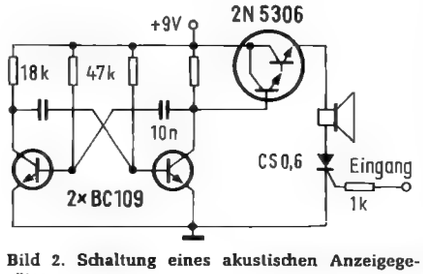


Bild 2. Schaltung eines akustischen Anzeigegerätes

Die Auswertung der an den Dioden auftretenden Spannungen erfolgt in dem nachgeschalteten Differenzverstärker, dessen beide Eingänge am Emitter des OP 300 liegen, einer jedoch über einen Tiefpaß 100 kΩ/10 µF. Auf diese Weise treten am Ausgang des Differenzverstärkers nur noch die durch Lichtänderung verursachten Spannungsschwankungen auf, während der Pegel des Grundlichtes unterdrückt wird. In der darauf folgenden Stufe werden die Signale weiter verstärkt und geformt, so daß bei einer Änderung der einfallenden Lichtmenge von etwa 10 % – gleichgültig welcher Polarität – am Ausgang eine Spannung von 4,5 V (TTL-kompatibel) mit guter Flankensteilheit auftritt.

Eine einfache, aber gut bewährte Schaltung für eine akustische Anzeige ist in *Bild 2* wiedergegeben. Ein Multivibrator im Tonfrequenzbereich arbeitet über einen Darlington-Transistor auf einen kleinen Lautsprecher (60 Ω, 0,2 W). Als Schalter dient ein Kleinleistungsthyristor CS 0,6, dessen Gate an den Ausgang der Schaltung Bild 1 angeschlossen ist.

Wie eingangs schon erwähnt, hängt die Reichweite der Lichtschranke im wesentlichen von der Ausführung des Fototransistors ab. Deswegen sollen hier keine verbindlichen Werte angegeben werden, sondern es soll nur als Beispiel die Leistungsfähigkeit der Schaltung in Verbindung mit dem OP 300 aufgezeigt werden. Bei einem optischen Öffnungswinkel des Fototransistors von ± 15 Grad (100 % Rückgang der Empfindlichkeit) lassen sich bewegende Personen in einer Entfernung von 10...20 m, je nach Lichtverhältnissen (Kontrast!), registrieren.

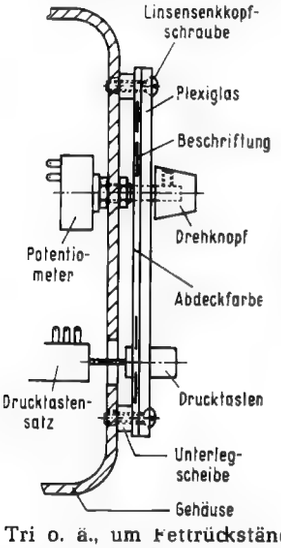
Die geringen geometrischen Abmessungen dieses Lichtfühlers (Durchmesser nur 1,5 mm) lassen eine interessante Anwendung zu: Bei Befestigung des OP 300 auf der Mattscheibe einer Spiegelreflexkamera (Exakta, Objektiv 135 mm) konnten fahrende Kraftfahrzeuge über eine Entfernung von etwa 500 m akustisch angezeigt werden.

Hartmann Kemmer

Herstellung von Frontplatten

Die Gestaltung von Frontplatten für Verstärker, Meßgeräte usw. bereitet dem Praktiker häufig Schwierigkeiten. Das Hauptproblem ist hierbei die Beschriftung. Es gibt hierfür eine Methode, die sich leicht selbst durchführen läßt.

Man fertigt eine für das Gerät passende 2...3 mm starke Plexiglasplatte, in die man sämtliche Bohrungen bzw. Ausschnitte bohrt und feilt. Ist dies geschehen, reinigt man die Rückseite mit



Herstellen einer sauber beschrifteten Frontplatte für Praktiker

Tri o. ä., um Fettrückstände zu entfernen. Anschließend beschriftet man sie mit einem Tuschefüller und Schablone spiegelverkehrt. Nach dem Trocknen der Tusche kann man die Fläche mit Farbsprühlack einsprühen und so der Schrift einen farbigen Hintergrund geben. Das Schriftbild hebt sich deutlich vom Hintergrund ab (das Prinzip ist eine Art Hinterglasmalerei). Durch Abkleben mit Tesafilm kann die Frontplatte sogar mehrfarbig gestaltet werden. Nach dem Trocknen der Farbe läßt sich die Platte aufschrauben.

Diese Methode bietet die Gewähr dafür, daß die Beschriftung durch die Benutzung nicht unsauber wird und die Frontplatte unbesorgt gereinigt werden kann. ■

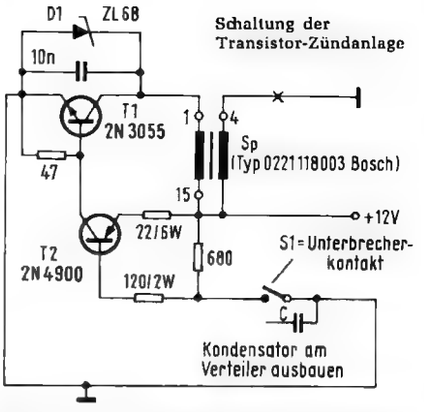
Eberhard Bruckmeyer

Betriebssichere Transistorzündung

Die in Heft 12/1971, Seite 386 vorgeschlagene Zündanlage wurde in 12-V-Ausführung von mir nachgebaut. Jedoch benützte ich als Treibertransistor nicht den Typ 2 N 5323, sondern den 2 N 4900 ($U_{CE} = U_{CB} = 80$ V, $I_C = 1$ A, $P_{tot} = 25$ W) von Motorola *(Bild)*.

Diese Anlage verwendete ich in einem Audi 60. Dabei stellten sich beim Starten Zündschwierigkeiten ein. Wenn der Motor lief, nahm er im unteren Drehzahlbereich nur unwillig Gas an. Durch näheres Untersuchen stellte sich heraus, daß der Durchschaltimpuls zu gering war. Ich erhöhte die Z-Spannung auf 68 V, und es ergab sich ein Durchschaltimpuls, der das Starten und den Lauf des Motors zu jeder Zeit sicherte. Die Z-Dioden wurden durch den Typ ZL 68 ersetzt. Die Bauteile habe ich, wie vorgeschlagen, auf einen Kühlkörper (120 mm × 75 mm) montiert. Die Anlage funktioniert nun zur vollsten Zufriedenheit.

Nebenbei möchte ich noch bemerken, daß die Zündanlage aus Heft 13/66, Seite 341, in einen VW 1500 S Variant seit mehreren Jahren bestens arbeitet. Die Startwilligkeit des Fahrzeuges ist sehr gut. Vor dem Einbau der Zündanlage



Schaltung der Transistor-Zündanlage

war der Wagen öfter wegen Startschwierigkeiten in der Werkstatt.

Dr. Günter Münch

Prüfgerät für Transistoren und Dioden

2. Teil

Mechanischer und elektrischer Aufbau

Ein Gehäuse mit einer Frontplattengröße von 92 mm × 156 mm bietet sowohl Platz für eine übersichtliche Anordnung der Bedienungselemente und des Anzeigeinstrumentes als auch Raum genug für die Verdrahtung und Unterbringung der Veroboardplatine und der 9-V-Transistorbatterie. *Bild 3* gibt die Lage und Abmessungen der Bohrungen und Ausnehmungen an, die in die Aluminiumfrontplatte für die verschiedenen Drucktaster, Schiebeschalter, Buchsen usw. einzubringen sind.

Die Frontplatte des in Bild 1 gezeigten Mustergerätes wurde nach der mechanischen Bearbeitung mit hellgrauer, seidenmatter Kunststoffklebefolie (DC-Fix) beklebt. Nach festem Anreiben der Folie können die überstehenden Ränder mit einem scharfen Taschenmesser entlang der Frontplattenkanten sauber und bündig abgeschert werden. Ebenso sauber lassen sich auf diese Weise die von der Klebefolie überdeckten Frontplattenbohrungen und Ausnehmungen herausscheren. Das Bekleben verleiht dem Gerät nicht nur ein sauberes Aussehen, sondern liefert auch einen guten Haftgrund für die Frontplattenbeschriftung mit Beschriftungsfolien (Transferschriftbogen, wie man sie z. B. für Zeichnungsbeschriftungen benutzt). Die Art der gewählten Beschriftung und die Lage der verschiedenen Schalter und Buchsen läßt sich aus Bild 1 ersehen.

Zusätzlich zu den in Bild 2 dargestellten Anschlußbuchsen C, B und E sind in dem Mustergerät noch weitere Buchsen (drei Miniatur-Telefonbuchsen, eine dreipolige Nf-Normbuchse und eine Transistorfassung) parallelgeschaltet, um vielseitige Anschlußmöglichkeiten für die zu prüfenden Transistoren und Dioden zu haben. Die dreipolige Nf-Normbuchse dient zum Anschließen des in *Bild 4* gezeigten Adapters, der sich bei der Prüfung größerer Transistorposten als außerordentlich praktisch bewährt hat. Der Adapter besteht aus einem flachen Aluminiumgehäuse (in der Höhe reduziertes Teko-Gehäuse Nr. A/2), in das eine keramische Prüffassung mit Zweikomponentenkleber (Uhu-plus 300) eingesetzt ist. Mit der Taste der Prüffassung werden die drei Transistoranschlüsse über Federkontakte fest und kontaktsicher eingeklemmt. Die Prüflinge lassen sich sehr zügig und schnell in die Fassung einsetzen. Die drei Transistoranschlüsse sind nochmals an drei Miniatur-Telefonbuchsen (auf der Oberseite des Adaptergehäuses) geführt. Über diese Buchsen können mittels flexibler Anschlüsse z. B. Leistungstransistoren angeschlossen werden. Das Adaptergehäuse ist mit schwarzer Kunstlederklebefolie (DC-Fix) beklebt.

Die in der rechten unteren Ecke der Gerätefrontplatte montierte Transistorfassung ist mit Zweikomponentenkleber in die Bohrung einer kleinen Pertinaxplatte (etwa 13 mm × 13 mm) eingesetzt. Diese Pertinax-Trägerplatte ist ihrerseits wieder mit Zweikomponentenkleber auf die Rückseite der Frontplatte aufgeklebt, so daß nur die runde Transistorfassung auf der Vorderseite der Frontplatte zu sehen ist.

Um die Frontplatte von den verhältnismäßig großen und unschön wirkenden Köpfen der Befestigungsschrauben für die Drucktastenschalter (S 1 bis S 7) und den großen Schiebeschalter (S 8) freizuhalten, wurden mit Gewinde versehene Abstandsbolzen entsprechender Länge mit Zweikomponentenkleber (Uhu-Plus 300) auf die Rückseite der Frontplatte geklebt, auf die dann die Schalter aufgeschraubt wurden. Statt der

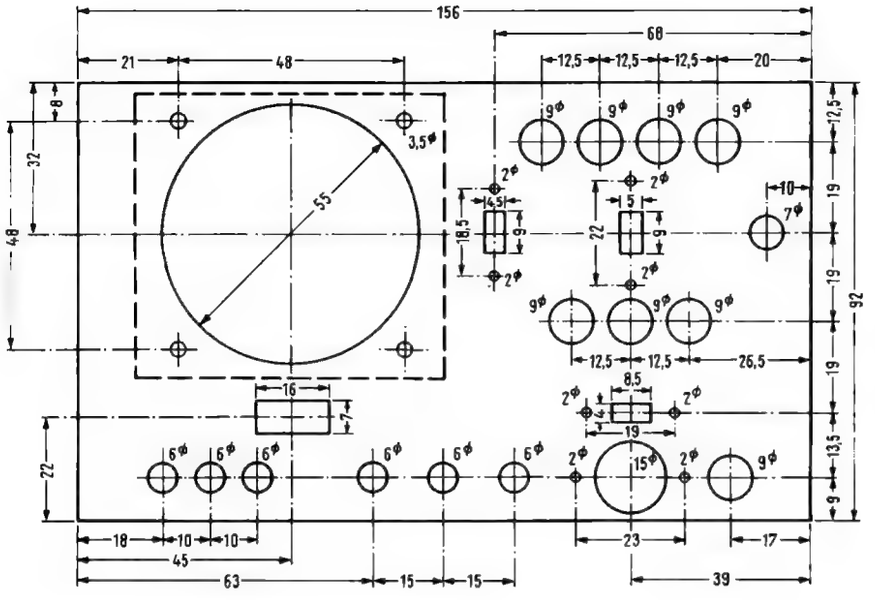


Bild 3. Abmessungen und Bohrungen der Frontplatte

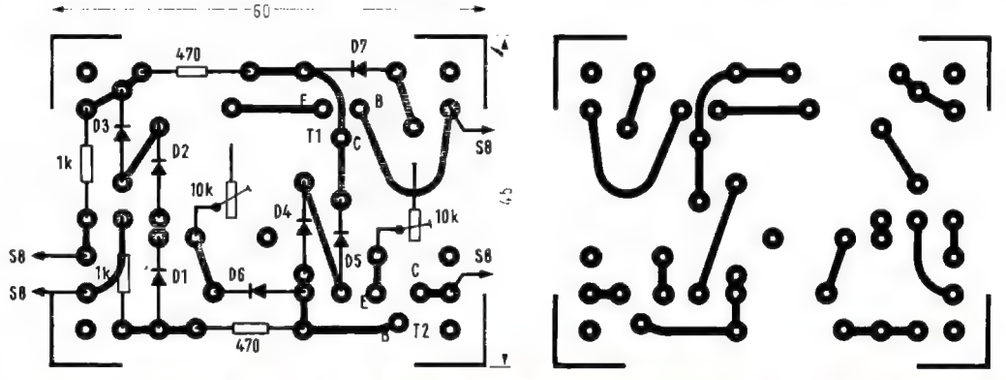
Abstandsbolzen können auch entsprechend lange M-3-Schrauben mit dem Zylinderkopf auf die Rückseite der Frontplatte geklebt werden. Auf diese Weise erhält man mit der Frontplatte fest verbundene „Gewindestangen", auf die dann die Schalter aufgesetzt und mit zwei Muttern in dem gewünschten Abstand von der Frontplatte fixiert werden.

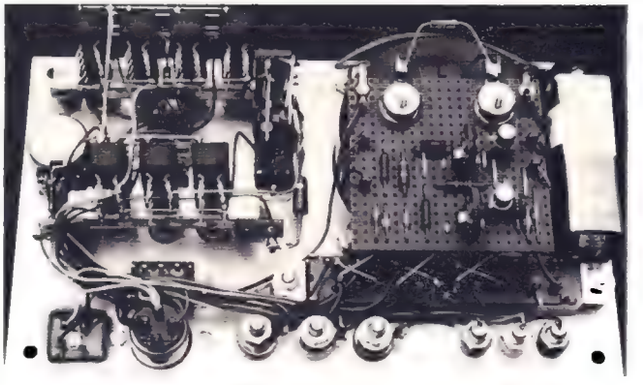
Die beiden in Bild 2 dargestellten Konstantstromquellen sind auf einer Veroboard-Lochrasterplatine (2,5 mm Rastermaß) aufgebaut. Die Platinengröße und die Lage der Bauteile auf ihr sind in *Bild 5* dargestellt. In die Platine sind zwei Bohrungen von 5 mm Durchmesser eingebracht. Der Abstand der beiden Bohrungen ist gleich dem Abstand der beiden Anschlußbolzen des Meßinstrumentes, so daß die Platine auf die beiden Anschlußbolzen aufgesetzt und mit dem Instrument als Träger verschraubt werden kann (Leiterbahnen zwischen den Bohrungen sind zu entfernen, da sonst das Instrument über die Leiterbahnen kurzgeschlossen würde).

Die Meßbereichswiderstände R 2 bis R 5 sind auf einer kleinen Pertinax-Lötösenleiste verlötet, die am Drucktastenschalterblock (S 1...S 4) angeschraubt ist (ein Gewindeloch M 2,5 ist am Schalterblock vorhanden).

Wegen des gedrängten Aufbaues ist es zu empfehlen, die beiden Drucktastenschalterblöcke (S 1 bis S 4 und S 5 bis S 7) vor dem Einbau in das Gerät so weit wie möglich mit blankem Schaltdraht vorzuverdrahten, so daß nach dem Einbau nur noch die Abgänge von den Schalterblöcken zu den entsprechenden Schaltungspunkten mit flexibler Litze hergestellt werden brauchen. Da die in der Stückliste angegebenen Drucktastenschalter bei Betätigung einrasten, muß die Rastsperre entfernt werden, damit die Schalter als Taster arbeiten. Das geschieht in einfacher Weise durch Abknipsen mit einem Seitenschneider des in die herzförmige Kurvenführung gehenden Stahldrahtbügels (der Stahldrahtbügel darf nicht ganz entfernt werden, da das nach dem Abknipsen verbleibende Stück des U-förmigen Stahl-

Bild 5. ▶ Platine mit Bestückungsplan. Sie kann auch zusammen mit einem Bausatz bei ITT Schaub-Lorenz, Abt. Lehr- und Hobbykits, bezogen werden





▲ Bild 6. Blick in das Innere des Mustergerätes, das noch auf einer Veroboardplatte aufgebaut war

◀ Bild 4. Adapter zum Messen von Kleinserien

drahtbügels die Taste vor dem Herausspringen sichert).

Den Innenaufbau des in Bild 1 gezeigten Mustergerätes veranschaulicht die in *Bild 6* wiedergegebene Aufnahme. Die zum Bau des Prüfgerätes benötigten Bauteile sind in der Stückliste *(Tabelle 2)* aufgeführt. Die kleine 9-V-Transistorbatterie findet neben dem Meßinstrument Platz. Sie ist mit doppelseitig klebenden Textilband (wie z. B. für Teppichverlegung benutzt) an der Rückseite der Frontplatte befestigt und kann leicht ausgewechselt werden (der Klebestreifen läßt sich mehrmals verwenden).

Für die Bestimmung der Nebenwiderstände (R 2 bis R 5) dient die bekannte Formel für Strommeßbereicherweiterungen:

$$R_s = \frac{R_i}{n-1} \quad \text{mit} \quad n = \frac{I}{I_o}$$

Dabei ist:

R_s = gesuchter Nebenwiderstand
R_i = Innenwiderstand des Instrumentes
I = gewünschter Strommeßbereich (in mA)

Tabelle 2. Im Mustergerät verwendete Spezialteile

1 Si-Diode D 1 BAY 95 o. ä.
1 Si-Diode D 2 BAY 95 o. ä.
1 Si-Diode D 3 BAY 95 o. ä.
1 Si-Diode D 4 BAY 95 o. ä.
1 Si-Diode D 5 BAY 95 o. ä.
1 Ge-Diode D 6 OA 95 o. ä.
1 Ge-Diode D 7 OA 95 o. ä.
1 pnp-Transistor BC 177 o. ä.
1 npn-Transistor BC 107 o. ä.

Sonstige Teile

1 Drucktastenschalterblock (Schadow) mit 4 runden Tasten, einzeln rastbar, Kontakte je Taste: 4 × Um
1 Drucktastenschalterblock (Schadow) mit 3 runden Tasten, einzeln rastbar, Kontakte je Taste: 4 × Um
1 Schiebeschalter (Nadler), Kontakte: 8 × Um (*pnp/npn*)
1 Schiebeschalter (Nadler), Kontakte: 6 × Um (*Diode/Transistor*)
1 Schiebeschalter (Nadler), Kontakte: 2 × Um (*3 = 250/500*)
1 Miniatur-Schiebeschalter (Nadler), Kontakte 2 × Um (I_{CEO}/I_{CBO})
1 Transistorfassung, rund, für TO-5-Gehäuse
1 Nf-Normbuchse, 3polig
3 Miniatur-Telefonbuchsen, vollisoliert (Farben: rot – gelb – schwarz)
1 Batterieanschlußkabel für 9-V-Transistorbatterie
1 Einbau-Meßinstrument 50 µA (Nadler, Typ PM 60)
1 Si-Diode D 8 BA 100 o. ä.
Widerstände: R 1 bis R 5: Meßbereichwiderstände (siehe Text)
1 Teko-Kunststoffgehäuse mit Aluminium-Frontplatte, Größe: P/3

I_o = Strom für Vollausschlag des Instrumentes ohne Nebenwiderstand (in mA)

Das in der Stückliste angegebene Instrument besitzt einen Innenwiderstand von $R_i = 3200\ \Omega$ und benötigt für Vollausschlag einen Strom von 0,05 mA. Damit ergibt sich für:

$$R\,4 = \frac{3200\ \Omega}{\frac{25}{0{,}05} - 1} = \frac{3200\ \Omega}{500 - 1} = 6{,}41\ \Omega$$

$$R\,5 = R\,4 = 6{,}41\ \Omega$$

$$R\,3 = 0{,}5 \cdot R\,4 = 3{,}2\ \Omega$$

$$R\,2 = \frac{3200\ \Omega}{\frac{1}{0{,}05} - 1} - R\,4 = \frac{3200\ \Omega}{20 - 1} - 6{,}41\ \Omega$$

$$R\,2 = 162\ \Omega$$

In aller Regel wird man die vorstehend errechneten Widerstandswerte durch Parallelschalten gängiger Widerstandswerte herstellen müssen. Es empfiehlt sich, die Eichung des Meßinstrumentes für die verschiedenen Bereiche (d. h. 1 mA, 25 mA und 50 mA) durch ein in Serie geschaltetes geeichtes Instrument (z. B. Vielfachmeßgerät) zu prüfen und gegebenenfalls Abweichungen durch Änderung der Bereichswiderstandswerte zu korrigieren.

Für den Abgleich der beiden Basis-Stromquellen wird ein Meßinstrument, das eine genaue Ablesung eines Stromes von 0,1 mA gestattet, mit den Prüfklemmen B und E des Gerätes verbunden. In Stellung pnp des Schalters S 8 wird sodann bei gedrückter Taste S 7 (β) mit dem im Emitterkreis von T 2 liegenden 10-kΩ-Trimmpotentiometer ein Strom von genau 0,1 mA eingestellt. Analog verfährt man in Stellung npn des Schalters S 8, wobei zur Einstellung des 0,1-mA-Wertes das im Emitterkreis von T 1 liegende 10-kΩ-Trimmpotentiometer dient.

Arbeiten mit dem Prüfgerät

Bei der Prüfung von Transistoren und Dioden mit dem beschriebenen Gerät hat sich folgender Prüfablauf bewährt:

Der Prüfling wird mit den Klemmen E, B und C verbunden. Der Schalter S 9 wird in Stellung *Diode* gebracht. Ist der Typ des zu prüfenden Transistors bekannt (pnp oder npn), wird der Schalter S 8 in die entsprechende Stellung gebracht. Danach drückt man zunächst S 3 *($Diode_{EB}$ – Durchlaßwiderstand)*. Dabei muß das Instrument als Zeichen für einen geringen Widerstand fast voll ausschlagen. Anschließend wird der Schalter S 4 betätigt *($Diode_{EB}$ – Sperrwiderstand)*, wobei das Instrument nur – je nach Größe des Sperrwiderstandes – wenig ausschlagen darf, wenn der Prüfling einwandfrei ist. Analog wird durch Drücken der Taste S 1 *($Diode_{BC}$ – Durchlaßwiderstand)* und S 2 *($Diode_{BC}$ – Sperrwiderstand)* die Basis-Kollektordiode des Transistors geprüft. Bei unbekannten Transistoren bringt man den Schalter S 8 in die Stellung, bei der sich beim Betätigen der Schalter S 1 bis S 4 Ausschläge im vorstehend beschriebenen Sinne (d. h. Vollausschlag beim Drücken der Tasten S 1 und S 3 bzw. geringer Ausschlag beim Betätigen der Tasten S 2 und S 4) ergeben. An der Stellung des Schalters S 8 läßt sich dann der Typ (pnp oder npn) des unbekannten Transistors ablesen.

Wenn die vorstehende Prüfung der Transistordiodenstrecken keine Unregelmäßigkeiten zeigt (z. B. Kurzschluß, geringer Sperrwiderstand, Unterbrechung u. a.), dann wird S 9 in Stellung *Transistor* und S 10 in Stellung I_{CBO} gebracht. Danach drückt man zunächst S 6 *($I_{CO} - 1\ mA$)* und bestimmt dabei durch Ablesen des Instrumentes den Kollektor-Basis-Reststrom. Nur wenn der Ausschlag in diesem Meßbereich unter drei Skalenteilen (entsprechend $I_{CBO} < 60\ \mu A$) liegt, wird zur genaueren Bestimmung des Reststromes Taste S 5 *($I_{CBO} - 50\ \mu A$)* gedrückt. Gute Transistoren haben meist Kollektor-Basis-Restströme unter 50 µA. Analog können in Stellung I_{CEO} des Schalters S 10 Kollektor-Emitter-Restströme bis zu 1 mA bestimmt werden.

Durch Eindrücken der Taste S 7 (β) wird der Stromverstärkungsfaktor des Prüflings auf dem Instrument angezeigt (je nach Stellung von S 11 entweder 500fach oder 250fach für Vollausschlag). Da die Stromverstärkung des Prüflings dabei im Bereich des Mittel- bis Großsignalbetriebes gemessen wird, sollte S 7 nur kurz betätigt werden, um Fehlanzeigen durch Ansteigen der Kristalltemperatur zu vermeiden.

Dioden werden grundsätzlich in Stellung pnp des Schalters S 8 geprüft, wobei die Dioden immer an die Klemmen C und B anzuschließen sind. Da die Sperr- und Durchlaßrichtung eindeutig den Tasten S 2 bzw. S 1 zugeordnet ist, läßt sich anhand des entsprechenden Instrumentenausschlages auch die Polarität ungekennzeichneter Dioden leicht bestimmen.

Um bei der Prüfung von Transistordiodensteckern und Dioden absolute Werte für die Sperr- und Durchlaßwiderstände ablesen zu können, empfiehlt es sich, auf die Skala des Instrumentes einige Widerstandswerte zu markieren (z. B. 1 MΩ, 0,5 MΩ, 10 kΩ). Die entsprechenden Skalenpunkte lassen sich durch Anklemmen bekannter Widerstände an die Klemmen C und B leicht ermitteln (vorher ist das Meßinstrument bei kurzgeschlossenen Klemmen C – B mit dem 1-kΩ-Nullpunktpotentiometer genau auf Vollausschlag einzustellen). (I 106)

Programmierbarer Thyristor-Helligkeitsregler

Ing. Günter Peltz

Helligkeitsregler (Dimmer) erfreuen sich, vor allem wegen ihres meist recht einfachen Aufbaus und ihrer Nachbausicherheit, bei Elektronikern und Auszubildenden großer Beliebtheit. Die im folgenden beschriebenen Schaltungen unterscheiden sich von den allgemein bekannten Dimmerschaltungen dadurch, daß die Helligkeitsabnahme programmiert werden kann. Das heißt, der Lichtstrom der angeschlossenen Lampe nimmt innerhalb einer einstellbaren Zeit langsam ab, bis die Lampe entweder erlischt oder mit ebenfalls einstellbarer Helligkeit weiterbrennt. Außerdem besteht die Möglichkeit durch Ändern der zeitbestimmenden Glieder den Verlauf der Helligkeit über der Zeit zu beeinflussen.

Für einen derartigen Dimmer gibt es vielerlei Anwendungen. Besonders erwähnt sei das „Gutenachtlicht" für das Kinderzimmer. Nach dem Ausschalten erlischt das Licht nicht sofort. Die Lampe brennt zunächst mit fast unverminderter Helligkeit weiter, um zunächst langsam und dann immer schneller dunkler zu werden und nach einer z. B. zwischen 20...100 min einstellbaren Zeit zu erlöschen.

Vorstellbar ist auch die Anwendung als „Eierlegelicht". Es ist vor allem in den Wintermonaten üblich, zur Steigerung der Legeleistung von Hühnern das Licht im Stall länger brennen zu lassen, als es der natürlichen Länge des Tages entspricht. Abruptes Aus- und Einschalten der Beleuchtung ist jedoch störend, u. a. weil die Hühner nachtblind sind und im Dunklen ihre Stange nicht finden. Auch hier hilft ein vorprogrammierter Helligkeitsregler.

Die Grundschaltung

Die als Gutenachtlicht und für ähnliche Zwecke geeignete Grundschaltung zeigt *Bild 1*. Sie arbeitet folgendermaßen: Die Gleichrichterbrücke erzeugt eine pulsierende Gleichspannung mit Nullstellen im 100-Hz-Rhythmus. Durch Phasenanschnitt in jeder Halbwelle mit Hilfe eines Thyristors und einer Steuerschaltung läßt sich der durch die Lampe fließende Strom ändern. Die Versorgungsspannung für die Steuerschaltung wird über eine Trenndiode der bereits erwähnten pulsierenden Gleichspannung entnommen, mit einem 10-µF-Ladekondensator gesiebt und mittels eines 100-kΩ-Widerstandes und einer Z-Diode ZU 39 auf 39 V stabilisiert.

Ist der Schalter S geschlossen, so ist der Z-Diode ZU 39 die Reihenschaltung eines 33-kΩ-Widerstandes und einer Z-Diode ZPD 10 parallelgeschaltet. Bedingt durch die während dieses Betriebszustandes nur kurzen und niedrigen Ladestromimpulse für den 10-µF-Ladekondensator steht jetzt an der Z-Diode ZU 39 nur eine Spannung von etwa 30 V, während an der ZPD 10 und dem Kondensator C die volle Z-Spannung von 10 V ansteht.

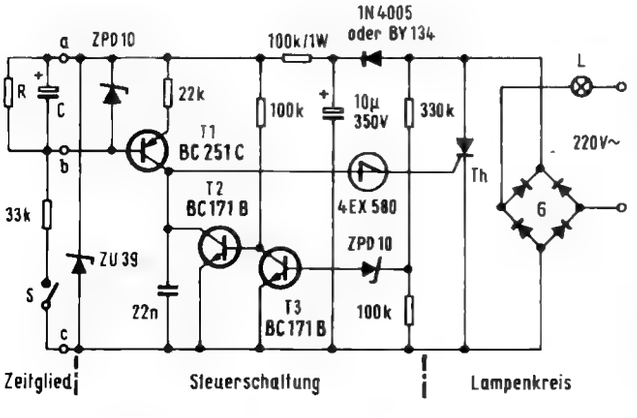
Der pnp-Transistor T 1 arbeitet als Konstantstromquelle und lädt mit etwa 0,43 mA den 22-nF-Zündkondensator in etwa 1 ms auf die Zündspannung (etwa 20 V) der Triggerdiode 4 EX 580 auf. Diese zündet und triggert den Thyristor. Damit wird die Anodenspannung des Thyristors zu Null. Die Lampe brennt praktisch mit voller Helligkeit – das um 1 ms gegenüber dem Nulldurchgang verzögerte Zünden des Thyristors entspricht einer Reduzierung der Versorgungsspannung um etwa 1,5 %. Transistor T 3 sperrt und T 2 wird leitend, so daß eine neue Aufladung des 22-nF-Zündkondensators erst nach dem nächsten Nulldurchgang der Netzspannung wieder beginnen kann. Außerdem bewirkt diese Schaltung, daß der Zündkondensator auf jeden Fall beim Nulldurchgang der Netzspannung entladen wird.

Wenn der Schalter S geöffnet wird, liegt der 33-kΩ-Widerstand und die ZPD 10 nicht mehr parallel zu der ZU 39, und es steigt die Spannung an der ZU 39 auf 39 V an. Gleichzeitig beginnt sich der Kondensator C über den Widerstand R zu entladen (der Basisstrom von Transistor T 1 sei vernachlässigt), so daß sich die Referenzspannung für die Konstantstromquelle T 1 nach einer e-Funktion verringert. Damit wird der Ladestrom für den 22-nF-Zündkondensator kleiner, und es dauert länger, bis der Thyristor gezündet wird, d. h. die Helligkeit der Lampe wird kleiner. Wenn schließlich der Zündkondensator 10 ms oder mehr für eine Aufladung auf die Zündspannung der Triggerdiode benötigt, erlischt die Lampe. Denn nach jeweils 10 ms wird die Spannung am Thyristor zu Null, und der 22-nF-Kondensator wird, wie bereits erläutert, mittels T 2 entladen.

Verlauf des Lichtstromes über der Zeit

Die Netzspannung hat Sinusform. Deshalb würde sich bei linearer Abnahme des Ladestromes des 22-nF-Zündkon-

Der Verfasser ist Mitarbeiter der Firma Intermetall, Freiburg.



◀ Bild 1. Grundschaltung eines programmierbaren Helligkeitsreglers

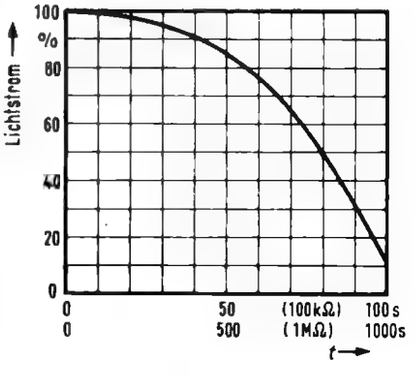


Bild 2. ▶ Verlauf des Lichtstromes über der Zeit bei zwei verschiedenen Zeitkonstanten

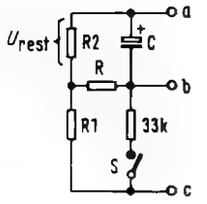


Bild 3. Variante des Zeitgliedes zur Linearisierung der Helligkeitsabnahme

densators nach einem Zündverzug von 5 ms entsprechend einem Anschnittwinkel von 90° die Leistungsaufnahme der Lampe und damit deren Lichtstrom sehr schnell verringern. Dies wird zum Teil dadurch ausgeglichen, daß die exponentielle Entladung des Kondensators C über den Widerstand R auch eine exponentielle Abnahme des Ladestroms bedingt. Der Lichtstrom über der Zeit ist in *Bild 2* für zwei Zeitkonstanten des Zeitgliedes R · C dargestellt.

Bemessung des Zeitgliedes

Die Verdunkelungszeit ist, wenn der Leckstrom des Kondensators C und der Basisstrom des Transistors T 1 unberücksichtigt bleiben, dem Widerstand R und der Kapazität C proportional. Bei einem Kondensator von 500 µF ist die Zeit für eine Abnahme des Lichtstromes auf 20 % in Sekunden etwa gleich dem Widerstand von R in Kiloohm. Das gilt für den Bereich R = 50 kΩ...2 MΩ. Bei

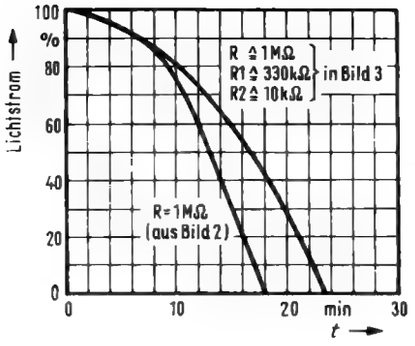


Bild 4. Verlauf des Lichtstromes mit einem Zeitglied nach Bild 3 im Vergleich zur Grundschaltung

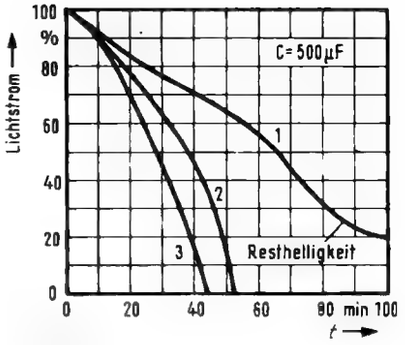


Bild 5. Lichtstrom über der Zeit bei verschiedenen Zeitgliedern

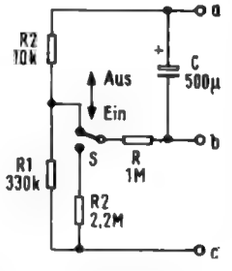


Bild 7. Zeitglied für die Anwendung des Helligkeitsreglers als Eierlegelicht

kleineren Werten des Widerstandes R wird der Kondensator C eventuell nicht auf die volle Zenerspannung der ZPD 10 aufgeladen, und bei höheren Werten treten Verfälschungen durch den Leckstrom des Kondensators C und durch den Basisstrom des Transistors T 1 auf.

Weiterhin ist zu berücksichtigen, daß die zeitbestimmenden Bauteile, der Kondensator C und die Triggerdiode, relativ großen Fertigungsstreuungen unterliegen. Die dadurch bedingten Zeitabweichungen sind jedoch für die vorgesehenen Anwendungen belanglos.

Variationen des Zeitgliedes

Der Abfall des Lichtstromes läßt sich linearisieren, wenn der Kondensator C auf eine Restspannung von 1,1 V entladen wird. *Bild 3* zeigt die Schaltung des Zeitgliedes, das anstelle des RC-Gliedes in Bild 1 an den Punkten a, b und c angeschlossen wird. *Bild 4* zeigt den Lichtstrom über der Zeit im Vergleich zu der Kurve Bild 2.

Wird der Spannungsteiler R 1, R 2 für eine höhere Restspannung ausgelegt, so läßt sich die Lampe in einer vorwählbaren Zeit auf eine vorwählbare Resthelligkeit verdunkeln. Zum Beispiel: Für einen Restlichtstrom von etwa 20 % und eine Abklingzeit von 90...100 min werden bei einem Kondensator C = 500 µF die Widerstände R = 3,3 MΩ, R 1 = 330 kΩ und R 2 = 22 kΩ gewählt. U_{rest} an R 2 beträgt dann etwa 2,3 V. Für

Tabelle 1. Betriebsarten

Stellung von S 1	S 2	
beliebig	1	Wird S 2 auf 1 geschaltet, erlischt die Lampe sofor
aus	2	Wird S 2 auf 2 geschaltet, leuchtet die Lampe sofort voll auf.
ein	2	Wird S 2 auf 2 geschaltet, leuchtet die Lampe innerhalb von zwei Sekunden voll auf.
ein	3	Wird S 2 auf 3 geschaltet, arbeitet die Schaltung als automatischer Light-Dimmer. Die Verdunkelungszeit ist mit dem 2-MΩ-Potentiometer von etwa 50 s bis 60 min einstellbar. Mit dem 100-kΩ-Potentiometer wird die gewünschte Resthelligkeit eingestellt. Dies kann kontrolliert werden, indem S 1 zur Kontrolle ausgeschaltet wird.
aus	3	In dieser Schalterstellung, eventuell das 2-MΩ-Potentiometer auf Null gestellt, arbeitet die Schaltung als normaler Light-Dimmer. Die gewünschte Helligkeit wird mit dem 100-kΩ-Potentiometer eingestellt.

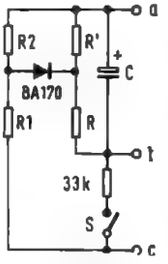


Bild 6. Linearisierung der Lichtstromabnahme mittels Diode

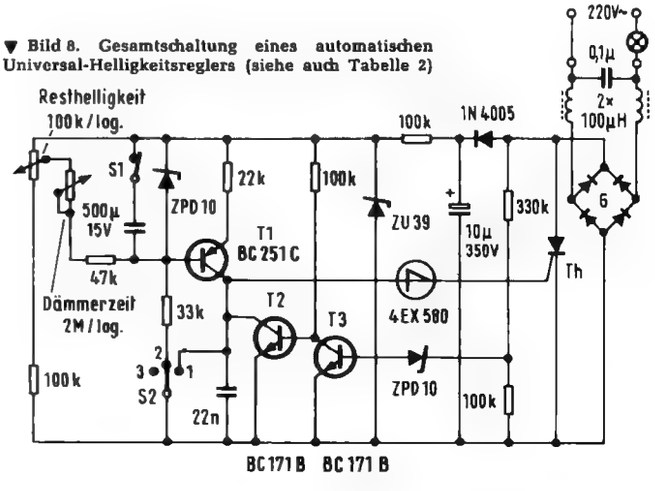
Tabelle 2. Steuerbare Lampenleistung

Die zulässige Leistungsaufnahme der angeschlossenen Lampe(n) wird von Thyristor und Gleichrichterbrücke bestimmt.

Gleichrichter G	Thyristor Th	maximale Lampenleistung
4 × 1 N 4005 oder BY 134 oder 1 × B 250 C 600	TO, 8 N 4 A 00	100 W
4 × 1 N 4005 oder BY 134	TO, 8 N 4 A 00 mit Kühlstern KS 1	150 W
4 × 1 N 4005 oder BY 134	BRY 43	300 W
4 × BYY 90 jeweils auf Kühlblech 40 × 40 × 1 mm³ Al	BRY 43 auf Kühlblech 50 × 50 × 1 mm³ Al	600 W

Die Leistungsaufnahme der Schaltung nach Erlöschen der Lampe beträgt rund 0,5 W.

▼ Bild 8. Gesamtschaltung eines automatischen Universal-Helligkeitsreglers (siehe auch Tabelle 2)



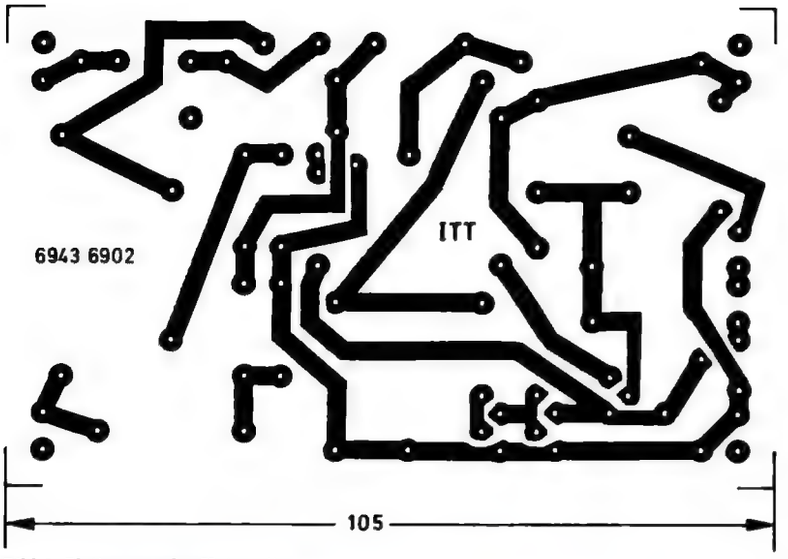


Bild 9. Platine von der Unterseite

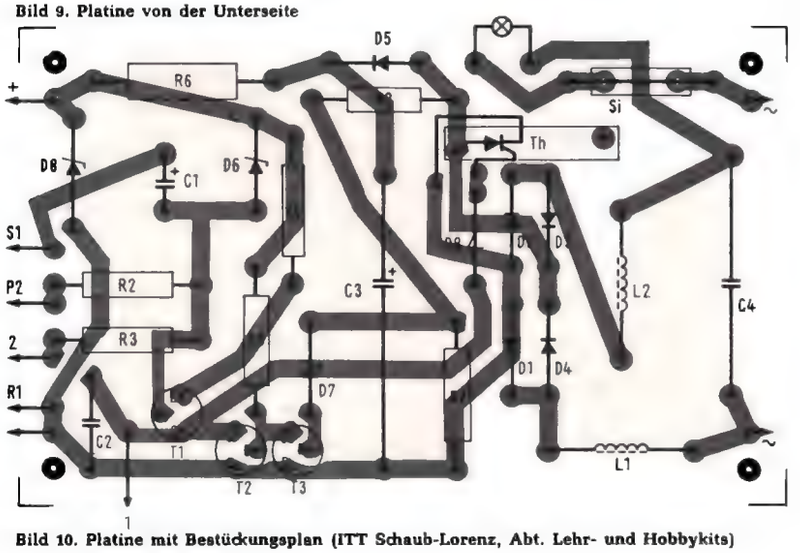


Bild 10. Platine mit Bestückungsplan (ITT Schaub-Lorenz, Abt. Lehr- und Hobbykits)

diese Beschaltung zeigt die Kurve 1 in *Bild 5* den Lichtstrom über der Zeit.

Eine Linearisierung der Lichtstromabnahme ist auch durch stufenweise Entladung von C anzunähern. Eine geeignete Schaltung des Zeitgliedes zeigt *Bild 6*. Die Entladung erfolgt zunächst über den Entladewiderstand R, bis die Spannung am Kondensator C auf den durch den Spannungsteiler R 1, R 2 und die Diode bestimmten Wert abgesunken ist. Dann sperrt die Diode, und der Kondensator entlädt sich weiter über die Summe der Widerstände R und R'.

Für die Dimensionierung R 1 = 330 kΩ, R 2 = 33 kΩ, R = 1 MΩ, R' = 3,3 MΩ und C = 500 µF zeigt Kurve 2 in Bild 5 den Lichtstromverlauf. Für R 1 = 330 kΩ, R 2 = 18 kΩ, R = 1 MΩ und R' = 3,3 MΩ nimmt der Lichtstrom nach Kurve 3 ab.

Bild 7 zeigt die Beschaltung für ein Eierlegelicht, das die Helligkeit der angeschlossenen Lampe in etwa 20...30 min voll ansteigen (S-Ein) oder abfallen (S-Aus) läßt. Der Basisstrom des Transistors T 1 und der Leckstrom des Elkos C verkürzen die Abfallzeit und verlängern die Anstiegszeit, so daß u. U. der Widerstand R' geändert werden muß, um annähernd gleiche Zeiten zu erreichen. Für Hühner ist das allerdings unkritisch. Es genügt, wenn das Licht innerhalb 15...45 min voll angeht bzw. erlischt.

Automatischer Universal-Light-Dimmer

Bild 8 zeigt eine universelle Schaltung, die statt des Netzschalters angeschlossen wird und die für Lampen bis 300 W geeignet ist. In *Bild 9* ist die dazugehörige Platine mit geätzter Schaltung und in *Bild 10* die Bestückung der Platine abgebildet. Der Kondensator und die beiden Hf-Drosseln am Eingang der Schaltung unterdrücken Rundfunkstörungen, welche sonst infolge des Phasenanschnitts auftreten würden. Die Schaltung nach Bild 8 ermöglicht, je nach Stellung der beiden Schalter S 1 und S 2, die Betriebsarten nach *Tabelle 1*. (I 108)

Helmut Schubert

Einfacher prellfreier Schalter

Für viele Zwecke (z. B. zur Prüfung von Zählstufen, TTL-IS, u. ä.) braucht man einen absolut prellfreien Schalter bzw. einen handbetätigten Impulsgeber mit eindeutigem Spannungssprung. Dazu benutzt man gern einen Drucktaster mit Wechselkontakt, welcher beim Drücken und beim Loslassen einen bistabilen Multivibrator (Flipflop) hin- und herkippt. An den Kollektoren der Multivibratortransistoren bekommt man dann einmalige scharfe Spannungssprünge, denn bei der ersten Kontaktberührung kippt das Flipflop und bleibt in dieser Stellung, auch wenn der Schalter beliebig oft prellt, vorausgesetzt, daß er nicht bis auf den anderen Kontakt des Wechslers zurückprellt. Beim Loslassen des Tasters kippt das Flipflop ebenso scharf wieder zurück.

Um nicht bei jedem Versuchsaufbau oder zu prüfendem Gerät eine neue Kippschaltung herstellen zu müssen und in Ermangelung eines Funktionsgenerators mit Impuls-Einzelauslösung, hat sich nachstehend beschriebenes, stets betriebsbereites Gerätchen gut bewährt. Das Mustergerät besteht aus einem Mikroschalter, einer 9-V-Batterie und einer kleinen geätzten Platine mit zwei Transistoren und fünf Widerständen, alles zusammen in ein passendes Kunststoffkästchen eingebaut.

Bild 1 zeigt die Schaltung eines komplementären Flipflops. Sie wurde gewählt, weil auf diese Art die Batterie nur beim Drücken des Tasters belastet und beim Loslassen wieder abgeschaltet wird. Das ergibt eine lange Lebensdauer der Batterie.

Beim Betätigen des Tasters erhält der npn-Transistor einen Basisstrom über den Arbeitskontakt und den 100-kΩ-Widerstand und wird durchlässig. Somit fließt jetzt auch ein Strom über die 10 kΩ und Emitter-Basis des pnp-Transistors, welcher jetzt auch niederohmig wird. Es ist ein stabiler Zustand erreicht, selbst wenn der Arbeitskontakt prellt, denn der npn-Transistor erhält dauernd Basisstrom über 100 kΩ vom Kollektor des pnp-Transistors. Die Spannung am Ausgang A springt von 0 auf 4,5 V.

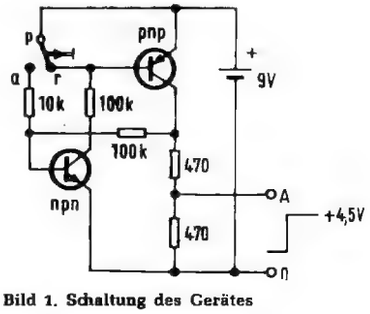


Bild 1. Schaltung des Gerätes

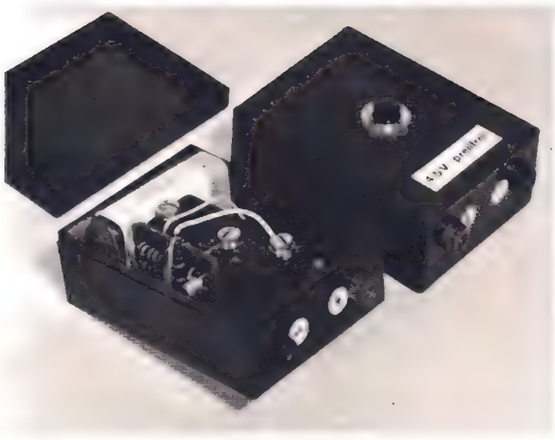


Bild 2. Das Mustergerät

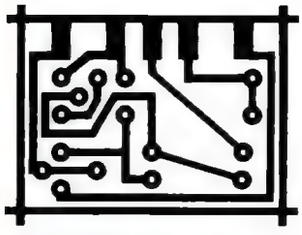


Bild 3. Platine von der Leiterseite

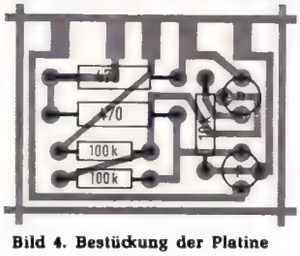


Bild 4. Bestückung der Platine

Beim Loslassen des Tasters schließt der Ruhekontakt die Basis des pnp-Transistors mit seinem Emitter kurz, und der Transistor sperrt. Der npn-Transistor bekommt auch keinen Basisstrom mehr und sperrt ebenfalls. Die Spannung an A springt wieder auf Null.

Der Ausgang ist durch den Spannungsteiler kurzschlußsicher. Die Dimensionierung ist ein Kompromiß zwischen möglichst kleinem Ausgangswiderstand und Belastung der Batterie. Die Ausgangsspannung von 4,5 V ist für TTL-Schaltungen gerade richtig und auch für die meisten Anwendungen hoch genug.

Die Schaltung ist völlig unkritisch. Es können beliebige pnp- und npn-Transistoren (Silizium, keine Germanium) verwendet werden. Die sieben Bauelemente können auch ohne Platine, auf einer Lötösenleiste in der Kunststoffschachtel (oder Metallkästchen, z. B. Teko 2 B) untergebracht werden. Im Mustergerät *(Bild 2)* wurde die kleine Platine *(Bild 3)* freitragend an zwei dickere Schaltdrähte angelötet, die an den Schalter angeschraubt werden. Statt des hier verwendeten Mikroschalters (Marquart 0910.0101) kann jeder beliebige Drucktaster mit einem Wechsler bzw. einem Ruhe- und einem Arbeitskontakt verwendet werden. *Bild 4* zeigt die Bestückung.

Da die ganze Schaltung in der Luft hängt, können die Ausgangsbuchsen in beliebiger Weise mit dem zu prüfenden Gerät oder Versuchsaufbau verbunden werden, d. h. man kann wahlweise positive oder negative Spannungssprünge erzeugen. Wer eine höhere Ausgangsspannung als etwa 4,5 V braucht (max. 9 V), kann den Widerstand zwischen den beiden Ausgangsbuchsen erhöhen.

Hans-Jürgen Klattenhoff

Tief-Entladungsschutz für Akkumulatoren

Die Lebensdauer von kleinen 9-V-Akkumulatoren (vier 2-V-Bleiakkumulatoren im Block als Ersatz für 9-V-Batterien), die zum Betrieb von Taschenradios u. a. verwendet werden, ist in vielen Fällen recht kurz, wenn die Akkumulatoren nicht mit großer Sorgfalt behandelt werden. Besonders empfindlich sind sie gegen Tiefentladung und anschließende längere Lagerung. Um das zu verhindern, wurde eine Schaltung entworfen, wobei die Bedingung war, daß die Schaltung einen nur geringen Aufwand hat, platzmäßig möglichst in jedem Taschenradio noch unterzubringen ist und wenig zusätzlichen Strom verbrauchen soll. Das wird mit der im folgenden beschriebenen Schaltung erreicht *(Bild)*.

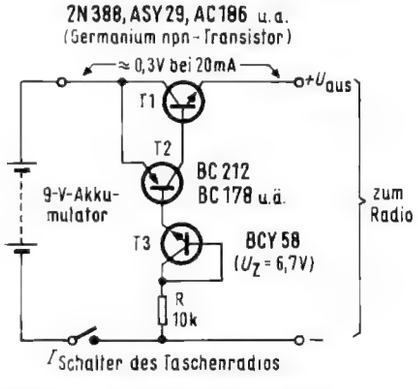
Wenn die Spannung am Akkumulator unter 1,8 V/Zelle sinkt, ist der Akkumulator entladen, und es sollte möglichst kein Strom mehr entnommen werden, d. h. der Verbraucher muß vom Akkumulator abgetrennt werden. Das wird bewirkt durch die Anordnung der Transistoren T 1, T 2, T 3 und des Widerstands R. T 3 ist als Z-Diode geschaltet.

Ist die Akkumulatorspannung größer als die Summe aus der Z-Spannung U_z von T 3 und der Flußspannung U_F der Basis-Emitter-Diode von T 2, fließt über R ein Strom in die Basis des Transistors T 2, so daß dieser durchsteuert und den Basisstrom für T 1 liefert. T 1 schaltet durch, so daß die Akkumulatorspannung am Ausgang erscheint.

Wird die Akkumulatorspannung kleiner als die Summe $U_z + U_F$, schaltet der Transistor T 2 ab und sperrt T 3, so daß selbst bei einem Kurzschluß am Ausgang nur der Reststrom der Emitter-Kollektor-Strecke von T 1 fließen kann, der in der Regel auch nach längerer Zeit noch keine Tiefentladung des Akkumulators verursacht.

Als Transistoren können beliebige pnp- und npn-Typen verwendet werden. T 3 sollte jedoch eine Z-Spannung von etwa 6,7 V bei sehr kleinem Strom von rund 100 µA aufweisen, was der Typ BCY 58 recht genau erfüllt (das gilt für viele Exemplare). Eine normale Z-Diode kann nicht anstelle des Transistors eingesetzt werden, da der Reststrom im Sperrzustand bei diesen Dioden eine Größe von etwa 1 µA erreichen kann. Damit würde der Transistor T 1 niemals abgeschalten. Der mögliche Ausgangsstrom durch T 1 wird bestimmt durch das Produkt der Stromverstärkungen von T 1 und T 2. Ist z. B. die Stromverstärkung $B = 100$ für beide Transistoren, könnte selbst im Abschaltzustand ein Strom von $100 \cdot 100 \cdot 1\,\mu A = 10\,mA$ fließen. Deshalb muß die Z-Diode durch einen Transistor ersetzt werden. der einen Reststrom von wenigen Nanoampère hat.

Für die Transistoren T 2, T 3 sollten Siliziumtypen verwendet werden, für T 1 jedoch ein Germaniumtransistor, um den Spannungsverlust durch die Schaltung



Schaltung des Tiefentladungsschutzes

klein zu halten. Der Spannungsverlust zwischen der Eingangsspannung und der Ausgangsspannung wird bestimmt durch die Summe aus der Basis-Emitter-Flußspannung von T 1 und Kollektor-Emitter-Restspannung von T 2. Bei Verwendung der angegebenen Transistortypen beträgt der Verlust rund 0,3 V; wird für den Transistor T 1 ein Siliziumtyp (z. B. BCY 58) eingesetzt, erhöht sich der Spannungsabfall auf etwa 0,8 V.

Die Größe von R ist ziemlich unkritisch. Dieser Widerstand R sollte nicht zu klein sein, um den zusätzlichen Stromverbrauch der Schaltung klein zu halten, aber auch nicht zu groß, um eine ausreichende Durchsteuerung von T 1 bis kurz vor die Abschaltspannung zu gewährleisten.

Die Schaltung läßt sich räumlich ohne Schwierigkeiten in einem Volumen von etwa 0,5 cm³ unterbringen; dieser Platz dürfte in fast jedem Gerät noch vorhanden sein. Der Anwendungsbereich der Schaltung ist natürlich nicht nur auf Taschenradios beschränkt, sie kann durch Verwendung anderer Transistoren auch für Geräte mit höherer Stromaufnahme, wie Kassettenrecorder u. a., eingesetzt werden. Selbstverständlich kann man auch die Polarität umkehren, wenn für die Transistoren T 1, T 3 pnp- und für T 2 npn-Transistoren eingebaut werden.

Noch ein Hinweis für die Ladung von 9-V-Kleinakkumulatoren: Es empfiehlt sich, den Ladestrom nicht zu groß zu machen (maximal 10 mA) und peinlich genau auf die Ladeschlußspannung zu achten, die unter der Gasungsspannung einer Bleizelle liegen sollte, d. h. für diesen Fall, daß sie 9,0 V nicht überschreiten darf. Bei den handelsüblichen Kleinladegeräten für diese Akkumulatoren kann das z. B. durch eine ausgesuchte Z-Diode erreicht werden, die parallel zum Ladeausgang geschaltet wird (eventuell mit Vorwiderstand). Platzmäßig kann die Diode mit dem Widerstand leicht im Ladegerät untergebracht werden.

Wolfgang Kortlang

Phasenwinkel-Meßgerät für den Nf-Bereich

Die normale Methode zur Messung der Phasenverschiebung zwischen zwei Spannungen und das über einen großen Frequenzbereich, ist die Verwendung eines Zweistrahloszillografen. Die meisten anzeigenden Systeme sind nur für eine ganz bestimmte Frequenz ausgelegt.

Die Messung des Betrages der Phasendifferenz ließe sich sehr einfach durchführen, indem man beide Spannungen auf gleiche Amplitude und gleiches Tastverhältnis bringt und sodann die Differenz mit einem Meßinstrument anzeigt. Ein ähnliches Prinzip wird auch bei dieser Schaltung angewandt, nur wird die Differenz nicht direkt gemessen, sondern zum Bestimmen des Vorzeichens der Phasenverschiebung werden zuerst die beiden Signale digital verarbeitet. Ein Nachteil dieser Schaltung ist die erforderliche große Genauigkeit des Tastverhältnisses von 1 : 1. Schon kleine Abweichungen machen sich in einer Anzeige bemerkbar. Deswegen wäre es für eine größere Genauigkeit notwendig, die Eingangsspannungen durch geregelte Verstärker zu stabilisieren. Die Genauigkeit dieser einfachen Schaltung beträgt etwa ± 10 %.

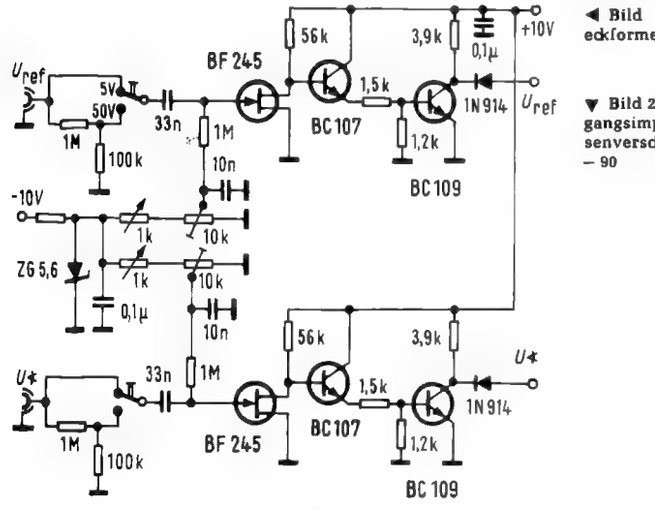
An dieser Stelle sei noch darauf hingewiesen, daß die beschriebene Schaltung weitgehend als Anregung gedacht ist und viel Spielraum für eigene Versuche läßt.

Die Schaltung

Zur Rechteckformung dienen die beiden Verstärker *(Bild 1)*, die schon bei Eingangsspannungen ab 30 mV übersteuert werden, so daß sich an den Ausgängen ein Rechtecksignal einstellt. Der Schaltpunkt ist bei dieser Schaltung stark von der Temperatur abhängig, so daß er von außen einstellbar sein muß. Da sich diese Einstellung besonders stark bei kleinen Eingangsspannungen auswirkt, wird sie bei solchen vorge-

◀ Bild 1. Schaltung des Rechteckformers

▼ Bild 2. Eingangs- und Ausgangsimpulse bei maximaler Phasenverschiebung von + 90° und − 90



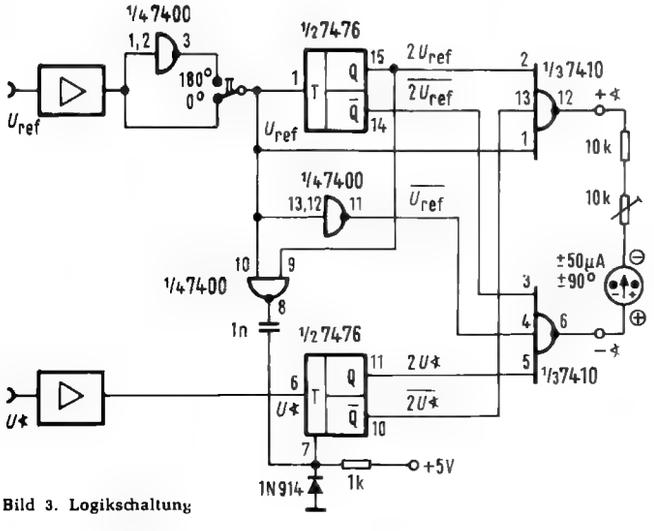
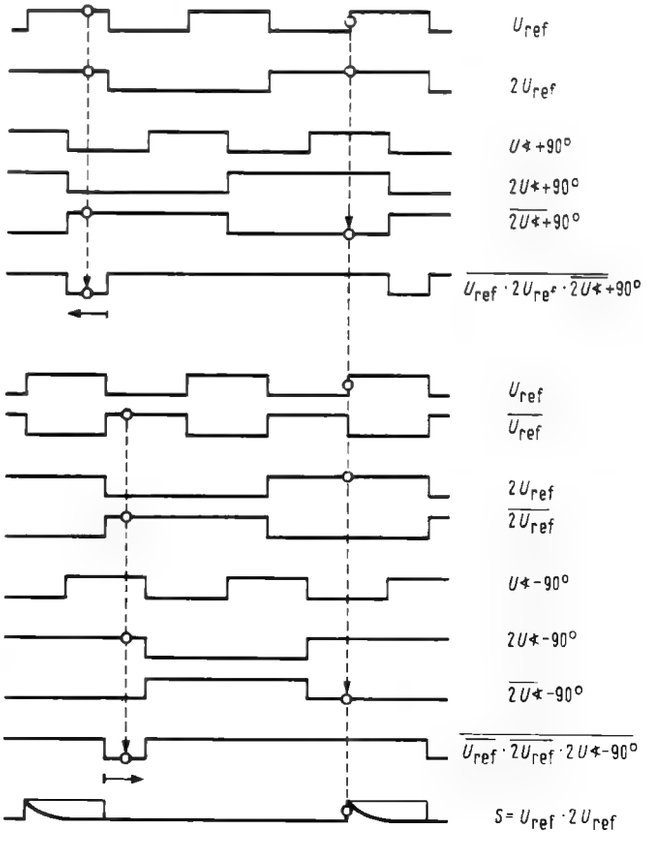


Bild 3. Logikschaltung



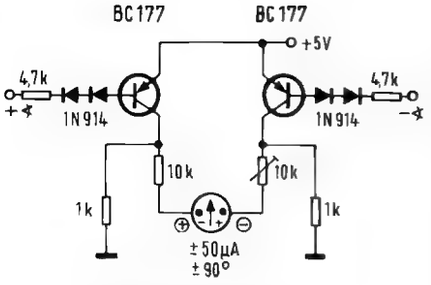


Bild 4. Ausgangsspannungsstabilisierung

nommen. Von diesem Schaltpunkt ist das Tastverhältnis abhängig.

Die Rechtecksignale von den Ausgängen der Rechteckformer $U_{referenz}$ und U_x gelangen auf die Takteingänge der beiden Flipflops.

Bei Phasenverschiebungen größer 90° wird die Spannung U_{ref} invertiert, durch Umschalten auf den Ausgang des NAND. Dadurch wird ein Phasenwinkel von 180° vorgetäuscht. Der tatsächliche Winkel errechnet sich mit $180° + \alpha$, z. B. $\alpha = -30°$, dann ist der tatsächliche Winkel 150°.

Damit die beiden Flipflops sich immer in einem bestimmten Verhältnis zueinander befinden, wird eines jeweils zu einem exakt definierten Zeitpunkt gesetzt. Ausgehend von den dann vorhandenen Impulsen *(Bild 2)* kann man nach den Regeln der Schaltalgebra eine Logikschaltung entwickeln, die in der Lage ist, zwischen positiver und negativer Phasenbildung zu unterscheiden und gleichzeitig den Betrag dieser auszugeben *(Bild 3)*. An die Ausgänge kann man über einen Vorwiderstand das Meßwerk anschließen. Verlangt man größere Genauigkeit der Anzeige, so muß auch die Ausgangsspannung stabilisiert werden *(Bild 4)*.

Mit dem 10-kΩ-Trimmer wird bei einer Phasenverschiebung von 90° Vollausschlag eingestellt. Zum Aufbau ist noch zu sagen, daß die beiden Verstärker, die infolge ihrer hohen Empfindlichkeit stark auf Störimpulse reagieren, in abschirmende Gehäuse eingebaut werden sollten. Bei hohen Innenwiderständen der zu messenden Objekte, z. B. Eingang von Verstärkern, sind abgeschirmte Kabel zu verwenden.

Herbert Sohn

Meßhilfe für Werkstatt und Labor

An den meisten Prüf- und Meßgeräten befinden sich zum Anschalten der zu prüfenden Bauteile (Widerstände, Kondensatoren, Spulen) entweder einfache

Bild 1. Rechtwinkliges Abbiegen der Hülse bei der Krokodilabgreifklemme

4-mm-Buchsen oder -Polklemmen. Die kontaktsichere Befestigung von Bauteilen unterschiedlicher Größe, z. B. Kondensatoren von wenigen pF bis zu mehreren µF, macht oft Schwierigkeiten; insbesondere dann, wenn eine größere Anzahl schnell und sicher geprüft werden soll. Dabei ist die Verwendung auch von kurzen Prüfschnüren mit Abgreifklemmen wegen der zusätzlichen Kapazität und Schwingneigung oft nicht möglich.

Eine Anschaltemöglichkeit, die sich seit längerer Zeit bei Messungen von kleinsten und größeren Bauteilen sehr bewährt hat, sei hier beschrieben: Bei einer sogenannten Krokodil-Abgreifklemme wird die Hülse rechtwinklig abgebogen *(Bild 1)*. Ein Bananenstecker mit

Bild 3. Anschalten von großen Bauelementen an die umgebaute Hülse

4-mm-Gewindestift wird in die Hülse geschoben und zusammen verlötet. Aus *Bild 2* und *3* ist zu ersehen, daß durch Ein- oder Ausschwenken der Krokodilklemmen kleine und auch größere Bau-

Bild 4. Bei sehr großen Bauelementen kann der Abstand der Buchsen bis zu 85 mm betragen

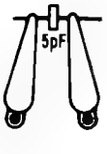


Bild 2. Anschalten von kleinen Bauelementen an die umgebaute Hülse

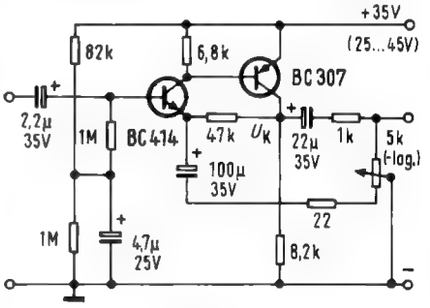
teile schnell und sicher angeschaltet werden. Der Abstand der Buchsen kann dabei zwischen 19 mm und 85 mm liegen *(Bild 4)*.

Jean Hamel

Übersteuerungsfester Vorverstärker mit variabler Gegenkopplung

Mit den Transistoren BC 414 und BC 307 läßt sich ein rauscharmer Vorverstärker aufbauen, der sich gut als Mischpult-Vorverstärker eignet. Der Verstärker besitzt eine variable Gegenkopplung, wodurch eine große Übersteuerungssicherheit gewährleistet ist. Die Schaltung ist in *Bild 1* dargestellt.

Der Vorverstärker besteht aus zwei galvanisch gekoppelten Transistoren BC 414 und BC 307, wobei der erstgenannte einen neuen rauscharmen Typ darstellt. Die Verstärkung von maximal 750 wird mit am Ausgang angeschlos-



Schaltung des Vorverstärkers

senen Potentiometer eingestellt. Mit dem oberen Teilwiderstand des Potentiometers wird die Ausgangsspannung geteilt, der untere Teilwiderstand wirkt als Gegenkopplung. Eine logarithmische Spannungsverstärkung in Abhängigkeit vom Drehwinkel des Potentiometers läßt sich durch eine geeignete Widerstandskennlinie erreichen. Der Klirrfaktorverlauf in Abhängigkeit von der Spannungsverstärkung bleibt bis zu einer Ausgangsspannung von 2 V unter 1 %. Die Speisespannung kann zwischen 25 V und 45 V gewählt werden. Die technischen Daten sind in der *Tabelle* zusammengefaßt.

Technische Daten

Betriebsstrom: 2,9 mA
Eingangswiderstand bei
  $V_{u\,max}$: 70 kΩ
  $V_{u\,min}$: 600 kΩ
max. Spannungsverstärkung: 57 dB
max. Ausgangsspannung (k = 1 %): 2 V
Frequenzbereich (3 dB)
  $V_{u\,max}$ = 750: 14 Hz bis 220 kHz
  $V_{u\,min}$ = 4: 10 Hz bis 800 kHz
Übersteuerungssicherheit (bezogen auf U_e = 0,2 mV): 32 dB
Brummspannungsunterdrückung bei $V_{u\,max}$
  R_0 = 200 Ω: −11,5 dB
  $R_0 \rightarrow \infty$: −2 dB
Fremdspannungsabstand bewertet nach CCITT
  R_0 = 200 Ω (bezogen auf U_e = 0,2 mV): 51 dB
R_0 = 47 kΩ: 50 dB bezogen auf U_e: 1,2 mV

(Nach Siemens-Halbleiter-Schaltbeispiele 1972)

Gittermustergenerator

1. Teil

Wolfgang Hauth

Das Gerät dient ausschließlich zur Konvergenzeinstellung an Farbfernsehgeräten. Es soll einen vorhandenen Farbbalkengenerator ergänzen, so daß jeweils ein Gerät im Innen- und ein Gerät im Außendienst verwendet werden kann.

Nach der Einführung des Farbfernsehens in Deutschland wurden viele teure Farbgeneratoren mit mehreren Mustern angeboten. Es stellte sich in unserer Werkstatt schnell heraus, daß für die Konvergenzeinstellung ein Generator in der Werkstatt und im Außendienst gleichzeitig benötigt werden. Die Anschaffung eines zweiten Farbgenerators erschien mir unrentabel. Ich wünschte mir einen einfachen Generator, nur mit den Signalen für den Konvergenzabgleich. Zur damaligen Zeit (1967/68) hatte die Industrie noch keine entsprechenden Geräte angeboten. Ich entschloß mich, selbst eine Schaltung zu entwickeln.

Ich plante die in den Farbgeneratoren üblichen vier Muster: Pünktchen, Gitter, waagerechte und senkrechte Linien. Aus einer Multivibrator-Grundschaltung entwickelte ich den Muttergenerator und die Teilerstufen. Die Impulsstufen bestanden alle aus dem gleichen Schmitt-Trigger. Der Modulator entsprach einer Grundig-Schaltung mit vier Transistoren.

Die gesamte Schaltung wurde frei auf Rasterplatten aufgebaut und bis zur brauchbaren Funktion verbessert. Nun wurden eine Platine und ein Netzteil zum Gerät entwickelt. Die Funktion war zufriedenstellend, jedoch war der Aufwand viel zu groß.

Inzwischen zeigte die Praxis, daß zur Konvergenzeinstellung nur ein Gittermuster *(Bild 1)* genügte. Ich konnte also auf eine Tastatur zur Umschaltung der vier Muster verzichten. Da ich nur noch ein festes Muster hatte, ließ sich der Modulator so weit vereinfachen, daß er nur noch einen Transistor hatte. Auf eine Frequenzabstimmung habe ich verzichtet, da ja jeder Fernsehempfänger abstimmbar ist. Es fielen somit mechanische Abstimmteile fort.

Versuche zeigten, daß man die Teilerabstufungen noch vergrößern konnte und daß man ohne Zeilensprungverfahren einen geringeren Aufwand hatte. Es fiel damit auch das störende Zwischenzeilenflimmern fort. Für den Konvergenzabgleich ist es wesentlich angenehmer, die senkrechten Linien etwas gröber zu haben, als auf ein ständig flimmerndes Gitter zu schauen.

Ich stellte nun Versuche an, ohne die Austastsignale auszukommen. Die Synchronisation war bei neueren Geräten trotzdem einwandfrei, und ich ließ Bild- und Zeilenaustastsignale fort *(Bild 2)*. Bei älteren Geräten war die Zeilensynchronisation nicht immer einwandfrei, da der Generator jedoch für Farbfernsehgeräte gedacht ist, spielte diese Erscheinung keine Rolle.

Sämtliche Änderungen bewirkten nur noch etwas mehr als den halben Aufwand. Die Funktion wurde weiterhin verbessert.

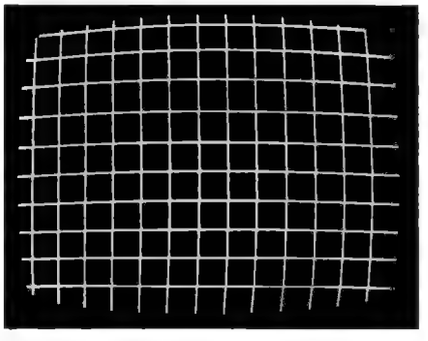


Bild 1. Schirmbildaufnahme des Gittermusters

Durch Erwärmung der Transistoren ändern sich die Signale etwas. Auch der Oszillator, den ich willkürlich auf Kanal 2 abgestimmt habe, verändert seine Frequenz im Laufe der ersten halben Stunde. Diese Änderungen sind so unscheinbar, daß die Funktion nicht beeinträchtigt wird. Ich habe daher auf größere Stabilisierungsmaßnahmen verzichtet.

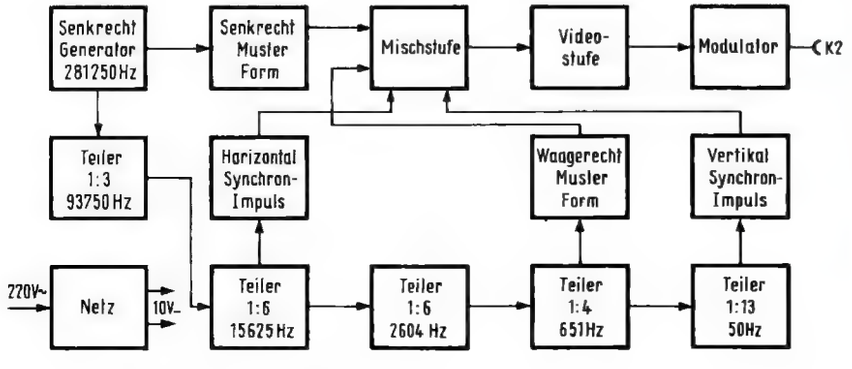
Da das Gerät hauptsächlich aus Multivibratoren und Schmitt-Triggern besteht, kann ich mir eine Weiterentwicklung mit integrierten Schaltungen gut vorstellen. Es würde ein noch kleineres, handliches Gerät entstehen; das wäre für den Außendienst ideal. *Bild 3* zeigt die gegenwärtige Form des Generators.

Wirkungsweise der Schaltung

Ein Quarzgenerator erzeugt die Mutterfrequenz von 281 250 Hz entsprechend den 18 senkrechten Streifen. Die Frequenz wird in zwei Stufen auf Zeilenfrequenz und von da in drei Stufen auf Bildfrequenz geteilt (Bild 2).

Bei der Teilung wurde bewußt auf Zeilensprung verzichtet, da das Zwischenzeilenflimmern störender ist als das grobere Raster der senkrechten Linien.

Von der Bild- und Zeilenfrequenz werden die Synchronimpulse abgeleitet und in einer Mischstufe dem Bildinhalt zugefügt. Auf die Austastsignale konnte verzichtet werden, da bei einem feststehenden Gittermuster bei den modernen Farbfernsehgeräten eine wesentliche Verschlechterung der Synchronisation nicht festzustellen war.



◀ Bild 2. Blockschaltung des Gerätes

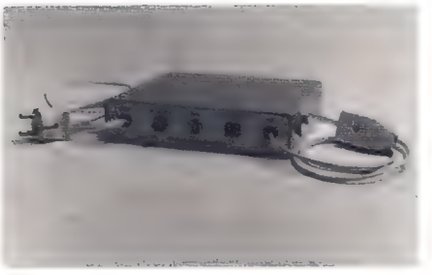


Bild 3. Außenansicht des Mustergerätes

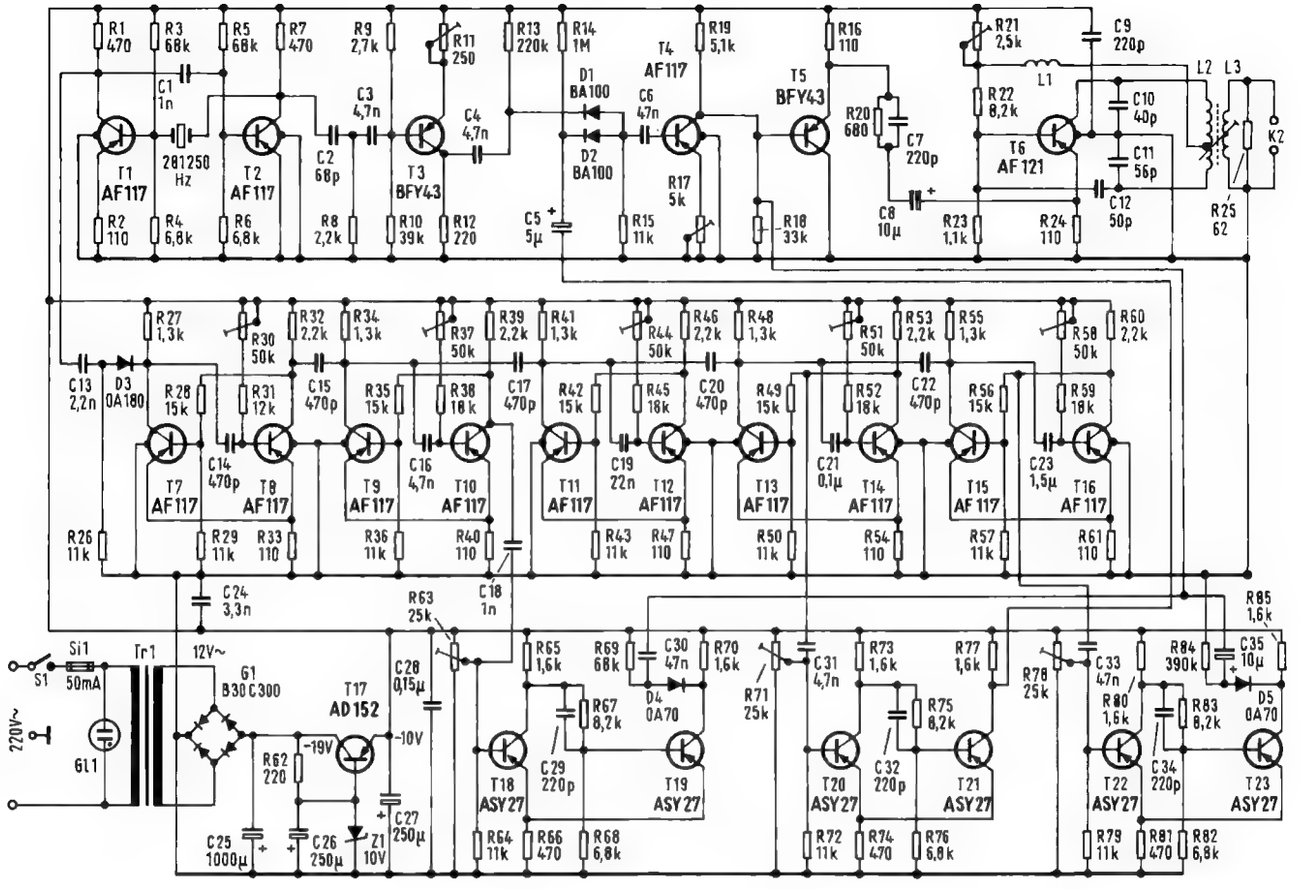


Bild 4. Gesamtschaltung des Gittermustergenerators

Die Frequenz von 281 250 Hz wird auf Impulsbreite für schmale senkrechte Linien geformt und auch der Mischstufe zugeführt. Die Frequenz für die waagerechten Linien entsteht an der vorletzten Teilerstufe; sie wird auf Impulsbreite für schmale waagerechte Linien geformt und ebenfalls der Mischstufe zugeführt.

Über eine Anpassungsstufe gelangt das BS-Signal auf einen Modulator. Die Ausgangsfrequenz liegt im Bereich 1, Kanal 2. Ein Symmetrierglied paßt den 60-Ω-Ausgang an den 240-Ω-Empfängereingang an.

Die Schaltung

Der Muttergenerator *(Bild 4)* mit den Transistoren T 1 und T 2 ist ein astabiler Multivibrator. Seine Frequenz wird durch einen Quarz von 281 250 Hz entsprechend der 18fachen Zeilenfrequenz bestimmt. An R 1 wird das Signal abgenommen und auf einen monostabilen Multivibrator gegeben. Die Ansteuerung erfolgt über die Diode D 3, die über den Widerstand R 26 so vorgespannt ist, daß das Signal am Kollektor des Transistors T 7 nicht von C 13 und R 26 beeinflußt werden kann.

Im Normalzustand sind der Transistor T 8 leitend und T 7 gesperrt. Kommt ein negativer Impuls auf den Kollektor von T 7, so wird der Kondensator C 14 umgeladen; die Basis von T 8 wird positiver und der Transistor sperrt. Wenn der Transistor T 8 sperrt, wird die Basis über den Widerstand R 28 von T 7 negativer und der Transistor öffnet. Erst wenn C 14 sich über die Widerstände R 30 und R 31 entladen hat, fällt der Multivibrator in den alten Zustand zurück. Während der Entladezeit beeinflussen ankommende Signale den Multivibrator nicht. Die Frequenz ist durch das RC-Glied R 30, R 31 und C 14 bestimmt. Die gewählten Werte ergeben eine Frequenzteilung von 1 : 3. Mit dem Regler R 30 stellt man die genaue Frequenz von 93 750 Hz ein. Hiervon wird der gleiche monostabile Multivibrator T 9 und T 10 mit dem Teilerverhältnis von 1 : 6 über den Kondensator C 15 angestoßen. Mit dem Widerstand R 37 stellt man die Frequenz von 15 625 Hz ein.

Drei weitere Multivibratoren teilen dieses Signal auf die Bildfrequenz herunter. Es ergeben sich die Teiler 1 : 6 auf 2604 Hz, 1 : 4 auf 651 Hz und 1 : 13 auf 50,08 Hz. 50 Hz werden nicht genau erreicht, da das Gerät ohne Zeilensprung arbeiten soll. Daher werden statt 312,5 Zeilen nur 312 Zeilen geschrieben. Für die Synchronisation im Empfänger ist diese Abweichung jedoch ohne Bedeutung.

Die Frequenzteilung von 1 : 13 ist etwas kritisch, daher wurde der vorhergehende Multivibrator durch ein kleines Teilerverhältnis stabil gehalten.

Vertikal-Synchronimpuls

Ein Rechteckimpuls mit der Bildfrequenz steht am Kollektor von T 16 zur Verfügung. Er wird von den RC-Gliedern C 33, R 78 und R 79 differenziert und auf die Basis des Transistors T 22 gegeben. Die Transistoren T 22 und T 23 arbeiten als Schmitt-Trigger.

Im Normalzustand ist T 22 gesperrt und T 23 geöffnet. Wird an der Basis des Transistors T 22 eine negative Spannungsschwelle überschritten, leitet er und die Basis des Transistors T 23 wird über den Widerstand R 83 positiver, so daß T 23 sperrt. Der Spannungsabfall am Widerstand R 81 wird nur noch vom Transistor T 22 bestimmt. Auch bei größerer anliegender Spannung tritt keine Änderung auf. Erst wenn die Spannungsschwelle wieder unterschritten wird (Abfallspannung ist etwas kleiner als die Ansprechspannung), sperrt wieder der Transistor T 22 und T 23 öffnet. Es entsteht am Kollektor eine sehr steile Rechteckspannung mit der Impulsbreite

von Ansprechschwelle zur Abfallschwelle. Die Ansprechspannung läßt sich mit R 78 einstellen. Die Impulsbreite ist durch diese Einstellung und durch den anliegenden Impuls bestimmt.

Am Kollektor des Transistors T 23 steht der negative Bildsynchronimpuls. Mit dem Trimmwiderstand R 78 stellt man die Impulsbreite nach der CCIR-Norm auf 160 µs ein.

Dieser vereinfachte Bildimpuls ist für Bildmustergeneratoren ausreichend. Der Aufwand für den genormten Impuls nach CCIR mit fünf Vor- und Nachtrabanten wäre zu groß.

Über die Diode D 5 und den Kondensator C 35 gelangt der Impuls zur Mischstufe. Die Diode D 5 ist durch den Widerstand R 84 vorgespannt. Sie verhindert eine Rückwirkung des gesamten BS-Signals auf den Trigger.

Horizontal-Synchronimpuls

Der Rechteckimpuls mit der Zeilenfrequenz wird von dem RC-Glied C 18, R 63 und R 64 differenziert und auf den Schmitt-Trigger T 18, T 19 gegeben. Mit R 63 stellt man am Kollektor von T 19 den negativen Zeilensynchronimpuls auf eine Breite von 5,2 µs entsprechend der Norm ein. Über die Diode D 4 und den Kondensator C 30 gelangt der Impuls zur Mischstufe. Die Diode ist über den Widerstand R 69 vorgespannt und hält das BS-Signal von der Stufe fern.

Waagerechte Linien

Die Anzahl der waagerechten Linien mal der Bildfrequenz ergibt die Musterfrequenz. Vor dem letzten Teiler 1 : 13, entsprechend 13 Linien, wird diese Frequenz am Kollektor des Transistors T 14 abgenommen. Das RC-Glied C 31, R 71 und R 72 differenziert den Rechteckimpuls. Von dort gelangt es zu einem Schmitt-Trigger (T 20, T 21). Mit R 71 läßt sich die Impulsbreite von einer Zeile (= 64 µs) einstellen. Das Mustersignal gelangt über C 5 und D 2 zur Mischstufe.

Senkrechte Linien

Für die senkrechten Linien benötigt man Impulse von etwa 0,4 µs Dauer. Der Rechteckimpuls von 281 250 Hz wird von dem RC-Glied C 2 und R 8 differenziert. Die schmalen Spitzen verstärkt der Transistor T 3 und leitet sie über den Kondensator C 4 zur Mischstufe weiter. Mit R 11 läßt sich die Amplitude des Signals einstellen.

Mischstufe

Die Mischstufe besteht aus dem Transistor T 4, den Dioden D 1, D 2 sowie D 4, D 5. Die beiden Mustersignale werden über das Diodentor D 1, D 2 gemischt. Die Dioden sind so gepolt, daß die Signale nicht aufeinander zurückwirken können. Das Gemisch gelangt über den Kondensator C 6 zur Basis des Transistors T 4. Der Arbeitspunkt von T 4 ist abhängig von der Signalgröße und der Aufladung des Kondensators C 6. Das Synchrongemisch führt man additiv dem Kollektor des Transistors T 4 zu. Die Synchronsignale werden über das Diodentor D 4, D 5 rückwirkungsfrei gemischt.

Mit Trimmwiderstand R 17 stellt man die Amplitude des Bildgemisches so ein, daß sich ein Signal-Impuls-Verhältnis am Kollektor von 25 % Impuls zu 65 % Signal ergibt. Das BS-Signal gelangt galvanisch zur Videostufe.

Videoverstärker

Der Videoverstärker T 5 dient zur Anpassung des Signals an den Modulator. Der Transistor T 5 ist als Impedanzwandler geschaltet. Das Signal wird niederohmig am Emitter abgenommen und dem Modulator über R 20, C 7 und C 8 zugeführt.

Modulator

Der Modulator T 6 besteht aus einem Hartley-Oszillator, dem gleichzeitig am Emitter das Videosignal zugeführt wird. Diese einfache Modulation ist nur möglich bei einem gleichbleibenden BS-Signal, da sich sonst die Frequenz mit dem Bildinhalt ändern würde.

Die Frequenz im Bereich I, Kanal 2, läßt sich mit der Induktivität L 2 abgleichen. Die Spule L 3 koppelt das Hf-Signal niederohmig aus. Der Widerstand R 25 paßt den Ausgangswiderstand an das 60-Ω-Kabel an, ein Symmetrieglied den Widerstand an den 240-Ω-Eingang des Empfängers. Das Symmetrieglied muß eine zusätzliche Dämpfung von etwa 30...40 dB haben. Die Spule L 1 dient zur Stromzuführung und sorgt gleichzeitig dafür, daß die Hochfrequenzspannung nicht kurzgeschlossen wird.

Mit dem Trimmwiderstand R 21 läßt sich der Modulationsgrad einstellen. Der Kondensator C 9 schließt Hf-Spannungen kurz, die auf die Versorgungsleitungen koppeln.

Netzteil

Das Gerät ist für eine Wechselspannung von 220 V ausgelegt. Das Netzteil liefert zur Transistorversorgung eine stabilisierte Gleichspannung von 10 V. Das Metallgehäuse des Gerätes ist über den Nulleiter schutzgeerdet.

Die Stabilisierung arbeitet mit einem Transistor im Stromkreis als regelbarer Vorwiderstand. Die Basis dieses Transistors T 17 wird mit der Z-Diode konstant auf −10 V gehalten. Am Kollektor liegt die Versorgungsspannung von −19 V.

Der Emitter ist über dem Verbraucherwiderstand an Masse (plus) gelegt. Benötigt das Gerät mehr Strom, wird der Verbraucherwiderstand kleiner, dadurch wird der Emitter des Transistors T 17 positiver; das bedeutet bei gleicher Basisspannung, daß die Strecke Kollektor–Emitter niederohmiger wird. Bei kleinerem Verbrauch wirkt die Schaltung umgekehrt.

Belastungsschwankungen kommen nicht vor, so daß eine Stabilisierung mit nur einem Transistor vollkommen ausreichend ist. Netzspannungsschwankungen wirken nur auf dem Kollektor des Transistors T 17. Starke Kollektorspannungsschwankungen bewirken bei stabiler Basisspannung aber nur geringfügige Emitterspannungsschwankungen. Das Gerät ist also auch weitgehend gegen diese Änderungen stabilisiert. Abweichungen von 20 % der Netzspannung werden noch ausgeregelt.

Die Kondensatoren C 24 und C 28 schließen an ihren Plätzen auf der Platine Hf-Reste kurz, die induktiv auf die Leiterbahnen gekoppelt werden können.

(Fortsetzung folgt)

Ing. (grad.) Heinrich Weber

Elektronischer Schalter zur Anzeige von sechs digitalen Signalen

Bei der Untersuchung von digitalen Schaltungen und ungeprüften IS (z. B. beim Bau von Digitaluhren) ist es oft wünschenswert, den Zustand mehr als nur eines logischen Schaltgliedes auf dem Oszillografen beobachten zu können. Daher wurde nachfolgende Schaltung entworfen, die verhältnismäßig einfach ist und in Verbindung mit einem Einstrahloszillografen mit Z-Eingang (Strahlmodulation) arbeitet.

Prinzip

Da es nur zwei mögliche Kennzustände für eine digitale Information gibt, ist die Anzeige eines digitalen Signales nicht schwierig. In der Schaltung wird dieses durch Strahlmodulation erreicht. Dabei entspricht L = Strahl bzw. O = kein Strahl (je nach Vereinbarung).

Die Schaltung erzeugt zwei Ausgangsspannungen:

a) Eine Spannung, die dem Zustand des gerade abgefragten Einganges entspricht. Diese Spannung wird für die Strahlmodulation benötigt.
b) Eine Treppenspannung, die für jeden Eingang eine Nullinie auf dem Oszillografen erzeugt *(Bild 1)*. Die Eingänge werden zyklisch jeweils für

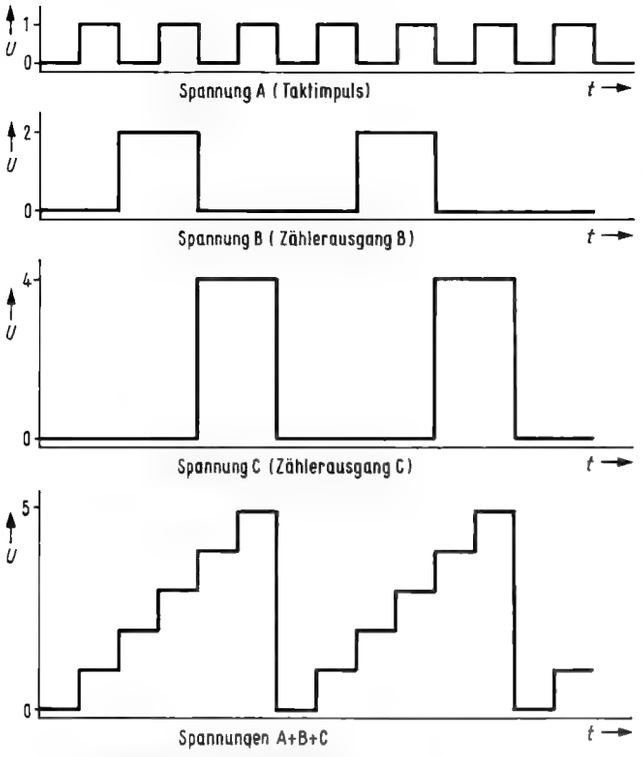


Bild 1. Erzeugung der Treppenspannung

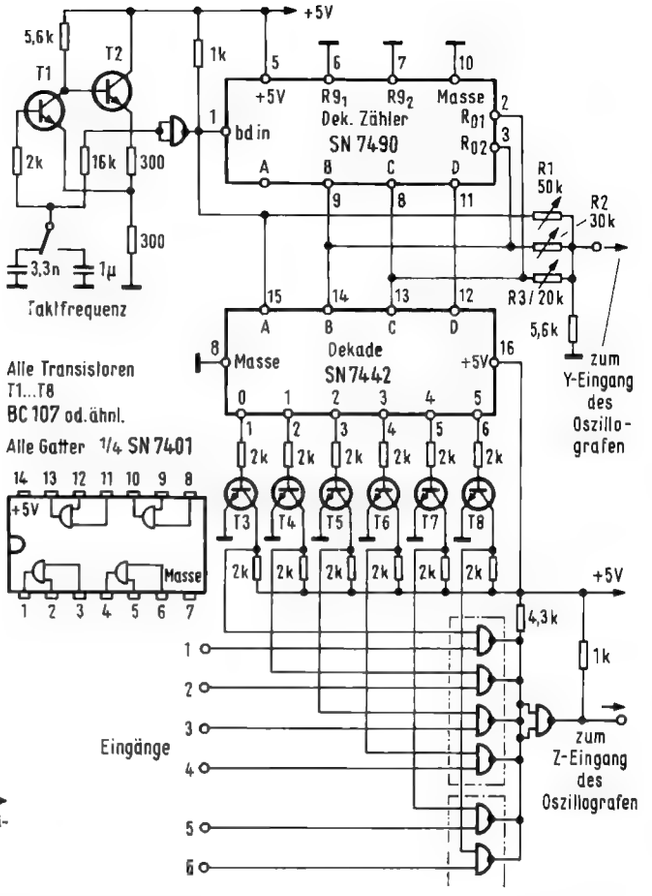


Bild 2. ▶ Schaltung des elektronischen Schalters

die zeitliche Länge einer Treppenstufe abgefragt.

Die Schaltung

Die für die Schaltung benötigten Taktimpulse werden von einem Rechteckgenerator mit den Transistoren T 1, T 2 erzeugt *(Bild 2)*, dessen Funktionsweise als bekannt vorausgesetzt wird. Der Generator ist für zwei Frequenzen ausgelegt. Das Gatter in der Zuleitung zum Zähler dient lediglich als Treiber.

Die Rechteckimpulse werden durch den dekadischen Zähler SN 7490 ausgezählt. Durch externe Beschaltung erreicht man, daß der Zähler nur bis 5 zählt. Beim sechsten Impuls stehen beide Ausgänge B und C auf L. Da C und D mit R_{01} und R_{02} verbunden sind, ist die Bedingung ($R_{01} \cdot R_{02} = L$) für die Rückstellung auf Null erreicht. Um eine saubere Treppe zu erhalten, wird der Takt direkt zur Treppenbildung bzw. Decodierung verwendet, die Flipflops A und D im Zähler bleiben unbenutzt.

Bild 1 zeigt, wie man Treppenspannung gewinnt. Dabei werden die Spannungen A, B und C im Verhältnis 1 : 2 : 4 addiert. Um die Stufensprünge gleichmäßig einstellen zu können, sind die Widerstände R 1, R 2 und R 3 als Potentiometer ausgeführt. Die Signale A (bzw. Takt) B und C gelangen außerdem zum Decoder. Für die Länge einer Treppenstufe steht jeweils einer der Ausgänge auf O, alle anderen auf L. Die Ausgänge 6 bis 9 bleiben unbenutzt, da sie keine Aussage machen können. Da für die weitere Verarbeitung der Signale 0 bis 5 eine Inversion notwendig ist, werden alle Signale durch die Transistoren T 3 bis T 8 invertiert, so daß am angesteuerten Ausgang jeweils die L, an allen anderen die O erscheint. Für die Inversion kann auch der Hexinverter SN 7404 verwendet werden. Die so invertierten Signale gelangen an die Gatter 0 bis 5. Für die Gatter wurde der Baustein SN 7401 mit offenem Kollektor verwendet. Dadurch muß der Kollektorwiderstand extern angeschaltet werden. Durch die Zusammenfassung sämtlicher Gatterausgänge auf nur einen Kollektorwiderstand erhält man als Schaltfunktion das sogenannte *Wired Or* (verdrahtetes Oder):

$$\bar{Z} = (E_1 \cdot 1) + (E_2 \cdot 2) + (E_3 \cdot 3) + (E_4 \cdot 4) + (E_5 \cdot 5) + (E_6 \cdot 0)$$

Jeweils ein Gatter wird vom Decoder mit L aufgetaktet, und am Ausgang Z erscheint die Information dieses Gattereinganges, allerdings invertiert. Durch Inversion erhält man dann die gewünschte Spannung für die Strahltastung.

Für Eingangssignale hoher Frequenz wählt man eine niedrige Taktfrequenz, für solche mit niedriger Frequenz eine hohe Taktfrequenz. Deshalb wurde der Rechteckgenerator für zwei Frequenzen ausgelegt.

Gerhard O. W. Fischer

Hf-Oszillator ohne Abstimmkreis

Wo es darauf ankommt, stabile Schwingungen zu erzeugen, werden Quarzoszillatoren benutzt. Die von einem Quarzoszillator erzeugte Frequenz kann verstärkt, verdoppelt oder vervielfacht werden. In der Regel benutzt man Transistorschaltungen mit einem Schwingkreis in der Kollektorleitung. Dieser Schwingkreis wird auf die Schwingfrequenz abgeglichen. Dazu ist es erforderlich, daß entweder die Induktivität oder die Kapazität veränderlich ist. Wird ein anderer Quarz in die Schaltung gesteckt, so muß der Kreis in der Regel nachgestimmt werden. Gerade dieses Nachgleichen ist jedoch störend, und für manche Zwecke benötigt man Schaltungen, bei denen ein Umschalten

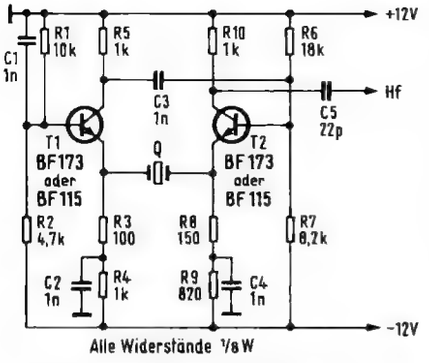


Bild 1. Quarzoszillator ohne Schwingkreis

der Quarze ohne Nachstimmung zu erfolgen hat.

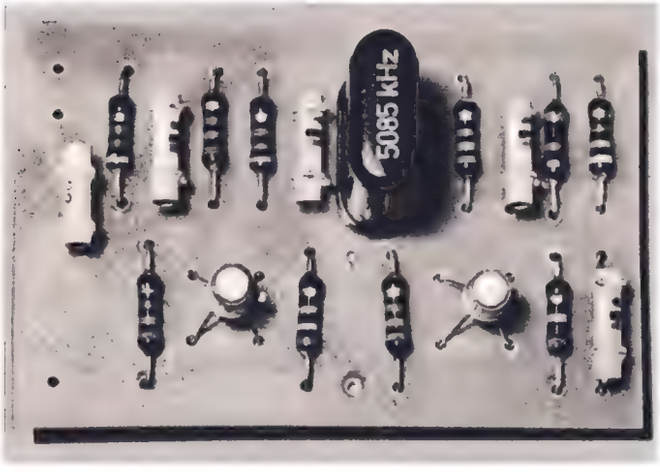
Die Schaltung in *Bild 1* erfüllt diese Bedingung, sie hat gar keine Möglichkeit zu einer Ab- oder Nachstimmung. Die Schaltung ist so ausgelegt, daß Serienresonanz-Grundquarze zwischen 1 MHz und 5 MHz in ihr einwandfrei arbeiten.

Der Quarz liegt zwischen den beiden Emittern der Transistoren T 1 und T 2. Beim Aufbau der Schaltung ist darauf zu achten, daß die Basis von T 1 über den Kondensator C 1 gut geerdet wird. Die Arbeitspunkte legen die Widerstände R 1/R 2 bei T 1 und R 6/R 7 bei T 2 fest. Die Rückkopplung erfolgt über den Kondensator C 3 von der Basis T 2 auf den Kollektor von T 1. Die Schaltung enthält also nur Widerstände und Kondensatoren. Ein frequenzbestimmender Schwingkreis fehlt. Ein weiterer Vorteil dieser Schaltung ist, daß sie an einer Betriebsspannung zwischen 6 und 12 V einwandfrei arbeitet. Hinter dem Kondensator C 5 stehen bei einer Betriebsspannung von 6 V etwa 1 V Hf, bei 12 V etwa 2 V Hf zur Verfügung.

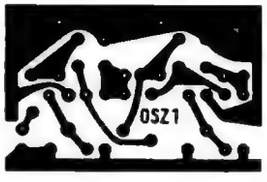
Durch Nachschalten von Vervielfacherstufen kann man auf jede gewünschte Amateur- oder Fernsteuersendefrequenz kommen, wenn ein entsprechender Quarz verwendet wird. Um z. B. auf die Fernsteuerfrequenz von 40,68 MHz zu kommen, benötigt man einen Grundquarz von 3390 kHz, wenn der Vervielfacher mit einem Vervielfachungsfaktor von 12 arbeitet (3390 × 12 = 4068 MHz). Soll die Fernsteuerfrequenz 27,12 MHz erzeugt werden, benötigt man einen Quarz von 4520 kHz, bei einem Vervielfachungsfaktor von 6 (4520 × 6 = 27,12 MHz). Selbstverständlich kann bei der Frequenz 27,12 MHz auch mit einem Vervielfachungsfaktor von 12 gearbeitet werden, dann wird ein Quarz von 2260 kHz benötigt (2260 × 12 = 27,12 MHz).

Aufgebaut wird die Schaltung auf einer gedruckten Schaltplatte mit den Abmessungen 70 mm × 45 mm (*Bild 2* und *3*). Für den Quarz verwendet man eine Fassung, um ihn auswechselbar zu machen. Die Stromaufnahme des Oszillators beträgt 7,5 mA bei 12 V Betriebsspannung und 3 mA bei 6 V Betriebsspannung.

Bei Funkamateuren ist es üblich, die Sendequarze durch parallel liegende Trimmer auf die richtige Frequenz ziehen zu können. Die Quarze müssen dann in ihrer Frequenz etwas höher liegen. Diese Maßnahme läßt sich bei dieser Schaltung selbstverständlich auch verwirklichen. In diesem Fall ist parallel zum Quarz ein etwa 30-pF-Keramiktrim-



◀ Bild 2. Der auf einer Druckplatte aufgebaute Quarzoszillator ohne Schwingkreis



▲ Bild 3. Platine des Oszillators nach Bild 1 (M 2 : 1)

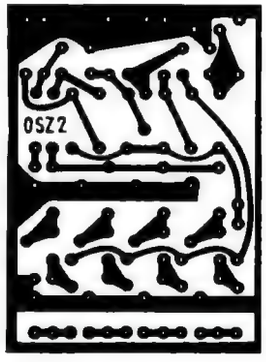


Bild 6. ▶ Druckplatte im Maßstab 2 : 1 zum Oszillator für vier Kanäle

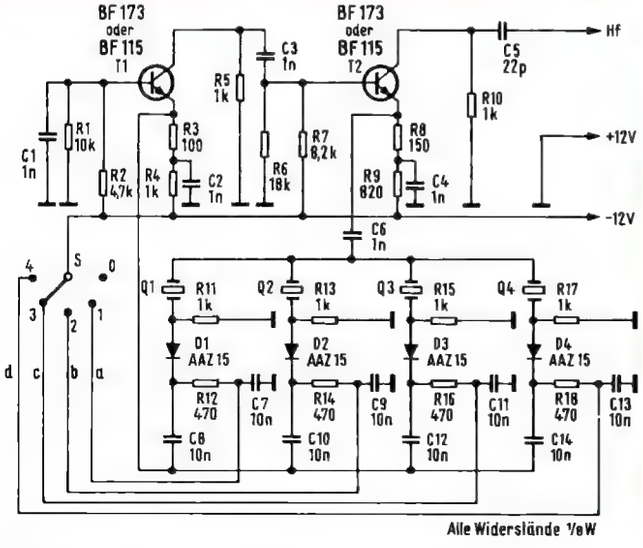


Bild 4. Umschaltbarer Quarzoszillator ohne Schwingkreise

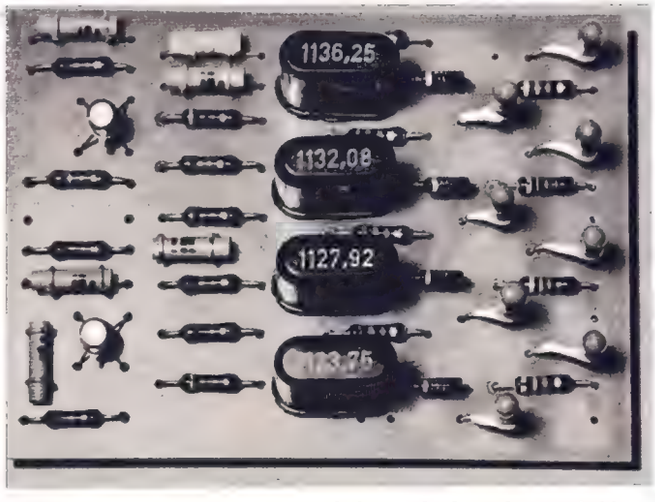


Bild 5. Der auf einer Druckplatte aufgebaute, durch Dioden umschaltbare Quarzoszillator ohne Abstimmkreis

mer zu schalten. Er kann direkt auf der Leiterbahnseite eingelötet werden.

Bei Funksprechgeräten und Fernsteuersendern muß die Möglichkeit bestehen, von einem auf einen anderen Kanal umzuschalten, wenn das Gerät für mehrere Kanäle vorgesehen ist. Bei Quarzschaltungen mit Resonanzkreis ist es dabei oft erforderlich, auch den Resonanzkreis oder zumindest den Kreiskondensator mit umzuschalten. Hierzu dient in der Regel ein Stufenschalter, der in der Nähe der Spulen und Quarze aufgebaut sein muß, da längere Leitungen störende Kapazitäten in die Schaltung brächten. Bei einer Quarzoszillatorschaltung ohne Abstimmkreis, entfallen diese Leitungen. Verwendet man für die Umschaltung der Quarze Dioden, so hat man den Vorteil, daß der Umschalter nicht unmittelbar in der Schaltung zu sitzen braucht, er kann räumlich getrennt von der Quarzschaltung irgendwo im Gerät montiert werden, wo es gerade sinnvoll für die Bedienung erscheint.

Am Beispiel von Quarz Q 1 *(Bild 4)* soll die Umschaltung erläutert werden. Er liegt über den Kondensator C 6 am Emitter von T 2. Der andere Anschluß liegt an der Diode D 1. Der Pluspol dieser Diode steht über den Kondensator C 8 mit dem Emitter von T 1 in Verbindung. Die Diode wirkt zunächst wie ein offener Schalter, die Schaltung kann also nicht schwingen. Legt man den Umschalter S, dessen beweglicher Arm – 12 V führt, in Stellung 1 um, so erhält die Steuerleitung a Minusspannung. Dadurch wird die Diode D 1 leitend. Jetzt liegt der Quarz Q 1 über den Kondensator C 8 am Emitter und über C 6 an T 2. Der Oszillator schwingt auf der Frequenz Q 1. Die Schaltung für die übrigen Quarze ist ebenso aufgebaut. Es ist jeweils der Quarz eingeschaltet, an dessen Diode eine Minusspannung über den Schalter angelegt wird.

Die Kondensatoren C 7, C 9, C 11 und C 13 blocken die Steuerleitungen a bis d gegen Masse ab. Die Kondensatoren C 8, C 10, C 12 und C 14 sind vorgesehen, um die beim Umschalten an die Dioden gelegten Schaltgleichspannungen vom Emitter des Transistors T 1 fernzuhalten. Die gezeigte Quarzoszillatorschaltung ist für vier umschaltbare Quarze ausgelegt, sie kann selbstverständlich auf mehrere Quarze erweitert werden.

Am Kondensator C 5 wird die Hf-Spannung abgenommen. In der Schaltung sind alle Grundquarze mit AT-Schnitt zwischen 1 MHz und 5 MHz verwendbar. Ihr Resonanzwiderstand soll kleiner als 100 Ω sein.

Aufgebaut wird der umschaltbare Quarzoszillator auf einer gedruckten Schaltplatte mit den Abmessungen von 95 mm × 70 mm *(Bild 5 und 6)*.

Alfred Hauenstein

Mikrofonverstärker und Telefonadapter

Zur akustischen Überwachung eines Kinderzimmers eignet sich der in *Bild 1* gezeigte Nf-Verstärker mit Netzteil *(Bild 2)*, an den ein dynamisches Mikrofon direkt angeschlossen werden kann.

Ferner kann er als Telefon-Mithörverstärker ohne elektrische Verbindung zum Telefonapparat (also ohne Eingriff) verwendet werden, wenn ein induktiver Aufnahmekopf angeschaltet wird. Senkrecht im magnetischen Streufeld des Telefonsprechübertragers erzeugt ein Aufnahmekopf eine dem Streufeld proportionale Nf-Spannung. Der Telefonadapter besteht im Prinzip aus einem Ferritstab (30 mm × 10 mm ⌀), darüber eine Spule mit rund 4500 Windungen 0,1 mm ⌀ CuL.

Die Vorverstärkung des Eingangssignals liegt bei etwa 30 dB und erfolgt in dem zweistufigen rauscharmen Verstärker T 1, T 2. Nach dem Lautstärkeeinsteller R 1 wird das Signal dem eisenlosen Nf-Verstärker zugeführt, der aus dem integrierten Verstärker TAA 861 und einer Ge-Endstufe mit den Transistoren T 3, T 4 besteht. Durch die hohe Leerlaufverstärkung des TAA 861 und die kleine Schwellenspannung der Ge-Transistoren kann auf eine Ruhestromeinstellung verzichtet werden. Die Stromversorgung des Verstärkers erfolgt mit entsprechender Siebung aus der Spannungs-Konstant-Schaltung mittels der Diode D 1 und dem Längstransistor T 5. Bild 2 zeigt das dazu passende Netzteil. Die *Tabelle* nennt die technischen Daten.

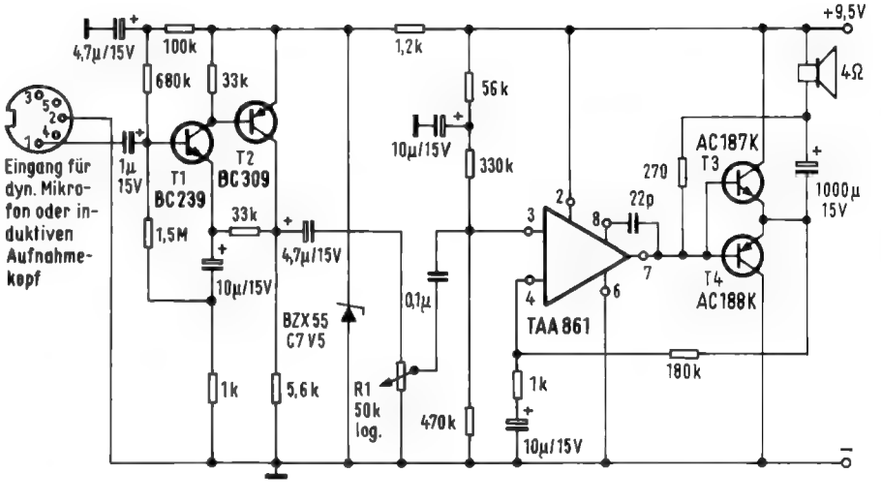


Bild 1. Schaltung des Verstärkers

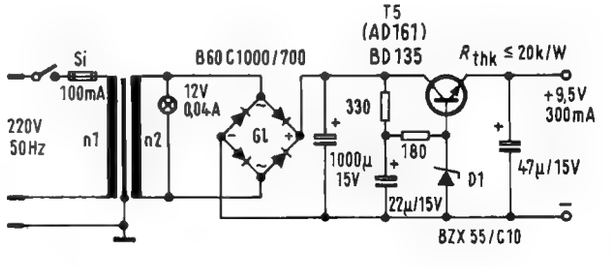


Bild 2. Schaltung des zugehörigen Netzteiles

Technische Daten

Netzspannung: 220 V/50 Hz
Nennausgangsleistung (k = 10 %): 1,8 W
Nenneingangsspannung: 0,5 mV
Wärmewiderstand des Kühlkörpers je Endstufentransistor: ≦ 20 K/W
Netztransformator: Kern M 42, dyn. Bl. IV, o. L., wechselsinnig geschichtet, n 1 = 4600 Wdg., 0,06 mm CuL, 2 × 0,1 mm LP
Schutzwicklung: 1 Lage Cu-Folie 0,05 mm, offene Enden, 2 × 0,1 mm Lackpapier, n 2 = 230 Wdg., 0,2 mm CuL, 2 × 0,1 mm Lackpapier

(Nach Siemens-Unterlagen.)

Diplom-Physiker Johannes Kleemann

Digitalschaltungen in der Praxis

1. Teil

1 Einleitung

Integrierte Schaltungen (IS) nehmen in unserer heutigen Technik einen so großen Raum ein, daß Elektroniker aller Fachrichtungen sich mit ihnen befassen müssen. Wir verweisen in diesem Zusammenhang auch auf die „Grundlagen" in Heft 12 und 13.

Die Zahl der IS mit unterschiedlichen Eigenschaften und Anwendungsmöglichkeiten ist recht umfangreich. Daher besteht der berechtigte Wunsch nach einem Experimentiergerät, mit dem man sich das Verständnis für die Wirkungsweise der einzelnen im Handel befindlichen integrierten Schaltungen erarbeiten kann. Außerdem ist für eine sinnvolle Fehlersuche in einer mit IS aufgebauten elektronischen Schaltung ein Tester zur Überprüfung der einzelnen Bausteine dringend erforderlich. Beide Möglichkeiten sind in diesem Gerät nach *Bild 1* enthalten.

Dieser Beitrag soll nun im Experiment anhand von einfachen mit diesem Gerät durchführbaren Grundschaltungen zeigen, wie man mit diesen Bauelementen umgeht. Der Aufbau der betreffenden Experimentierschaltung wird mit normalen, handelsüblichen Steckverbindungen durchgeführt. Der Vorteil dieses Experimentiersystems liegt darin, daß auf diese Weise die Experimentier- und Prüfschaltungen schnell und übersichtlich zusammengeschaltet werden können.

Das Experimentiergerät läßt sich mit einem recht geringen Kostenaufwand und ohne umfangreiche Vorkenntnisse zusammenbauen. Alle für den Zusammenbau dieses Experimentiergerätes erforderlichen Teile sind im Handel erhältlich. Die wichtigsten integrierten Schaltungen der SN-74er-Serie lassen sich mit diesem Experimentiersystem erproben.

2 Die Prüfmethode

Das Experimentiergerät ist für IS im Dual-in-Line-Gehäuse mit 14 bzw. 16 Kontakten gebaut.

Die Anschlüsse einer IS werden über eine Printplatte an Buchsen geführt, damit der Baustein über normale Steckverbindungen angeschlossen werden kann. Die Buchsen sind entsprechend den Anschlußfahnen der IS mit Zahlen von 1 bis 16 versehen. Die zu prüfende IS kann somit völlig frei gemäß ihrem Schaltungsaufbau angeschlossen werden.

◀ Bild 1. Experimentiergerät zum Einarbeiten in die Technik der Digitalelektronik (Vertrieb: Arlt oHG)

2.1 Einzelprüfung

An die Eingänge der zu untersuchenden IS werden entweder über die Taster von Hand oder über die Multivibratoren im fortlaufenden Wechsel 0- bzw. 1-Signale angelegt *(Bild 2)*.

2.2 Anzeige

Die durch diese Signale hervorgerufenen Reaktionen können über Signallampen an den Ausgängen der Test-IS beobachtet werden. Diese Art der Signalanzeige ist möglich, da es ja in der digitalen Elektronik nur 0- bzw. 1-Signale gibt.

2.3 Serienprüfung

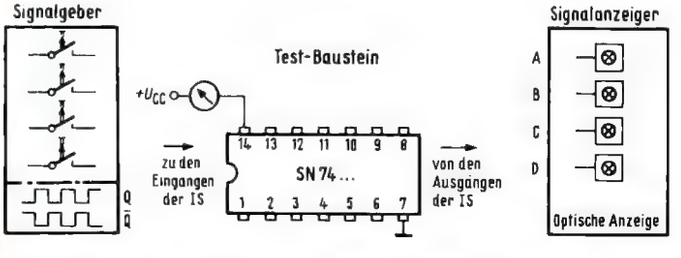
Bei der Prüfung von mehreren IS der gleichen Bauart werden in der hierfür geeigneten Testschaltung die Eingänge und Ausgänge der einzelnen in den IS enthaltenen Gatter hintereinandergeschaltet. Damit kann man gewissermaßen auf einen Blick das fehlerfreie Arbeiten einer IS in allen Stufen erkennen.

2.4 Oszillografische Messung

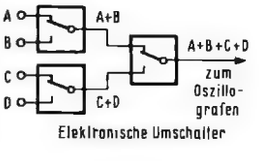
Mit dem eingebauten 5-kHz-Rechteckgenerator läßt sich die zu prüfende IS mit einem Oszillografen untersuchen. Diese Methode ist vor allem deshalb interessant, da auf diese Weise bei Zählerbausteinen mit Hilfe von elektronischen Schaltern die vier Ausgänge A, B, C und D gleichzeitig erfaßt werden können. Aus diesen Oszillogrammen lassen sich dann, wie später gezeigt wird, die Funktionstabellen der betreffenden Zähler unmittelbar ablesen.

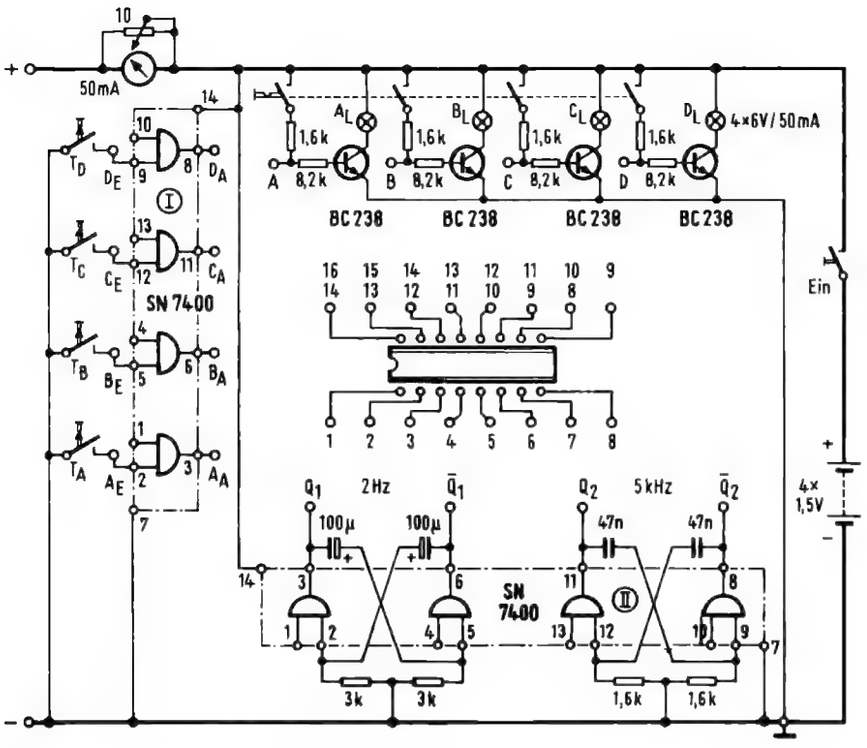
2.5 Strommessung

Über einen eingebauten Strommesser mit einem Meßbereich von 0...50 mA wird über den Anschluß $+U_{cc}$ die Stromaufnahme der zu untersuchenden IS erfaßt. Mit Hilfe dieses Strommessers kann sofort entschieden werden, ob der Baustein einen inneren Kurzschluß hat oder eine Unterbrechung aufweist. In diesem Falle erübrigen sich weitere Experimente. Die normale Stromaufnahme von IS ist vom Umfang der in der betreffenden Schaltung integrierten Bauelemente abhängig und liegt bei den hier besprochenen Bausteinen zwischen 10 mA und 48 mA.



▲ Bild 2. Nach diesem Prüfprinzip werden die integrierten Schaltungen der SN 74er-Serie getestet





◀ Bild 3. Schaltung des IS-Experimentiergerätes

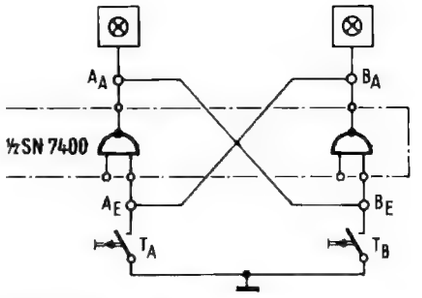


Bild 4. Mit je zwei Verbindungskabeln kann man sich mit diesem Gerät zwei prellfreie Schalter aufbauen

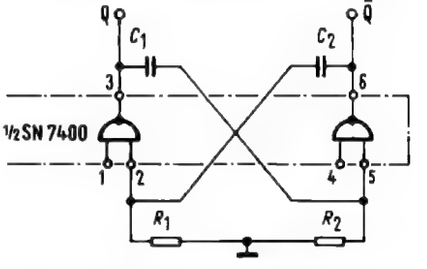


Bild 5. Mit zwei Nand-Gattern aufgebauter astabiler Multivibrator

3 Schaltungsaufbau des Experimentiergerätes

Zur Signaleingabe von Hand dienen vier Druckknopftaster, mit denen man beim Betätigen ein Nullsignal an die Anschlüsse A_E bis D_E abgeben kann *(Bild 3)*.

Da die Buchsen A_E bis D_E mit den Eingängen der vier Nand-Gatter des Bausteines SN 7400 verbunden sind, befinden sich im Ruhestand der Taster an diesen Buchsen positive Signale.

An den Ausgängen dieser vier Nand-Gatter A_A bis D_A sind zwangsläufig vier zu den Eingängen invertierte Signale. Auf diese einfache Weise erhält man beim Betätigen der Taster entweder an A_E bis D_E die Signale 1–0 oder an A_A bis D_A die Signale 0–1.

Mit diesen vier Tastern ist man somit auch in der Lage, jede Zahl zwischen 0 und 9 im BCD-Code von Hand auf den Eingang eines BCD-Dezimal-Decodierers (SN 7441) einzugeben.

Der Dezimal-Decodierer wird an die Anschlüsse der Ausgänge A_A bis D_A der vier Nand-Gatter angeschlossen, da hier im Ruhezustand der Taster das Signal (0000) anliegt. Eine optische Kontrolle der eingegebenen Zahl erhält man, wenn gleichzeitig noch die Signalanzeigelampen mit diesen Buchsen A_A bis D_A verbunden werden.

3.1 Prellfreier Schalter

Zum Weiterschalten von Binärzählern benötigt man einen prellfreien, elektronischen Schalter. Wie in *Bild 4* gezeigt wird, kann man sich mit den an die vier Taster angeschlossenen Nand-Gattern leicht zwei prellfreie von Hand betätigte Schalter zusammenstecken. Hierzu werden lediglich vier Verbindungskabel benötigt.

Die Arbeitsweise dieses prellfreien Schalters kann mit den vier Signallampenanzeigern sichtbar gemacht werden.

3.2 Prüfmultivibratoren

Mit zwei Nand-Gattern des Bausteines SN 7400 läßt sich mit wenigen Bauelementen ein recht brauchbarer Multivibrator mit annähernd rechteckförmiger Ausgangsspannung herstellen.

Die beiden Ausgänge der Gatter werden über je einen Kondensator C_1 und C_2 mit den Eingängen des anderen Gatters verbunden *(Bild 5)*.

Über die Widerstände R_1 und R_2 liegen die Eingänge der Nand-Gatter an Massepotential. Die Frequenz des Multivibrators ist durch die Werte von C_1 und R_1 bzw. C_2 und R_2 bestimmt. Bei den Werten von $C_1 = C_2 = 100\,\mu F$ und $R_1 = R_2 = 3\,k\Omega$ ergibt sich eine Frequenz von etwa 2 Hz. Diese Umschaltfrequenz ist gerade richtig für den Betrieb von Flipflops und von Zählerbausteinen, da so die Schaltzustände an deren Ausgänge über die optischen Anzeige noch gut mit dem Auge verfolgt werden können.

Die Rechtecke des hier beschriebenen Multivibrators besitzen eine ausreichend große Flankensteilheit. Die Spannungen an den Ausgängen Q und $\overline{Q}$ werden zwischen 0 und nahezu + 5 V umgeschaltet.

In das Experimentiergerät ist noch ein zweiter Multivibrator eingebaut. Die RC-Glieder dieses Multivibrators sind so dimensioniert, daß sich hieraus eine Rechteckschwingung von etwa 5 kHz ergibt *(Bild 6)*. Werden mit dieser Frequenz Flipflops, Zählerbausteine oder Schieberegister angesteuert, so können die Spannungen an deren Ausgänge mit einem Oszillografen untersucht und geprüft werden. Es lassen sich hierbei Fehler sichtbar machen, die bei der niederfrequenten optischen Prüfung nicht zu erkennen sind, wie z. B. eine nicht ausreichende Umschaltgeschwindigkeit.

Darüber hinaus läßt sich mit einem mehrkanaligen Oszillografen die Wirkungsweise von zahlreichen IS noch anschaulicher darstellen. *(Fortsetzung folgt)*

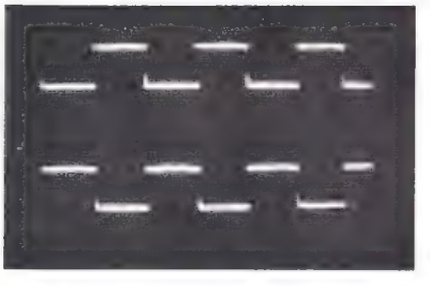


Bild 6. Oszillogramm der an den beiden Ausgängen Q und $\overline{Q}$ des 5-kHz-Multivibrators anliegenden Rechteckspannungen

River-Kwai-Generator

Tonfolgengenerator für eine Melodie in acht Noten

Klaus Christian

Während seines Urlaubs in Italien fielen dem Verfasser einige ungewöhnliche Autohupen auf. Die gehörten Tonfolgen, z. B. River-Kwai-Marsch, Marsaillaise, O sole mio, regten ihn dazu an, so etwas auch elektronisch zu erzeugen und für die verschiedensten Zwecke, wie Türglocke, persönliche Kennung beim Funken usw. zu verwenden.

Im Prinzip braucht man dazu nur verschiedene Töne, die in der richtigen zeitlichen Reihenfolge zum Erklingen gebracht werden. Am einfachsten ginge das mit einigen Tongeneratoren, deren Ausgänge an entsprechenden Kontakten eines Drehschalters oder Drehwählers liegen. Wenn man nun den Drehschalter einmal durchdreht, erhält man am Ausgang des Drehschalters die gewünschte Melodie.

Eine solche mechanische Lösung ist natürlich nicht zeitgemäß und auch nicht besonders elegant. Wenn man das geschilderte Prinzip in einem rein elektronischen Aufbau verwirklicht, erhält man ein handliches und billiges Gerät. Die erforderlichen Tongeneratoren lassen sich auf mannigfache Weise realisieren: LC-Oszillatoren, RC-Oszillatoren, astabile Multivibratoren usw.

Etwas schwieriger ist die Verwirklichung des elektronischen Drehschalters. Eine günstige Möglichkeit bietet die Verwendung eines Schieberegisters, in dem der Befehl „Ton durchschalten" durchläuft und das, ähnlich dem Kontaktarm des Drehschalters, jeweils im richtigen Augenblick den entsprechenden Ton an den Ausgang des Gerätes legt.

Dieses Schieberegister kann man z. B. durch Aneinanderreihung von primitiven Monoflops (pro Stufe ein Transistor, zwei Widerstände und ein Kondensator) aufbauen. Nach diesem Prinzip funktionierte das erste Versuchsmuster, bei dem die Absicht bestand, endlich einmal die vielen alten Germaniumtransistoren, die ungenützt in der Bastelkiste herumlagen, nutzbringend einzusetzen. Für diejenigen, die ähnliche Absichten hegen, sei in *Bild 1* die Schaltung angegeben.

Fünf einzelne astabile Multivibratoren sind mit Trimmwiderständen auf die fünf Töne des River-Kwai-Motives abgestimmt. Die beiden Emitter jedes Multivibrators liegen am Kollektor eines Schalttransistors, welcher entsprechend der zeitlichen Zuordnung des Multivibrators von einem oder mehreren durch Dioden entkoppelten Transistoren des Schieberegisters angesteuert wird. Die Ausgänge der Multivibratoren liegen, mit Widerständen entkoppelt, an einer gemeinsamen Nf-Sammelleitung. Damit die acht einzelnen Noten nicht ineinander übergehen, ist immer eine Pause nach jedem Klang vorgesehen. Daher hat das Schieberegister $8 + 8 = 16$ Zellen, von denen aber nur acht, entsprechend den acht Noten, herausgeführt sind.

Im Ruhezustand ist der Transistor jeder Zelle des Schieberegisters durch den Basiswiderstand R_B leitend, sämtliche Kondensatoren sind ungeladen. Wenn man den Startknopf drückt, wird der erste Transistor gesperrt, an der linken Elektrode des ersten Kondensators liegen jetzt über dem 10-kΩ-Kollektorwiderstand -9 V, so daß sich der Kondensator auflädt (linker Belag negativ, rechter Belag positiv). Der dabei fließende Ladestrom ändert nichts am Zustand der nächsten Zelle, weil deren Transistor ohnehin noch leitend ist. Durch den Ladestrom leitet er nur noch etwas mehr. Beim Loslassen des Start-

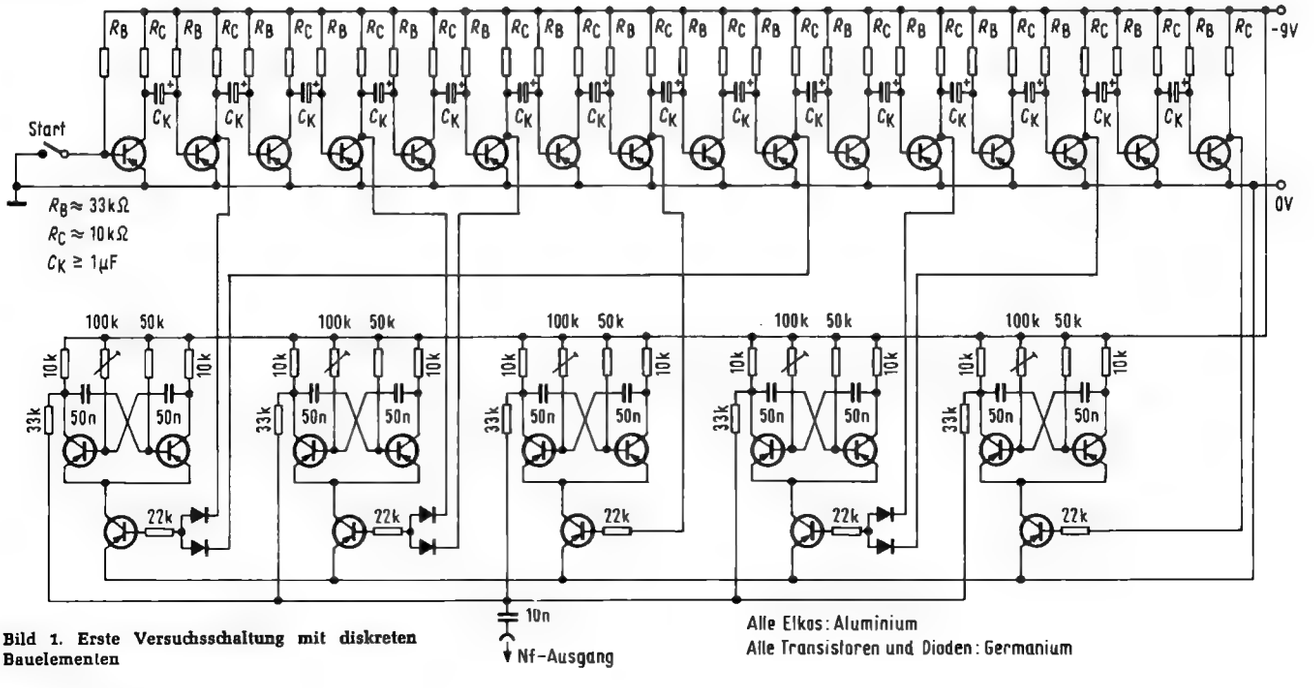


Bild 1. Erste Versuchsschaltung mit diskreten Bauelementen

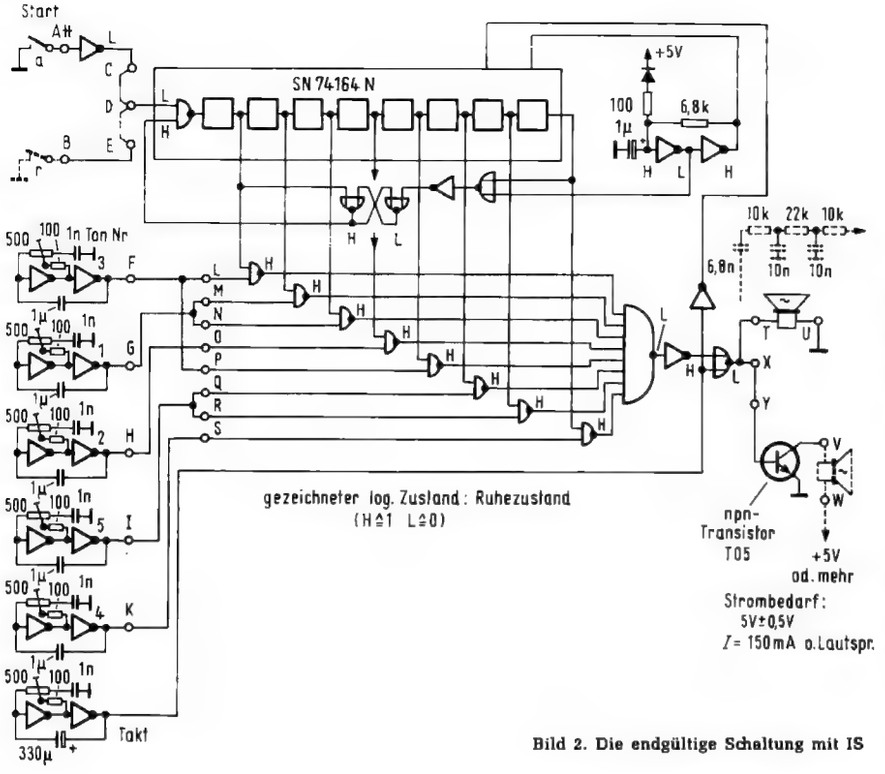


Bild 2. Die endgültige Schaltung mit IS

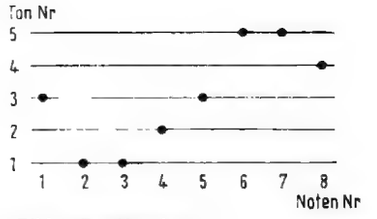


Bild 3. Der Tonplan

knopfes wird jetzt der erste Transistor wieder leitend und schaltet den linken Belag des ersten Kondensators an Masse. Dadurch liegt jetzt die mit dem rechten Belag verbundene Basis des zweiten Transistors auf positivem Potential. Dieser Transistor ist damit für die Entladungszeit $T = k \cdot R_B \cdot C_K$ des Basisgliedes gesperrt, gleichzeitig wird jetzt der zweite Kondensator aufgeladen. Die Kapazität der Kondensatoren C_K bestimmt die Länge von Ton bzw. Pause. Man kann durch geschickte Wahl dieser Kondensatoren den Rhythmus der Melodie bestimmen. Wenn die Entladung des ersten Kondensators beendet ist, beginnt der zweite Transistor wieder zu leiten und schaltet den aufgeladenen zweiten Kondensator einseitig an Masse, so daß jetzt der dritte Transistor gesperrt wird. Wie man sieht, läuft der Zustand „gesperrter Transistor" von Zelle zu Zelle nach rechts. Da die Kollektorspannung des gesperrten Transistors negativ ist, kann mit dieser, sofern angeschlossen, der Schalttransistor eines der Multivibratoren durchgesteuert werden.

Nach anfänglichen Schwierigkeiten aufgrund zu großer Sperrströme einzelner Germaniumtransistoren funktionierte die Schaltung gut und spielte auf Knopfdruck den River-Kwai-Marsch (bzw. jede andere Melodie, die man einstellte). Für den Nachbau empfiehlt es sich, die einzelnen Transistoren vor dem Einbau auf Reststrom und ausreichende Stromverstärkung zu überprüfen.

Wenn man nach einem Startbefehl einen zweiten abgibt, bevor die Tonfolge abgelaufen ist, können mehrere Töne gleichzeitig anklingen, wodurch der Wohlklang recht gestört ist. Das erste Versuchsmodell beanspruchte viel Raum, Lötarbeit und Geduld bei der Ingangsetzung.

Da heutzutage digitale integrierte Schaltungen in TTL-Technik sehr billig und einfach in der Handhabung sind, wurde ein neuer Tonfolgegenerator mit TTL-IS aufgebaut. Wie man aus *Bild 2* ersehen kann, ist hier die Zahl der benötigten Bauelemente sehr klein, so daß das ganze Gerät wenig Platz und Lötarbeit beansprucht. Man braucht nur insgesamt acht IS.

Man kann im Schaltbild sechs Oszillatoren erkennen, diese bestehen nur aus je zwei Invertern (2/6 SN 7404 N), einem Trimmwiderstand und einem Kondensator. Die 100-Ω-Serienwiderstände sind für den erleichterten Abgleich, die 1-nF-Kondensatoren sind zur Beseitigung von Tonstörungen, die bei einzelnen Tönen auftraten. Fünf Oszillatoren liefern die fünf Töne (des River-Kwai-Marsches), der sechste erzeugt die Taktfrequenz für das Schieberegister. Dieses ist ein einziger Baustein SN74164N mit acht parallelen Ausgängen. Jeder dieser Ausgänge geht auf ein NAND-Gatter,

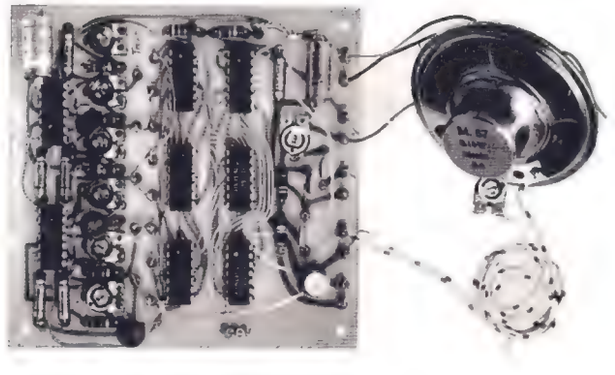


Bild 7. Das Mustergerät ohne Gehäuse (Aufnahme: Leutmayr)

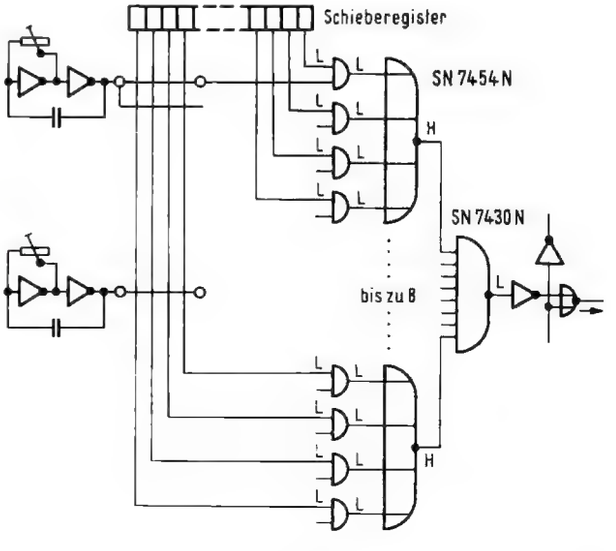


Bild 4. ▶
Vorschlag für eine Erweiterung auf mehr Töne

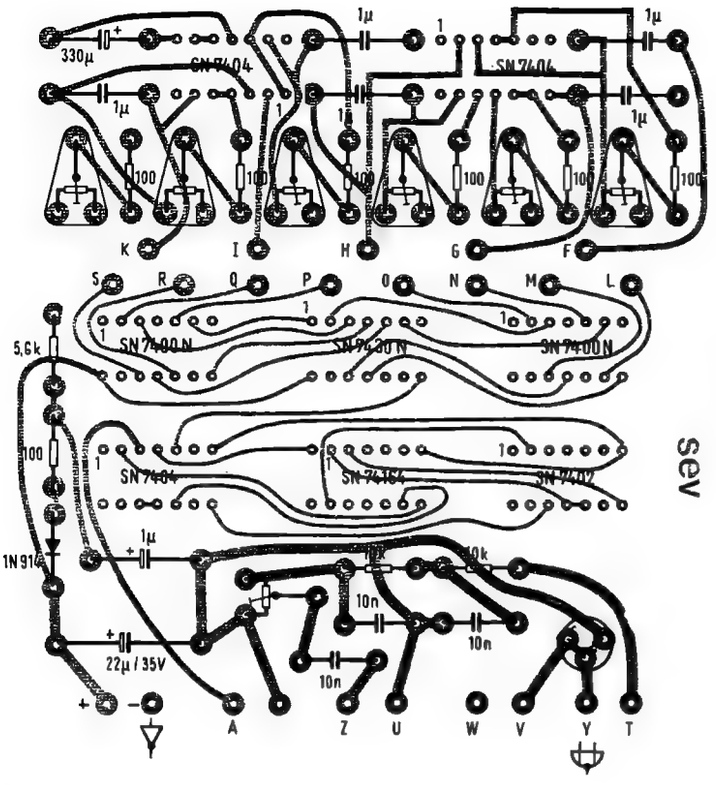


Bild 5. Unterseite der Platine (Maßstab 1 : 1)

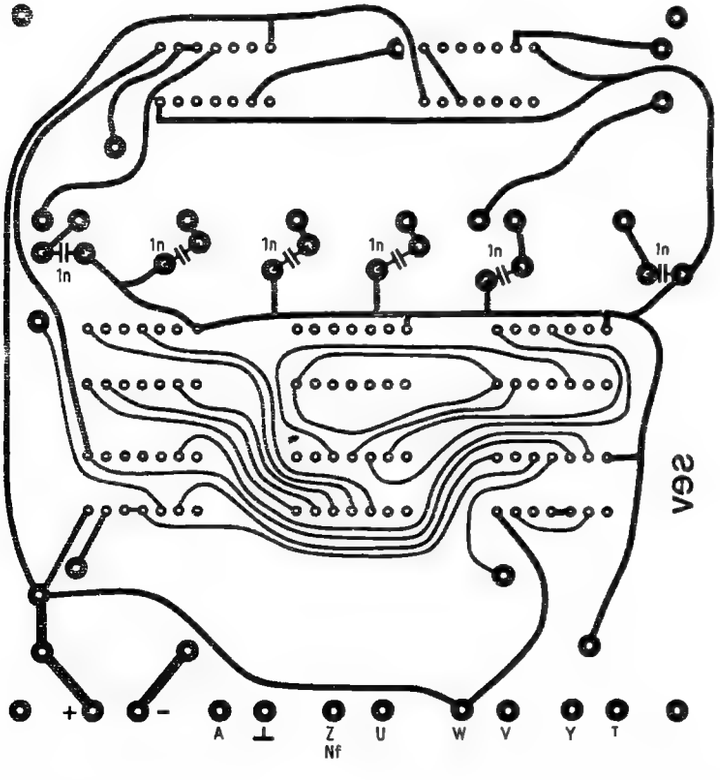


Bild 6. Oberseite der Platine (Platine und Bausatz sind bei Schwille Electronics erhältlich)

welches nur dann einen Ton durchschalten kann, wenn der betreffende Schieberegisterausgang auf hohem Pegel (H oder „1") ist. Die Ausgänge der acht NAND-Gatter (8/4 SN 7400 N) liegen an einem achtfach NAND-Gatter SN 7430 N. Dessen Ausgangssignal wird einmal invertiert (damit im Ruhezustand des Gerätes der Ausgang auf L-Pegel ist, so daß der eventuell angeschlossene Schalttransistor nicht ständig einen großen Strom durch den Lautsprecher fließen läßt) und liegt dann an einem Eingang eines NOR-Gatters, welches nur dann das Signal zum Ausgang des Gerätes durchschaltet, wenn an dem anderen Gattereingang niedriger Pegel (L oder „0") liegt.

Dieser L-Pegel liegt immer während der negativen Halbwelle des Taktsignals an, während der positiven Halbwelle ist das Gatter gesperrt. Auf diese Weise kann im Gegensatz zum ersten Versuchsmuster ein Schieberegister mit nur acht Zellen verwendet werden, ohne daß aufeinanderfolgende Töne ineinander verlaufen, denn während der positiven Halbwelle des Taktsignals liegt am Ausgang kein Ton. An den Ausgang dieses NOR-Gatters kann man je nach Bedarf entweder einen Lautsprecher (auch niederohmig) bzw. eine Hörkapsel, oder über einen Schalttransistor (TO 5 $I_{C\,max} \geq 1$ A) einen niederohmigen Lautsprecher oder einen Tiefpaßausgang (zu einem Funkgerät) anschließen.

Einige Feinheiten runden die Schaltung ab:

1. Rücksetzen des Schieberegisters beim Einschalten der Betriebsspannung. Dies ist günstig, weil der Anfangszustand des Schieberegisters undefiniert ist und somit beim Einschalten irgendein Mißklang entstehen könnte.

2. Startautomatik. Diese verhindert, daß mehr als ein H-Zustand das Schieberegister durchläuft, auch wenn der Startkontakt prellt, oder wenn zu lange auf Start gedrückt wird. Die Startautomatik besteht aus einem aus zwei NOR-Gattern aufgebauten R-S-Flipflop, welches beim Einschalten der Betriebsspannung von der Rücksetzschaltung gesetzt wird, so daß der NAND-Eingang des Schieberegisters ein Startsignal annehmen kann. Sobald dieses Startsignal am Ausgang der ersten Schieberegisterzelle angelangt ist, fällt das R-S-Flipflop um, der Schieberegistereingang wird gesperrt und erst dann wieder freigegeben, wenn das Startsignal am Ausgang der letzten Schieberegisterzelle angelangt ist.

3. Der Startkontakt kann wahlweise ein Arbeitskontakt oder ein Ruhekontakt sein, er braucht nicht prellfrei zu schalten. Bei Bedarf kann vor den Eingang ein zusätzliches Monoflop (z. B. SN 74121 N) geschaltet werden, dessen Zeitkonstante etwas größer als die Periodendauer des Taktgenerators sein sollte. Mit dieser Erweiterung erreicht man, daß die Melodie nur einmal pro Startkontaktbetätigung abläuft.

4. Freie Programmierbarkeit der Melodie. Beim „Programmieren" des Tonfolgegenerators gehe man zweckmäßigerweise so vor, daß man sich zunächst einen Tonplan macht (braucht nichts mit einer Partitur im herkömmlichen Sinne zu tun haben) und die entsprechenden Lötbrücken herstellt. *Bild 3* zeigt dies am Beispiel des River-Kwai-Marsches.

Hieraus kann man ersehen, welche Töne einfach bzw. mehrfach belegt wer-

den, z. B. 1., 3. und 5. Ton doppelt belegt. Es kann immer nur ein Ton auf einmal gespielt werden. Das Stimmen der Tongeneratoren setzt nur geringe Musikalität, aber etwas Geduld voraus. Man bringe zunächst den ersten Ton (zeitlich gesehen) auf die gewünschte Höhe und stimme dann Tongenerator für Tongenerator passend ab. Zum Schluß stelle man am Trimmer für den Takt die gewünschte Geschwindigkeit ein.

Dieser Tonfolgegenerator des Verfassers wurde mit dem ersten Ton auf die Frequenz 1750 Hz abgeglichen, so daß mit diesem Ton das Tonrufkommando für die 2-m-FM-Amateurfunk-Relaisstellen ausgesendet wird. Ein zweites Gerät erfreut sich großer Beliebtheit als Türglocke. Es sind jedoch auch andere Anwendungen, wie z. B. die Erzeugung von kodierten Mehrfrequenzsignalen (Selektivruf) denkbar.

Selbstverständlich ist dieses Gerät nicht nur in der Lage, vollautomatisch den River-Kwai-Marsch zu spielen, sondern es bleibt der Phantasie des Benutzers überlassen, darauf jede beliebige andere Melodie einzuprogrammieren, z. B. „In München steht ein Hofbräuhaus". Wem das vorgeschlagene Gerät zu anspruchslos ist, dem bleibt es überlassen, durch sinngemäße Erweiterung (mehr Tongeneratoren, verlängertes Schieberegister) längere Melodien, bis hin zu symphonischen Werken, zu erzeugen. Das dazu erforderliche Vorgehen deutet *Bild 4* an. Die *Bilder 5* und *6* zeigen Unter- und Oberseite der beidseitig kaschierten, durchkontaktierten Platine, *Bild 7* ein Versuchsmuster.

Wenn der Abstimmbereich der Tongeneratoren nicht ausreicht, kann man den zugehörigen 1-µF-Kondensator entsprechend größer oder kleiner machen.

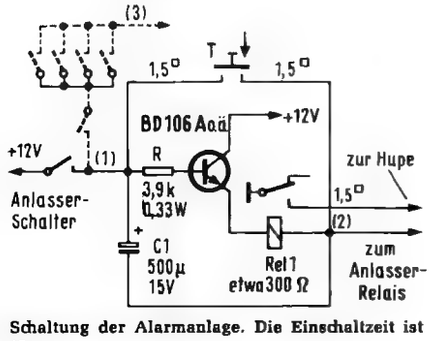
In der Nähe von stark feuernden Kontakten (z. B. E-Motoren, Relais usw.) kann es unter Umständen vorkommen, daß das R-S-Flipflop fehlerhaft umschaltet, so daß das Gerät nicht mehr arbeitet. Man muß dann die Betriebsspannung abschalten und nach etwa 2 Sekunden frühestens wieder einschalten, so daß das ganze Gerät rückgesetzt wird. Sollte dies öfter vorkommen, empfiehlt sich Abblockung sämtlicher Zuführungsleitungen, Abschirmung, Entstörung usw. (S 702)

Herman Degel

Alarmanlage für Kraftfahrzeuge

In der letzten Zeit veröffentlichte die FUNKSCHAU wiederholt Alarmanlagen für Autos. Diese erforderten teilweise einen großen Aufwand an Bauelemente und waren zudem noch kompliziert im Aufbau.

Die von mir entwickelte Alarmanlage kommt mit wenigen Bauelementen aus und ist einfach im Aufbau. Geschaltet wird die Anlage zwischen dem Anlasserschalter am Lenkradschloß und dem Anlasser (Anlasserrelais). Für diesen Zweck wird die Leitung zum Anlasser an geeigneter Stelle aufgetrennt. Zwischen den beiden frei gewordenen Leitungsenden schaltet man die Alarmanlage und zwar Anschluß (1) in Richtung zum Anlasserschalter, Anschluß (2) kommt an das Leitungsende, das zum Anlasser führt. Wie aus dem *Bild* zu ersehen ist, liegt der Kollektor vom Transistor direkt an der Plusspannung von 12 V. In der Emitterleitung ist das Schaltrelais (Rl 1) mit dem Anlasserrelais in Serie geschaltet.



Schaltung der Alarmanlage. Die Einschaltzeit ist 15 s

Die Arbeitsweise der Alarmanlage ist nun folgende: Wird von einem Unbefugten der Anlasserschalter betätigt – es genügt schon ein kurzer Impuls –, so schaltet der Transistor über den Basiswiderstand durch, und das Relais (Rl 1) zieht an. Mit dem Relaiskontakt wird gleichzeitig die Hupe eingeschaltet. Beim Betätigen des Anlasserschalters wird aber auch der Kondensator (C) auf die volle Plusspannung aufgeladen. Nach dem Ausschalten des Anlasserschalters entlädt sich der Kondensator über den Basiswiderstand, und das Relais bleibt während dieser Zeit angezogen. Nach den in der Schaltung angegebenen Werten beträgt die Einschaltzeit etwa 15 s. Das Anlasserrelais bleibt wegen des geringen Stromes der Alarmanlage außer Betrieb.

Will man den Wagen unter normalen Bedingungen starten, so wird zusätzlich die Taste T gedrückt. (Sie sollte irgendwo im Wagen gut versteckt, aber für den Fahrer noch erreichbar, angebracht werden.) Beim Drücken der Taste gibt man die Plusspannung direkt auf den Anlasser (Anlasserrelais) und die Alarmanlage ist dann kurzgeschlossen. Die Verwendung einer Taste, anstelle eines Ein-Aus-Schalters, hat den Vorteil, daß die Alarmanlage immer in Alarmbereitschaft bleibt.

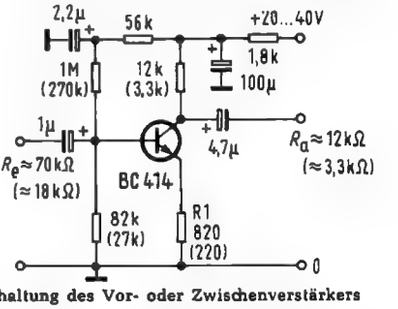
Die Taste sowie der Schaltkontakt für die Hupe müssen bis zu 3 A belastbar sein. Auch die zusätzlichen Leitungen für die Hupe und den Anlasser sollten mindestens einen Querschnitt von 1,5 mm² haben.

Es lassen sich aber mit der gleichen Alarmanlage noch andere Teile am Wagen sichern, z. B. Motorhaube, Kofferdeckel, Handbremse. Die Zuleitung (3) für die zusätzlichen Absicherungen schließt man am vorteilhaftesten an den Pluspol der Parkleuchte am Lenkradschloß an. Dadurch entfällt das Ein- und Ausschalten der Alarmanlage für die Motorhaube usw., weil beim Anlassen des Motors durch Drehen des Zündschlüssels die Plusspannung für die Parkleuchte abgeschaltet und beim Abstellen des Motors automatisch wieder eingeschaltet wird. Im Bild sind diese Leitungen gestrichelt gezeichnet. Die Alarmbereitschaft der Anlage gegen unbefugtes Anlassen bleibt dadurch immer erhalten, selbst wenn Sie einmal vergessen sollten, den Zündschlüssel abzuziehen.

Alfred Hauenstein

Einstufiger Linear-Vor- oder Zwischenverstärker

Das *Bild* zeigt einen linearen, vielseitig verwendbaren Vor- bzw. Zwischenverstärker mit dem neuen rauscharmen Si-Transistor BC 414. Die Schaltung ist für eine Betriebsspannung von 20...40 V geeignet. Die Spannungsverstärkung wurde mit dem Widerstand R 1 auf 13 festgelegt. Kleinere Werte von



Schaltung des Vor- oder Zwischenverstärkers

R 1 ergeben eine höhere Verstärkung bei etwas höherem Klirrfaktor und geringer werdendem Eingangswiderstand.

Einen geringeren Ausgangswiderstand von 3,3 kΩ erhält man mit den in Klammern stehenden Bauelementen bei etwa gleicher Verstärkung. Die technischen Daten nennt die *Tabelle*.

Technische Daten

Betriebsspannung: 26 V
Stromaufnahme: 1 mA
Spannungsverstärkung: 13
max. Ausgangsspannung (k = 1 %): 6,5 V
Spannungsfrequenzgang (−1 dB, $U_{a\,1000}$ = 0,3 V): < 10 Hz...10 kHz
Eingangswiderstand: 70 kΩ
Brummspannungsunterdrückung (U_{Br} = 1 V, 50 Hz): 13 mV/V
(Nach Siemens-Unterlagen.)

Wolfgang Hauth

Gittermustergenerator

2. Teil

Konstruktion des Gerätes

Das Gerät sollte so klein wie möglich werden, es mußte handlich sein und vor allem servicefreundlich (*Bild 5, 6 7,* und *8*). Die Größe des Gerätes ergab sich aus der Größe der Platine und den Bedienungselementen.

Die Platine wurde frei auf einen Rahmen montiert. Sämtliche Bauteile sind gut zu erreichen. Die Transistoren sind in Fassungen steckbar. Hierdurch wird ein Optimum an Servicefreundlichkeit erreicht. Der Rahmen läßt sich leicht in das Gehäuse schieben, wo man ihn mit vier Schrauben befestigt. Die Sicherung läßt sich ohne Ausbau des Chassis auswechseln.

Netzschnur, Anschlußschnur und Bedienungselemente befinden sich alle auf der gleichen Seite, daher brauchen die Kabel nicht um das Gerät geführt zu werden. Die beiden Kabel wurden bewußt fest angeschlossen, da Steckverbindungen die häufigsten Fehlerquellen an Kabeln sind.

Bild 9 und *10* zeigen die Maße für Gehäuse und Chassis.

Fertigung der Platine

Wegen der einfachen Fertigung habe ich eine kupferkaschierte Epoxyharzplatte mit fotopositiv beschichtetem Lack gewählt. Epoxyharz hat entgegen Hartpapier bessere Festigkeitseigenschaften und ist durchscheinend, so daß von der Bestückungsseite die Leiterbahnen leicht verfolgt werden können. *Bild 11* zeigt die Musterplatine, die auch fertig bezogen werden kann.

Serviceeinstellungen

Fast alle Einstellungen lassen sich mit dem Fernsehempfänger als Sichtgerät ausführen. Müssen jedoch mehrere Regler auf einmal (gesamter Neuabgleich) eingestellt werden, ist ein Impulsoszillograf von mindestens 5 MHz Bandbreite erforderlich.

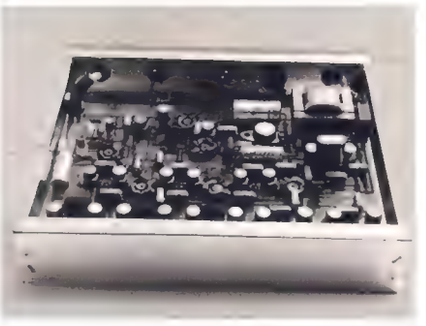


Bild 5. Blick von hinten in das geöffnete Mustergerät

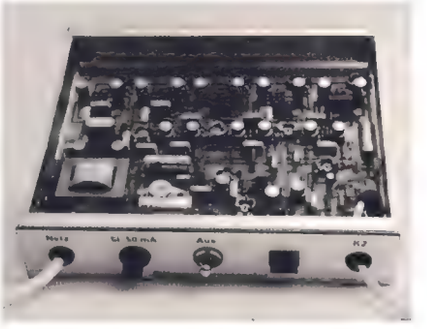


Bild 6. Blick von vorn in das geöffnete Mustergerät

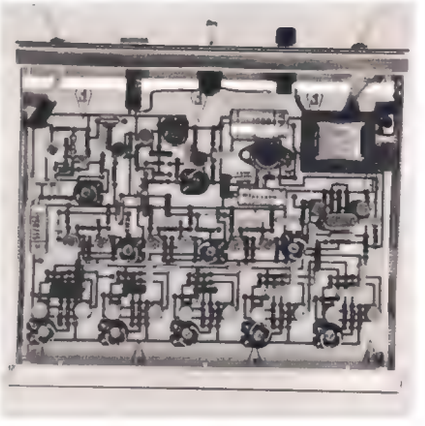


Bild 7. Der Blick von oben zeigt deutlich die durchscheinenden Leiterbahnen, was sich vorteilhaft beim Bestücken und bei der Fehlersuche auswirkt

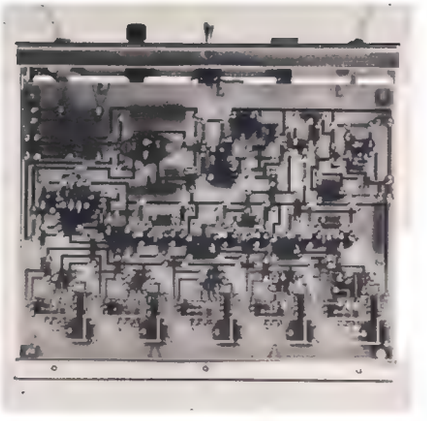


Bild 8. Blick von unten auf die Kupferseite der Platine

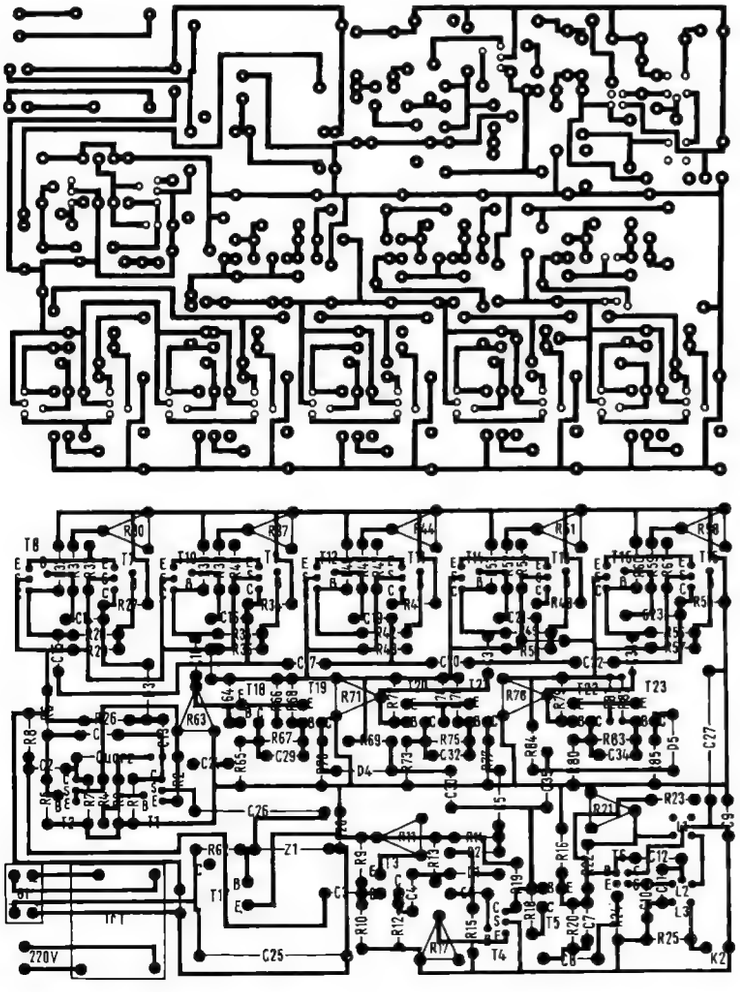


Bild 11. Platine mit Bestükkungsplan. Sie ist bei ITT Schaub-Lorenz, Abt. Lehr- und Hobbykits erhältlich (Maßstab 1 : 2)

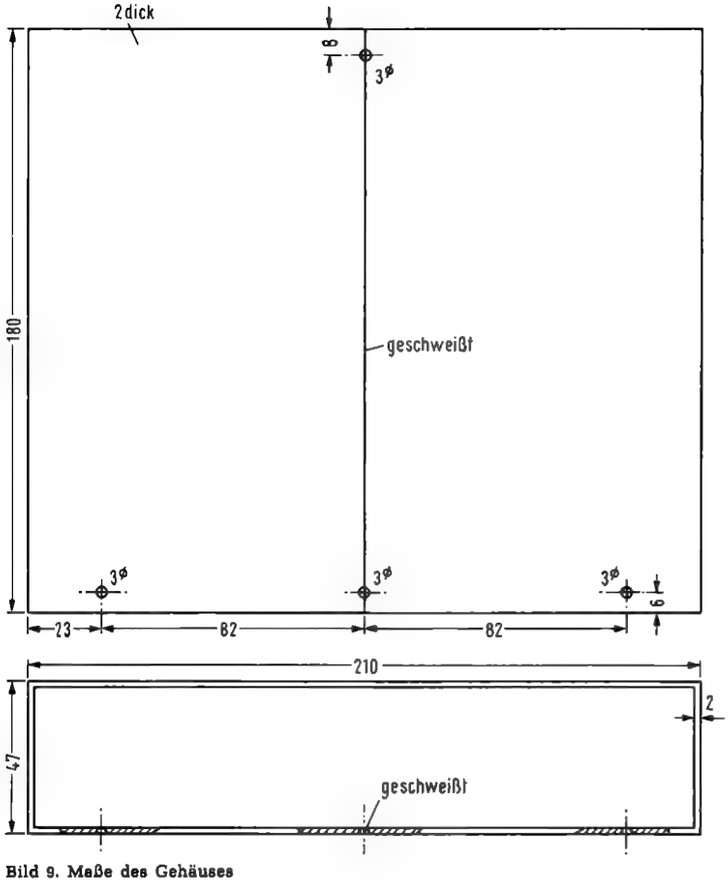


Bild 9. Maße des Gehäuses

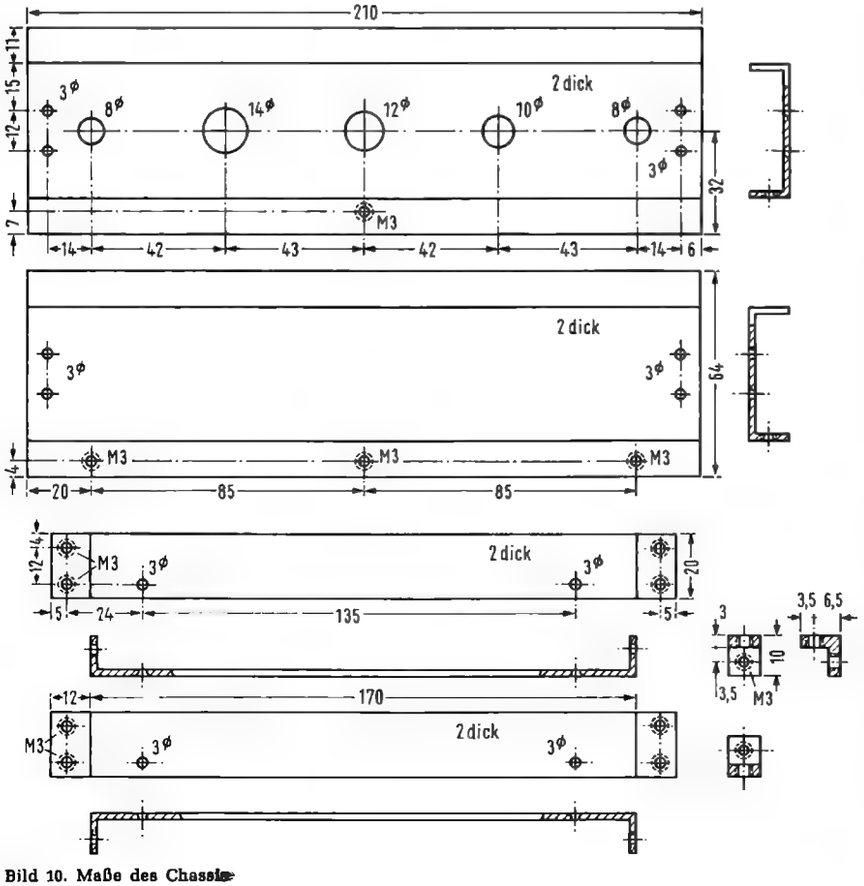


Bild 10. Maße des Chassis

Teiler

1. Oszillograf an Kollektor von T 8. Mit R 30 93 750 Hz ≙ 10,6 µs einstellen.
2. Oszillograf an Kollektor von T 10. Mit R 37 15 625 Hz ≙ 64 µs einstellen.
3. Oszillograf an Kollektor von T 12. Mit R 44 2604,167 Hz ≙ 384 µs einstellen.
4. Oszillograf an Kollektor von T 14. Mit R 51 651,042 Hz ≙ 1526,4 µs einstellen.
5. Oszillograf an Kollektor von T 16. Mit R 58 50,08 Hz ≙ 19,8 ms einstellen.

Bei Neuabgleich muß die Reihenfolge eingehalten werden. Soll nur ein Teiler (nach Transistorwechsel) justiert werden, so muß der Einsteller so justiert werden, daß das Bild auf der Bildröhre stehenbleibt.

Impulsstufen

1. a) Oszillograf an Kollektor von T 23. Mit R 78 Bildsynchronimpuls auf 160 µs stellen.
   b) Bild in Bildschirmmitte zum Stehen bringen. Schwarzen Synchronimpuls auf 2,5 Zeilen (etwa 3 mm bei 59 cm Bildröhre) mit R 78 stellen.
2. Oszillograf an Kollektor von T 19. Mit R 63 Zeilensynchronimpuls auf 5,2 µs stellen.

Waagerechtmuster

1. a) Oszillograf an Kollektor von T 21. Mit R 71 Impulsbreite des Musters auf 64 µs einstellen.
   b) Mit R 71 waagerechte Linien auf dem Bildschirm auf Bildbreite einstellen.

Musterhelligkeit

Mit R 11 gleiche Helligkeit der waagerechten und senkrechten Linien einstellen.

BAS-Signal

Oszillograf an Emitter von T 5. Mit R 17 Signal-Impuls-Verhältnis auf Norm (65 % zu 25 %) einstellen.

Modulator

Kontrastregler des Empfängers auf Mitte stellen.

1. Mit R 21 Muster auf normalen Kontrast stellen.
2. Einen Sender oder geeichtes Bildmustersignal auf Kanal 2 empfangen und die Feinabstimmung optimal einstellen. Gittermuster anschließen und mit L 2/L 3 bestes Bild einstellen.

Technische Daten

Stromversorgung: 220 V/50 Hz
Leistungsaufnahme: 5 VA
Ausgangssignal: Bereich I, Kanal 2
1 mV an 240 Ω
Modulation: negativ nach CCIR
Zeilenimpuls: 15 625 Hz, 5,7 µs
Bildimpuls: 50 Hz, 160 µs
Muster: 13 waagerechte Linien, 18 senkrechte Linien
Bestückung: 1 Quarz 281 250 Hz, 23 Transistoren, 5 Dioden, 1 Z-Diode
Daten der Spulen (Hf-Spulenkörper mit Kern): L 1 ≧ Wdg. Hf-Litze; L 2 = ca. 4 Wdg. Hf-Litze, Abgriff 1 Wdg.; L 3 = 1...2 Wdg.

Diplom-Physiker Johannes Kleemann

Digitalschaltungen in der Praxis

2. Teil

In dieser Reihe bringen wir einfache Schaltungen mit TTL-Bausteinen. Diese Versuche ermöglichen es dem Leser praktisch mit modernen Logikschaltungen Erfahrungen zu sammeln und ihre Wirkungsweise zu verstehen.

3.3 Die optische Anzeige

Um die Signalzustände an einer integrierten Schaltung zu erkennen, benötigt man eine geeignete Anzeigemöglichkeit, wie z. B. einen Spannungsmesser mit einem Meßbereich von 0...10 V. Diese Art der Anzeige ist aber relativ teuer und außerdem zu träge. Recht einfach und zugleich anschaulich ist die Anzeige der Schaltzustände an den IS durch Signallampen, die über einen Gleichspannungsverstärker betrieben werden.

Wie man aus *Bild 7* erkennt, befindet sich im Kollektorkreis des npn-Transistors T eine Signallampe L mit möglichst kleiner Stromaufnahme (50 mA). Dieser Transistor sollte einen Stromverstärkungsfaktor von mindestens $B = 250$ haben. Hierfür geeignet ist z. B. der Transistor BC 238.

Im unbeschalteten Zustand ist der Basiskreis offen, so daß im Kollektorkreis ein Strom von der Größe der I_{CO} fließt. Der Wert dieses Stromes I_{CO} ist so klein, daß die Signallampe L nicht aufleuchten kann. An dem Eingang dieser Schaltung kann entweder, wie im Falle A, ein 1-Signal oder wie im Fall B ein 0-Signal anliegen. Im Falle A muß der vom Pluspotential fließende Basisstrom durch einen Widerstand $R = 8{,}2\ \text{k}\Omega$ begrenzt werden. Im Fall A leuchtet die Lampe L voll auf. Im Fall B bleibt die Signallampe L dunkel, da die auf Nullpotential liegende Basis den Transistor sperrt.

Je größer der Stromverstärkungsfaktor des verwendeten Transistors ist, um so hochohmiger kann man den Eingang dieser Stufe machen.

Entsprechend den vier handbetätigten Tastern für den Signaleingang sind in das Experimentiergerät vier optische Anzeiger nach dem hier beschriebenen Prinzip eingebaut.

3.4 Optische Anzeige bei IC mit offenem Ausgang

Es gibt in der SN-74er-Serie einige Bausteine, bei denen der Kollektor des Ausgangstransistors nicht wie beim Standardausgang über einen Arbeitswiderstand an die Betriebsspannung $+U_{cc}$ angeschlossen ist, sondern „offen", also ohne Arbeitswiderstand, herausgeführt wird.

In diesem Falle würde die optische Anzeige nach Bild 7 wirkungslos bleiben. Für IS mit offenem Kollektor muß der Arbeitswiderstand R_A von außen her an den Prüfling angeschlossen werden, da sonst durch diesen Ausgangstransistor kein Strom fließen könnte. In der Schaltung nach *Bild 8* wird dieser Arbeitswiderstand R_A durch Betätigen des Schalters S hinzugeschaltet.

Wird dieser Schalter S geschlossen, solange die zu prüfende IS nicht angeschlossen ist, leuchtet die Lampe L auf, da über R_A ein positives Signal an den Eingang des Anzeigeverstärkers gelangt.

Beim Anschließen dieser optischen Anzeige mit einem Arbeitswiderstand an einer IS mit offenem Ausgang erlischt aber die Signallampe L sofort, wenn dessen Ausgang auf Nullpotential liegt. In diesem Falle ist der Ausgangstransistor stromführend, so daß über R_A ein Strom durch denselben fließen kann. Durch den Spannungsabfall an R_A wird das Potential am Eingang des Verstärkers auf Null heruntergedrückt. Im gesperrten Zustand des Ausgangstransistors entsteht an dessen Ausgang über R_A ein positives Signal, und die Lampe L leuchtet auf.

Damit können bei diesem Experimentiergerät durch Einschalten von vier Arbeitswiderständen über einen Vierfachschalter auch IS mit offenem Ausgang untersucht werden.

3.5 Die Stromversorgung

Der Tester wird mit vier 1,5-V-Batterien betrieben. Wegen des geringen Stromverbrauches der gesamten Schaltung halten diese Batterien über eine ausreichend lange Zeit ihre Spannung. Die Batteriespannung kann über die mit + 5 V und Masse bezeichneten Buchsen kontrolliert werden.

Mit dem Betätigen des Einschalters sind alle Signalgeber und Signalanzeiger betriebsbereit angeschlossen. Lediglich die zu prüfende IS muß noch an die Stromversorgung angeschlossen werden. Wie dieser Baustein zu schalten ist, wird aus den entsprechenden Schaltbildzusammenstellungen der Hersteller entnommen.

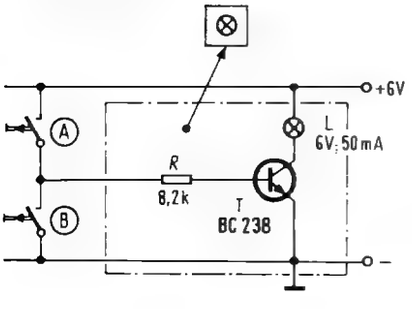
Die der integrierten Schaltung zugeführte positive Spannung ($+U_{cc}$) geht über einen nicht geeichten Strommesser. Dieser Strommesser soll lediglich anzeigen, daß ein normaler Betriebsstrom fließt und keine Unterbrechung oder ein Kurzschluß vorliegt.

4 Die Verdrahtung des Testers

Wie man aus dem Gesamtschaltbild entnehmen kann, ist der schaltungsmäßige Aufwand dieses Gerätes trotz seiner Vielseitigkeit nicht groß. Damit läßt sich auch die Verdrahtung einfach und übersichtlich gestalten.

Die 16polige IS-Fassung zur Aufnahme des Testbausteins wird auf eine Printplatte gelötet, die gleichzeitig die Anschlüsse zu den entsprechenden Buchsen 1 bis 16 enthält. Diese Printplatte wird durch die 16 blanken Buchsen mit der Front- und Bedienungsplatte fest verbunden (*Bild 9*).

Die beiden integrierten Schaltungen SN 7400 für die handbetätigte bzw. automatische Signaleingabe und die Signal-



◀ Bild 7. Schaltungsaufbau des optischen Signalanzeigers. In die Zeichnung ist die vereinfachte und später immer wieder hierfür verwendete symbolische Darstellung dieses optischen Anzeigers mit eingetragen

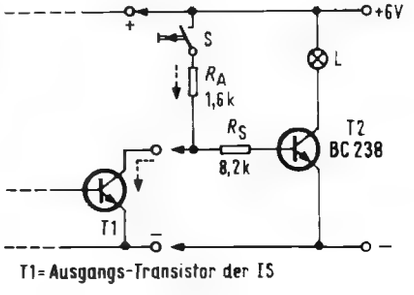
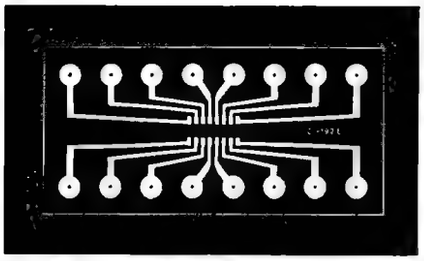


Bild 8. ▶ Schaltung der optischen Signalanzeige für Bausteine mit offenem Ausgangstransistor



▲ Bild 9. Printplatte zum Anschluß der Test-IS an normale Telefonbuchsen

Tabelle 1. Funktionstabelle für das Nand-Gatter SN 7400

E_1	E_2	A
1	1	0
0	1	1
1	0	1
0	0	1

3. Verbindet man Q_1 und $\overline{Q_1}$ mit A und B bzw. C und D, so müssen die Anzeigelampen im Takt der Multivibratorfrequenz wechselweise aufleuchten.

4. Die Ausgänge des zweiten Multivibrators Q_2 und $\overline{Q_2}$ können nur mit dem Oszillografen überprüft werden (Bild 6).

5. Die Ausgänge des handbetätigten Signalgebers A_A bis D_A müssen beim Betätigen der vier Taster ein positives Signal von etwa 5 V abgeben. Dieses Signal kann durch die optischen Anzeiger A_L bis D_L nachgeprüft werden.

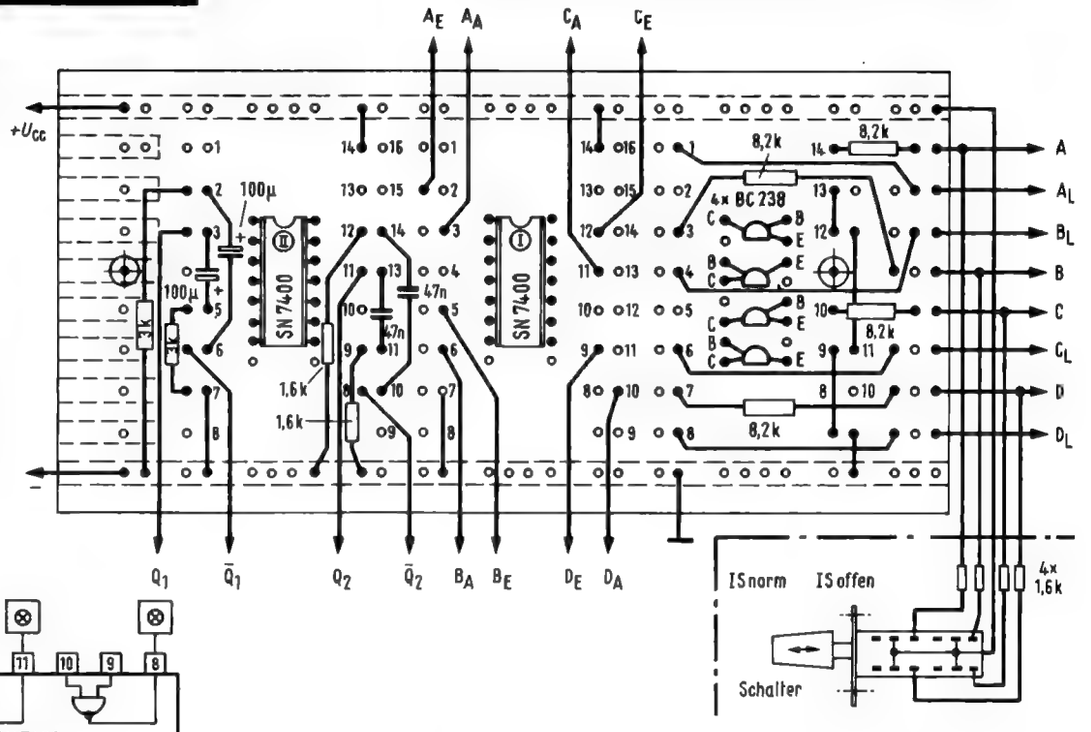
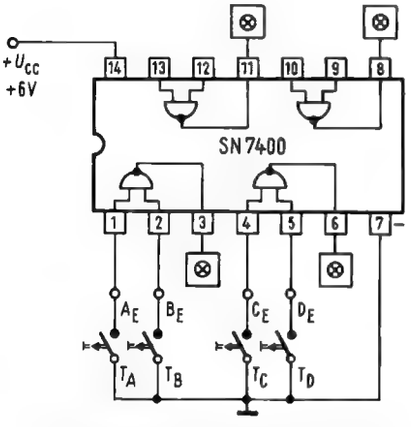


Bild 10. ▶ Die einzelnen Nand-Gatter und die Verstärker für die Signallampen sind auf einer Systemplatte montiert und verdrahtet



◀ Bild 11. Einfache Testschaltung für die vier Nand-Gatter des Bausteins SN 7400

verstärker für die optische Anzeige sind auf einer Systemplatte gemäß *Bild 10* zu verdrahten.

Die verdrahtete Systemplatte wird mit zwei 40 mm langen Schrauben über der Printplatte befestigt. Die freien, von der Systemplatte nach Bild 10 kommenden Leitungsenden sind mit Buchstaben bezeichnet und werden mit den entsprechenden Buchsen auf der Frontplatte verbunden.

In die am Gehäuse angebrachten Batteriehalter werden die vier 1,5-V-Batterien eingesetzt.

5 Inbetriebnahme des Experimentiergerätes

Sind alle Montage- und Verdrahtungsarbeiten beendet, ist es empfehlenswert, alle Signalgeber und Signalanzeiger auf ihr einwandfreies Arbeiten zu überprüfen.

1. Batteriespannung an Buchsen + 5 V und Masse kontrollieren.

2. Die Lampen A_L bis A_D müssen hell aufleuchten, wenn man an deren Eingänge A bis D Signale mit dem Schaltzustand 1 legt.

6 Anwendungsbeispiele

Die nachfolgend beschriebenen Anwendungsbeispiele sollen anhand von häufig verwendeten Bausteinen der SN-74er-Serie zeigen, wie man mit diesem Gerät auf relativ einfache Weise die spezifischen Eigenschaften einer IS im Experiment studieren kann. Zeigt eine integrierte Schaltung ein Verhalten, das von diesen Beschreibungen der Experimentierschaltungen abweicht, so ist mit Sicherheit auf einen Defekt im Baustein zu schließen. Man kann daher dieses Experimentiergerät auch recht vorteilhaft als IS-Tester einsetzen.

Mit dem Gerät lassen sich in ganz analoger Weise auch andere IS in der Dual-in-Line-Ausführung untersuchen, wenn deren Anschlußschaltbild bekannt ist und deren Betriebsspannung + 5 V beträgt.

Die einzelnen hier für die verschiedenen IS vorgeführten Prüfmethoden lassen sich in drei Gruppen aufteilen

Einzelprüfung,

Serienprüfung,

Prüfung der IS mit dem Oszillografen.

6.1 Nand-Gatter SN 7400

An die Ausgänge der vier Nand-Gatter werden die Eingänge der vier optischen Anzeiger angeschlossen. Die entsprechenden Signalanzeiger müssen gemäß der Funktions*tabelle 1* für dieses Nand-Gatter aufleuchten, wenn ein Eingang oder beide Eingänge eines Nand-Gatters an Nullpotential gelegt werden *(Bild 11)*. *(Fortsetzung folgt)*

Elektronischer Rechner zum Selbstbau

Martin Pfnür

1. Teil

Elektronische Kleinrechner werden heute in einer Vielfalt von Modellen zu teilweise sehr niedrigen Preisen angeboten. Der Selbstbau eines solchen Gerätes stößt meist bei der Beschaffung von Spezialteilen und technischen Unterlagen auf Schwierigkeiten. Im ersten Teil dieser Bauanleitung werden Arbeitsweise und Aufbau eines batteriebetriebenen Taschenrechners beschrieben, der bequem in jede Rocktasche paßt. Die Praxis hat allerdings gezeigt, daß langes Arbeiten mit dem Gerät wegen der kleinen Anzeige etwas unbequem ist. In einer späteren Folge wird deshalb der Selbstbau eines netzbetriebenen Tischrechners mit übersichtlicher Fluoreszenzanzeige behandelt. Für beide Geräte sind vollständige Bausätze zum Preis um 500 DM lieferbar.

Das Gerät, dessen Ansicht das *Titelbild* zeigt, gehört mit seinen Abmessungen von 110 mm × 76 mm × 34 mm und einem Gewicht von 240 Gramm zu den „kleinen" seiner Gattung. Es ist mit dem Einchip-Rechnerbaustein TMS 0105 NC von Texas Instruments bestückt. Neben den vier Grundrechnungsarten Addition, Subtraktion, Multiplikation und Division lassen sich damit im Gegensatz zu vielen auf dem Markt angebotenen Typen auch Konstantfaktor-, Potenz- und Kettenrechnungen ausführen, wobei man wählen kann zwischen Gleitkomma und Fixkomma an beliebiger Stelle. Eingabe und Ergebnis werden achtstellig durch rotleuchtende LED-Anzeigen dargestellt. Eine neunte Stelle ist für das Minuszeichen und eine Überlaufanzeige vorgesehen. Bewußt verzichtet dieser Beitrag auf eine eingehende Beschreibung des Rechnerbausteins; statt dessen nehmen Hinweise für Nachbau und Anwendung des Geräts breiteren Raum ein.

Funktionsmäßiger Aufbau des Geräts

Die in *Bild 1* gezeigte Gesamtschaltung gliedert sich in vier Funktionsgruppen:

1. das Rechenwerk, das vollständig in dem Baustein TMS 0105 enthalten ist;
2. die Anzeige, die aus 7-Segment-LED-Anzeigeeinheiten besteht und durch Treiberstufen vom Rechenwerk gesteuert wird;
3. das Tastenfeld, das Zahlen und Befehle in das Rechenwerk eingibt, und
4. den Taktgenerator, der die für die serielle Rechenweise nötigen Rechteckimpulse liefert, die auch zur Gewinnung der negativen Versorgungsspannung V_{GG} von −6 V verwendet werden.

Zunächst wird die Arbeitsweise des Rechnerbausteins im Zusammenspiel mit den peripheren Schaltungsteilen näher erläutert.

Der Rechnerbaustein

Der standardisierte („festverdrahtete") Baustein enthält auf seinem quadratischen, in MOS-Technik ausgeführten Chip von 6 mm Kantenlänge über 6000 Transistoren und ersetzt etwa 100 einfache integrierte Schaltkreise.

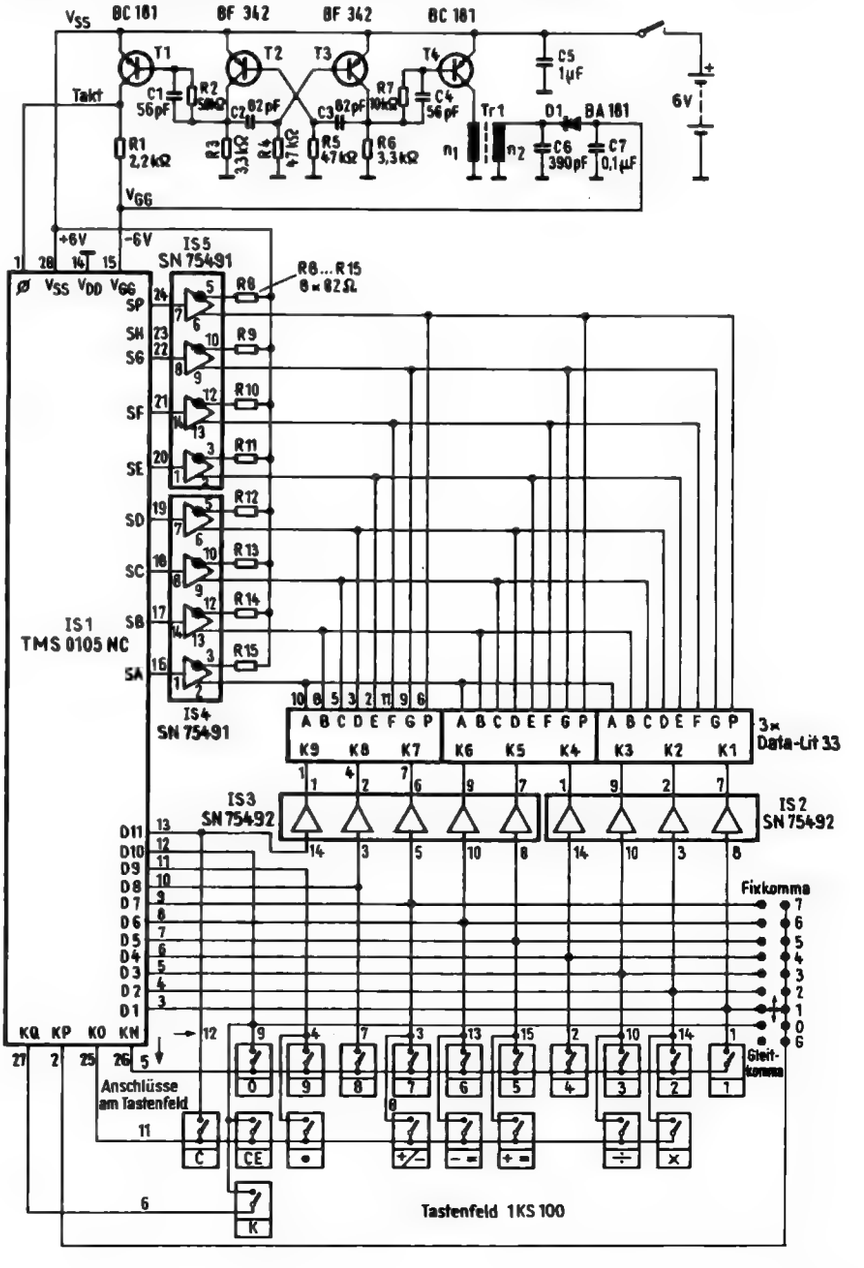


Bild 1. ▶ Gesamtschaltung des Taschenrechners

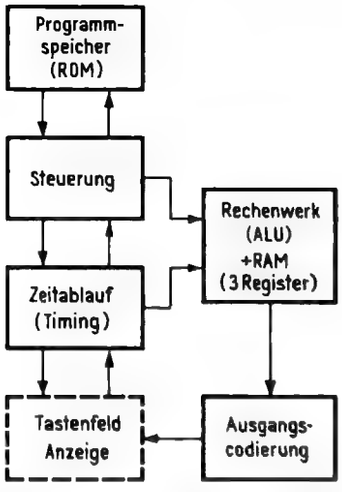


Bild 2. Zusammenspiel der Funktionsgruppen des Rechnerbausteins (schematisch)

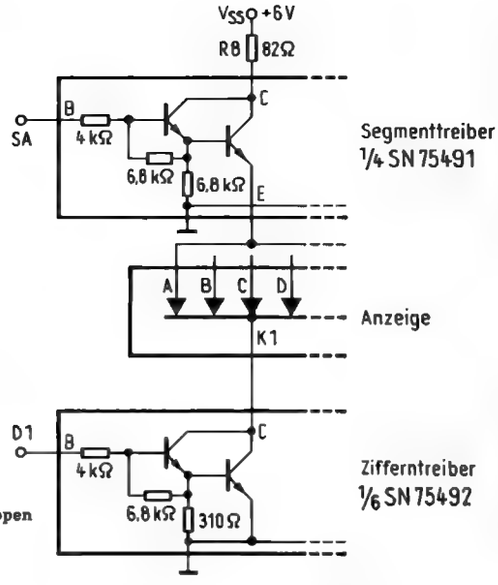


Bild 3. Detailschaltung der Anzeige mit zugehörigen Treiberstufen (für eine Ziffer und ein Segment dargestellt)

Sein Aufbau gliedert sich in:

1. das Rechenwerk und die arithmetische Logikeinheit (ALU) einschließlich einem dreiregisterigen Schreib/Lesespeicher (RAM) mit 182 bit;
2. die Zeitablaufsteuerung (Timing);
3. die Logiksteuerung;
4. einen 3520 bit umfassenden Programmspeicher (ROM) und
5. die Codierung der Ein- und Ausgänge.

Bild 2 zeigt schematisch das Wechselspiel dieser Gruppen.

Besondere Merkmale des Bausteins sind interne Löschung beim Einschalten, Unterdrückung von Vornullen, Verarbeitung positiver und negativer Zahlen, Überlaufanzeige, Dezimalauf- und Abrundung und Schutz der wichtigsten Stelle bei Überlauf. Vier der 28 Anschlüsse dienen der Stromversorgung (0 V, + 6 V, − 6 V, Takt), vier Eingänge übernehmen Rechenbefehle vom Tastenfeld. 11 der 20 Ausgänge für die Anzeigesteuerung sind dank der multiplexen Verschlüsselung auch den Eingängen des Tastenfeldes zugeordnet.

Bausteineingänge und Tastenfeld

Das Tastenfeld kann eine einfache Schaltermatrix von maximal 4 × 11 Tasten umfassen; beim TMS 0105 ist sie jedoch nicht vollständig belegt und enthält 10 Zifferntasten, 7 Tasten für Rechenbefehle, eine Kommataste, eine Taste für die Bestimmung der Rechenart (Konstantfaktor- oder Kettenrechnung), und einen achtstufigen Schalter für die Kommastellung.

Die Ausgänge des Tastenfeldes entsprechen den Schaltkreiseingängen: KN für Zifferneingabe, KO für Rechenbefehle (Operationen), KP für die Kommastellung und KQ für weitere Funktionen.

Eine Serie von 11 Impulsen (Impulsfrequenz 500 kHz) tastet laufend das Tastenfeld ab. Bei gedrückter Taste gelangt der entsprechende Impuls in den Zeitablaufteil des Rechners, wo durch wiederholtes Abfragen Prell- und andere Störimpulse ausgefiltert werden und das Signal auf seinen wahren Informationsgehalt geprüft wird. Nach Unterscheidung zwischen einer Ziffer- oder Befehlsinformation erfolgt gegebenenfalls die Umcodierung der Zifferinformation in BCD-Signale. Über die weitere Verwendung des Registerinhalts erhält die arithmetische Logikeinheit entsprechende Befehle.

Bausteinausgänge und Anzeige

Zweierlei Signale sind zur Steuerung der Anzeige erforderlich. Die eine Gruppe, die auch das Tastenfeld abtastet (Ausgänge D 1...D 11) bestimmt durch Ansteuerung der entsprechenden Katode der LED-Einheit die Stellung der Ziffer in der darzustellenden Zahl. Die zweite Signalgruppe (Ausgänge SA...SP) enthält die Information über die jeweils anzusteuernden Segmente (A...G, Dezimalpunkt P); sich entsprechende Segmente aller Ziffern sind parallelgeschaltet. Die Ziffern werden der Reihe nach so abgetastet, daß (vereinfacht dargestellt) während der Ansteuerung einer Katode für die Dauer des Impulses auch bestimmte Segmente angesteuert werden, wodurch eine Ziffer aufleuchtet. Der darauf folgende Impuls erreicht die nächste Katode; eine gegebenenfalls geänderte Segmentkombination läßt eine andere Ziffer erscheinen. Das Spiel setzt sich bis zur Abtastung aller 9 Stellen fort, um dann von vorne zu beginnen. Die hohe Impulsfrequenz läßt dem Auge ein ruhiges Bild erscheinen. Die Anzeige setzt sich aus 3 GaAsP-Einheiten zu je 3 Ziffern (Höhe 3,2 mm) zusammen. Die Segmente betreiben 2 Schaltkreise vom Typ SN 75491 (IS 4 und 5) mit je 4 gleichartigen Systemen. Die 9 Katoden der Anzeige steuern 2 Schaltkreise vom Typ SN 75492 (IS 2 und 3), deren 12 Systeme nicht alle benötigt sind. Der Aufbau der Treiberstufen und ihre Zusammenschaltung mit den Leuchtdioden der Anzeige geht aus *Bild 3* hervor.

Taktgenerator und Stromversorgung

Ein diskret aufgebauter Multivibrator (T 2 und 3) erzeugt 250-kHz-Rechteckimpulse, die durch T 1 auf eine Höhe von knapp $\pm 6\,V_{ss}$ gebracht und dem Takteingang des Rechnerbausteins zugeführt werden. T 4 treibt den Ferritübertrager Tr 1, wo die 250-kHz-Spannung ebenfalls erhöht wird und nach Gleichrichtung die negative Versorgungsspannung V_{GG} von etwa − 6 V liefert.

Die Rechencharakteristik des LSI-Bausteins

Die Tasten

Die Betätigung der *Zifferntasten* „0", „1", „2"...„9" bewirkt in dem mit der Anzeige gekoppelten Register eine Linksverschiebung um eine Stelle, wobei die zuletzt eingegebene Ziffer an der letzten (kleinsten) Stelle gespeichert wird. Daher werden Zahlen auch in der normalen Schreibweise in den Rechner eingegeben.

Die *Kommataste* „•" wird ebenfalls wie in der normalen Dezimalschreibweise gedrückt; bei Nichtbenutzung bleibt das Komma hinter der letzten Stelle stehen.

Die *Operationstasten* (Rechenbefehle) haben folgende Bedeutung: Die Tasten „±" und „=" führen die zuvor eingegebene Zahl positiv oder negativ in das Rechenwerk ein, sie bewirken also eine Addition oder Subtraktion. Eine eventuell vorausgehende Rechenoperation wird gleichzeitig zu Ende geführt. Die Tasten „×" und „÷" speichern den Multiplikations- bzw. Divisionsbefehl und vollenden ebenfalls eine eventuell vorausgehende Rechenoperation.

Weitere Tasten

„+/−" kehrt das Vorzeichen im Anzeigeregister um (zur Speicherung des Vorzeichenwechsels muß auch „±" gedrückt werden).

„C" löscht alle Register und gespeicherte Rechenbefehle (clear).

„CE" löscht nur das Anzeigeregister. Es wird betätigt, wenn eine fehlerhafte Eingabe gelöscht und berichtigt werden soll. Eine gespeicherte und durch „CE" gelöschte Zahl kann durch „±" wieder ins Anzeigeregister zurückgeholt werden.

Bei nicht gedrückter Taste für Konstantfaktorrechnung „K" wird das Ergebnis eines Rechenvorgangs gespeichert

Tabelle 1. Rechenbeispiele

Bemerkung: Zu Rechnungsbeginn wird der Rechner durch „C" gelöscht.

Vorgang	Aufgabe	Eingabe	Anzeige
Addition Subtraktion Gleitkomma	80,2 + 125,47 − 5,643 =	80,2	80,2
		±	80,2
		125,47	125,47
		±	205,67
		5,643	5,643
		=	200,027
bei Festkomma 2 Stellen			200,03
			(Aufrundung)
Multiplikation	15 × 0,3 × (− 25) =	15	15
		×	15
		,3	0,3
		±	4,5
		×	4,5
		25	25
		=	− 112,5
Division Gleitkomma	100 : 1,5 =	100	100
		÷	100
		1,5	1,5
		±	66,666 666
bei Festkomma 3 Stellen			66,667
			(Aufrundung)
Kette	$\frac{120 + 26{,}3 - 2{,}8}{5} + 6{,}4 =$	120	120
		±	120
		26,3	26,3
		±	146,3
		2,8	2,8
		=	143,5
		÷	143,5
		5	5
		±	28,7
		6,4	6,4
		±	35,1
Konstantfaktor Multiplikation	12 × 8 =	K	0
	12 × 0,002 =	12	12
	12 × (− 220) =	×	12
		8	8
		±	96
		,002	0,002
		±	0,024
		220	220
		=	− 2 640

Vorgang	Aufgabe	Eingabe	Anzeige
Konstantfaktor Division	480 : 0,3 =	K	0
	− 33,6 : 0,3 =	480	480
		÷	480
		,3	0,3
		±	1 600
		33,6	33,6
		=	− 112
Potenzieren mit Übergang zur Ketten- rechnung	5 × 6⁴ = (= 6⁴ × 5)	K	0
		6	6
		×	6
		±	36
		±	216
		K öffnen	216
		±	1 296
		×	1 296
		5	5
		±	6 480
Kette, Konstantfaktor	$\left(\frac{120-26{,}3-2{,}8}{5}+6{,}4\right)^3 =$	K	35,1
		×	35,1
	Weiterrechnen an obigem Beispiel	±	1 232,01
		±	43 243,551

Quadratwurzel nach dem Näherungsverfahren

$$\sqrt[2]{a} = X; \quad X_{(n+1)} = \frac{\frac{a}{X_n} + X_n}{2}$$

Beispiel: $\sqrt{625} = ?$ (= 25)

geschätzt: 24; eingesetzt in obige Gleichung für X_n:

$$X_{(n+1)} = \frac{\frac{625}{24} + 24}{2} = \frac{26{,}041\,666 + 24}{2} = 25{,}020\,833$$

Wiederholung der Rechnung mit 25,020 833 für X_n usw.

für einen eventuell nachfolgenden Schritt; beliebige Folgen der Rechenart mit jeweiliger Anzeige des Zwischenergebnisses sind somit möglich (Kettenrechnung).

Bei geschlossenem Kontakt bleibt ein eingegebener Multiplikand bzw. Divisor im Speicher als Konstante erhalten. Auf diese Weise sind auch Potenzrechnungen möglich. Der Übergang von Kettenrechnung auf Konstantfaktorrechnung ist auch während des Rechenganges durch Betätigung des K-Kontaktes möglich, wobei das Zwischenergebnis als Konstantfaktor festgehalten bleibt. Beim umgekehrten Übergang muß „K" bereits vor dem letzten Rechenschritt mit Konstantfaktor wieder geöffnet werden. (Die „K"-Taste muß nur während des Rechnens gedrückt sein, während der Pausen kann sie losgelassen werden.)

Gleitkomma, Festkomma

Mit dem neunstufigen Kommaschalter kann man wählen zwischen Gleitkomma bei geöffnetem Kontakt (Stellung G) und Festkomma. Die Anzahl der Stellen hinter dem Komma ist dann durch die Schalterstellung (0...7) bestimmt.

Überlauf, Auf- und Abrundung

Eingabeüberlauf tritt auf, wenn mehr Stellen eingegeben werden als das Register speichern kann (> 8). Dieser Zustand wird links durch die Zeichen Ⅽ bzw. Ⅾ (positiver oder negativer Eingabeüberlauf) angezeigt und muß vor dem Weiterrechnen durch Betätigung der Tasten „±", „CE", „±" beseitigt werden. Ein Überlauf während des Rechnungsganges entsteht, wenn das Ergebnis mehr als 8 Stellen vor dem Komma hat und wird durch ⌴ bzw. □ (positiv oder negativ) angezeigt. Da das Komma dabei hinter die 8. Stelle der Ergebniszahl rückt, ist diese mit 10^8 zu multiplizieren. Ein Weiterrechnen ist nicht möglich.

Bei Festkommaeinstellung gelten noch einige Besonderheiten: Enthalten Eingabe oder Ergebnis mehr Stellen hinter dem Komma als der Einstellung entsprechen, so wird die letzte Stelle auf- oder abgerundet. Stehen mehr Stellen vor dem Komma als Platz ist, so wird es soweit als nötig nach rechts verschoben, damit die bedeutendste Stelle geschützt bleibt. (Wird während des Rechnens die Ergebniszahl kleiner, so rückt auch das Komma wieder nach.) Die Rechenbeispiele in *Tabelle 1* sollen diese etwas abstrakten Darstellungen begreiflicher machen. *(Fortsetzung folgt)*

Ing. (grad.) Peter Dahms

Digitaler Drehzahlmesser für Kraftfahrzeuge

Digitale Meßgeräte könnten in begrenztem Umfang in absehbarer Zeit auch im Kraftfahrzeug Eingang finden. Als Beispiel ist hier eine Bauanleitung für einen digitalen Drehzahlmesser wiedergegeben.

Die Anzeige erfolgt mit zwei Ziffernanzeigeröhren in der Einheit (U/min) × 100. Durch Zwischenschalten eines Registers ergibt sich eine ruhige Anzeige. Alle 0,3 s wird der neue Meßwert für wenige Millisekunden eingetaktet.

Die Schaltung

Die zu zählenden Impulse gelangen direkt vom Unterbrecherkontakt U zum Tiefpaß R 3/C 2 *(Bild 1)*. Gleichzeitig wird die mit Ausschwingvorgängen versehene Spannung mit den Z-Dioden D 3 und D 4 beidseitig begrenzt *(Bild 2)*. Zusätzlich wird durch einen Monoflop der Zähleingang Z der IS 2 *(Bild 3)* während der größten Störphase gesperrt. Die zeitbestimmenden Bauteile C 6 und R 15 des Monoflops N 1/N 2 bestimmen in Verbindung mit dem Tiefpaß die höchste anzeigbare Drehzahl. Die Diode D 5 soll einen inversen Betrieb des Transistors T 2 verhindern.

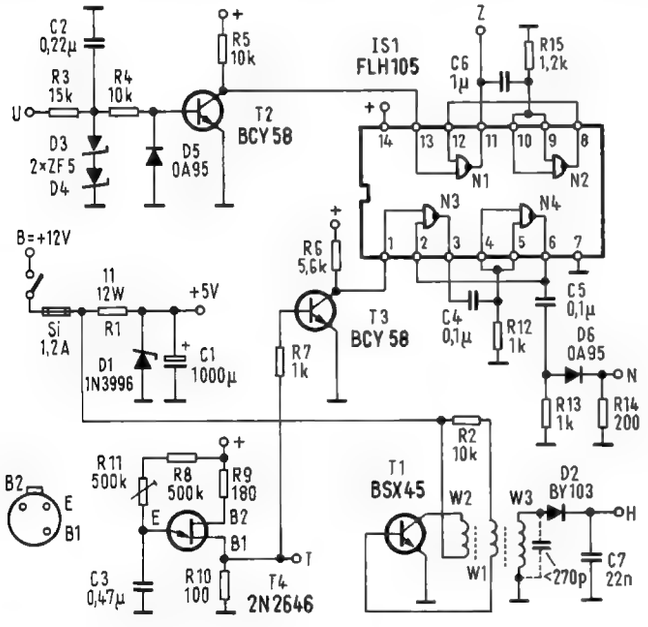
Für den einwandfreien Betrieb des Drehzahlmessers müssen noch Taktimpulse für das Einspeichern des Zählerstandes in das Register und Rückstell- oder Nullstellimpulse zur Löschung des alten Zählerstandes zur Verfügung gestellt werden. Hierzu dient der Taktgenerator mit der Doppelbasisdiode T 4. Der Taktimpuls wird an R 10 abgenommen. Der Nullstellimpuls ist zu verzögern, damit er nicht gleichzeitig mit dem Taktimpuls auf die Schaltung einwirkt. Aus diesem Grunde wird der Taktimpuls nochmals über den Inverter T 3 auf den Monoflop N 3/N 4 gegeben. An R 14 kann man nun den positiv differenzierten Nullstellimpuls an die Rückstelleingänge der Zähler schalten.

Das Zusammenwirken der Zähl-, Takt- und Nullstellimpulse kann man aus *Bild 4* entnehmen. Der Taktimpuls übernimmt zum Zeitpunkt t_1 den Zählerstand der integrierten Schaltungen IS 2 und IS 5 in die Register IS 3 und IS 6. Diesen in die Register übernommenen Zählerstand dekodieren IS 4 und IS 7. Die Zahlröhren Z 1 und Z 2 zeigen ihn an. Zum Zeitpunkt t_2 werden die Zähler IS 2 und IS 5 zurückgestellt. Neu eingezählt wird von t_2 bis t_4. In das Register eingespeichert wird der Zählerstand zur Zeit t_3. Somit ist die Zeit t_2 bis t_3 maßgebend für die angezeigte Drehzahl.

Die Frage nach der Zeitdauer von t_2 bis t_3 muß wie folgt beantwortet werden. Bei einem Viertaktmotor werden pro Umdrehung des Motors zwei Impulse von dem Unterbrecherkontakt abgenommen. Da die Anzeige mit 100 multipliziert wird, ergibt das Verhältnis Anzahl der Impulse zu 0,3 s die Anzeige (U/min) × 100 (t_2 bis t_3 = 0,3 s).

Ein Sperrschwinger erzeugt die Betriebsspannung für die Ziffernanzeigeröhren. Für den Transistor T 1 ist dabei eine ausreichende Kühlung vorzusehen. Die Daten des Transformators sind der Stückliste zu entnehmen. Der in der Stückliste aufgeführte Kondensator C_8 dient der zusätzlichen Siebung der Betriebsspannung für die integrierten Schaltungen. Seine örtliche Lage ist weitgehend abhängig von der Platinenausführung *(Bild 5)*. Gestrichelte Verbindungen in der Platinenzeichnung stellen Lötbrücken dar. Um bei einem Ausfall

◀ Bild 1. Schaltung zur Impulsformung



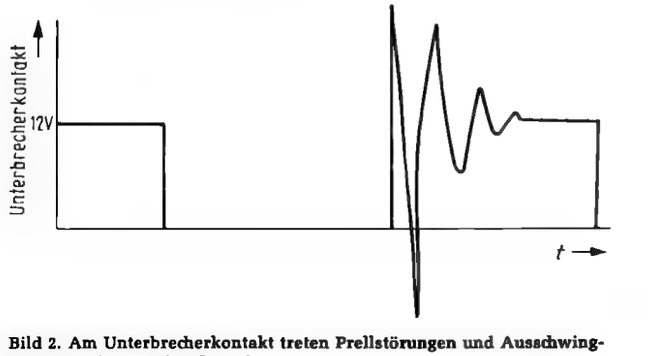


Bild 2. Am Unterbrecherkontakt treten Prellstörungen und Ausschwingvorgänge der Zündspule auf

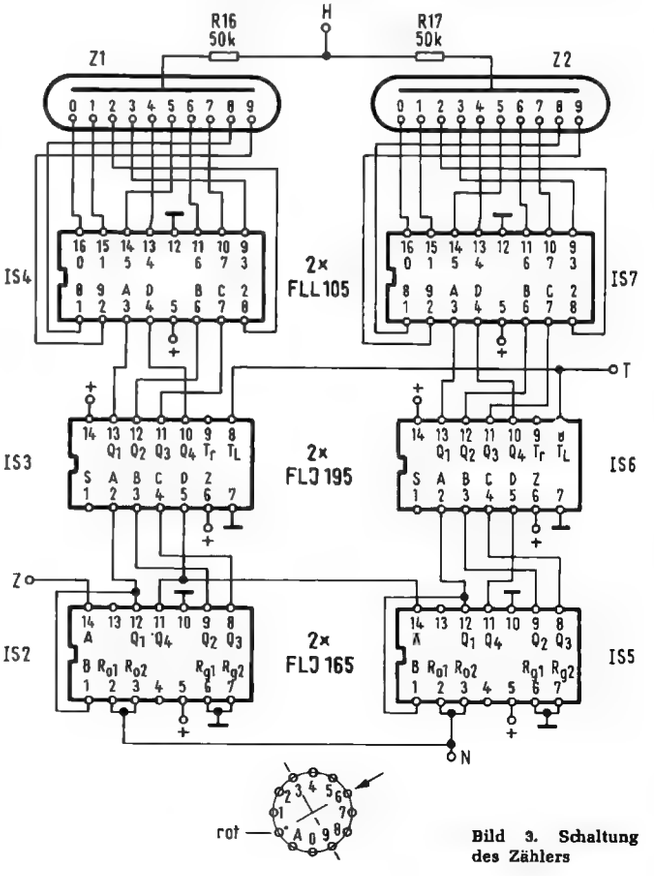
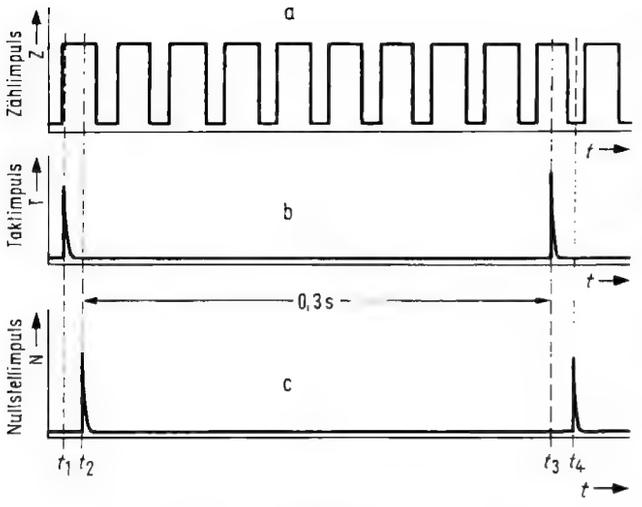
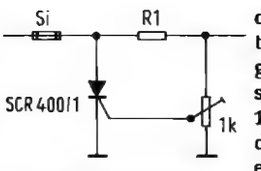


Bild 3. Schaltung des Zählers



◀ Bild 4. Zur Arbeitsweise des Zählers



▲ Bild 6. Schutzschaltung für die Stromversorgung

der Z-Diode D 1 die integrierten Schaltungen zu schützen, sollte die in *Bild 6* gezeigte einfache Schutzschaltung zusätzlich eingebaut werden. Mit dem 1-kΩ-Trimmer wird die Steuerleistung des Thyristors so eingestellt, daß er bei einer Versorgungsspannung von 6 V durchschaltet. Dieser kurze Stromstoß durch den Thyristor läßt die Sicherung Si sofort ansprechen.

Abzugleichen ist der Drehzahlmesser bei der höchsten Drehzahl. Hierzu benutzt man am besten einen RC-Generator, der eine genügende Ausgangsspannung liefert. Bei einer Frequenz von 300 Hz stellt man mit dem Trimmer R 11 die Anzeige auf die Zahl 90. Kann man diese Methode nicht anwenden, so ist eine ausreichende Eichung auch mit einem genauen analogen Drehzahlmesser möglich. Am günstigsten ist jedoch der Abgleich

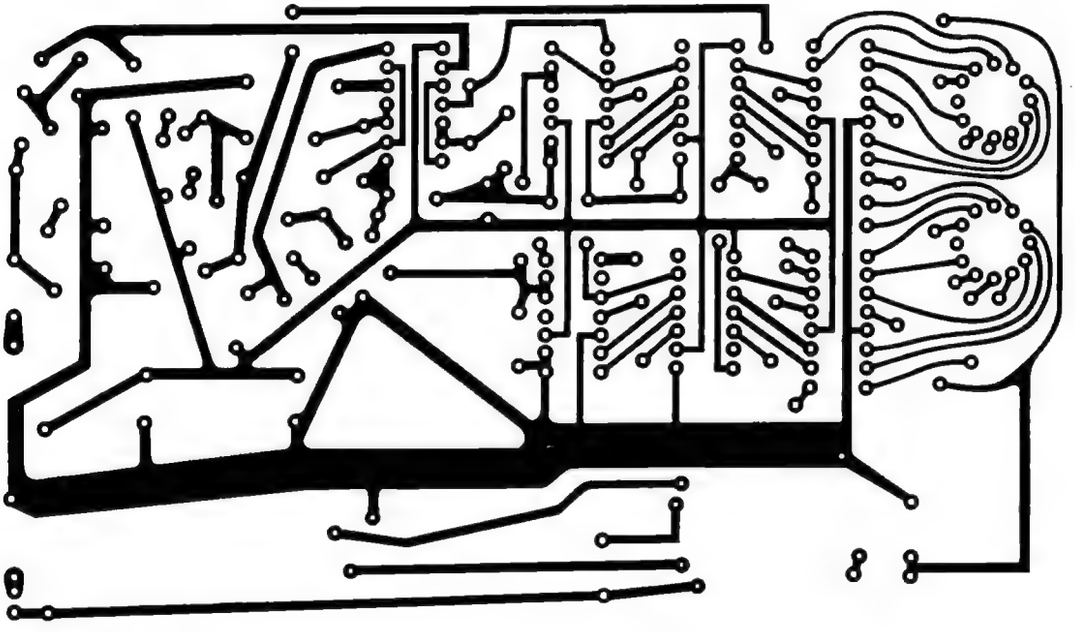
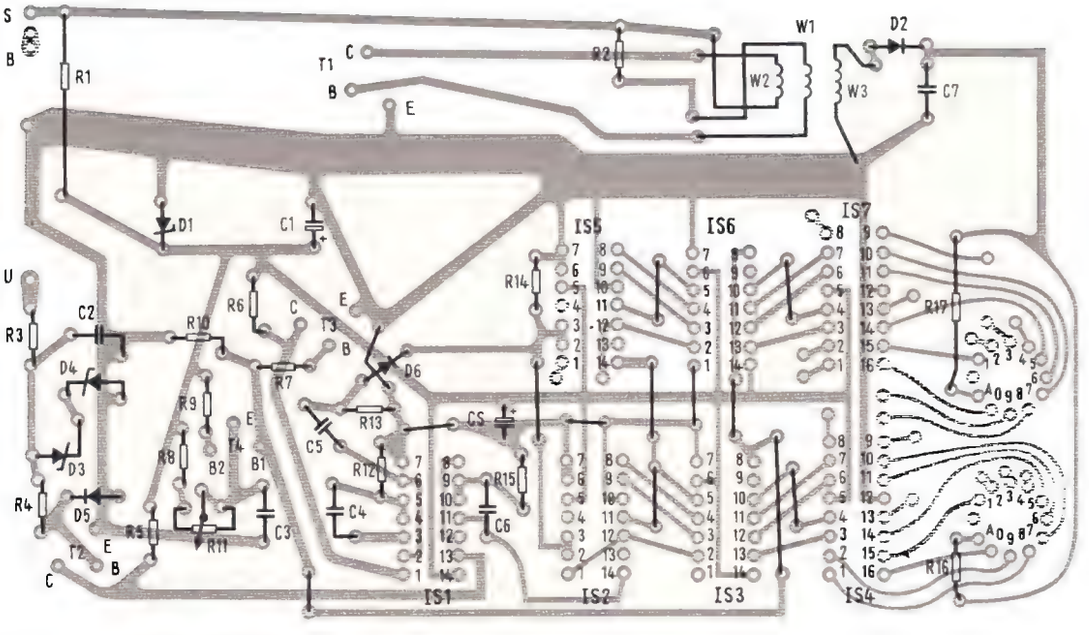


Bild 5. Platine mit Bestückungsplan



mit einem RC-Generator in Verbindung mit einem Frequenzzähler.

Erfahrungen

Getestet wurde der Drehzahlmesser in einem VW 411 LE. Zusätzlich eingebaut war ein analoger Drehzahlmesser, um zwischen diesen beiden Typen vergleichen zu können. Es fiel auf, daß ab einer bestimmten Geschwindigkeit der analoge Drehzahlmesser keine Zunahme der Drehzahl zeigte und auf 5000 U/min stehen blieb. Der digitale Drehzahlmesser hingegen zeigte bei jeder Erhöhung der Geschwindigkeit noch eine weitere Drehzahlzunahme an. Dieses geschah jedoch nur bis zu einer Drehzahl von 5400 U/min und verringerte sich bei einer noch weiteren Geschwindigkeitszunahme auf 4500 U/min. Zurückzuführen ist dieser Effekt auf die Tatsache, daß der Motor schon seine Leistungsgrenze erreicht hatte und hierbei die angebotenen Impulse für die Zählung stark gestört waren.

Während man beim analogen Drehzahlmesser nicht direkt die Zahl, sondern mehr die Weite des Zeigerausschlages beobachtet, wird man bei der digitalen Anzeige gezwungen, die dargebotene Ziffer mit den Daten seines Fahrzeuges in Einklang zu bringen. Man ist deshalb eher geneigt, bei zu niedriger oder zu hoher Drehzahl einen anderen Gang einzulegen.

Im Mustergerät verwendete Spezialteile

Widerstände

R 1	11 Ω / 12 W	R 10	100 Ω / ½ W
R 3	15 kΩ / ½ W	R 16	50 kΩ / ½ W
R 4	10 kΩ / ½ W	R 17	50 kΩ / ½ W
R 9	180 Ω / ½ W		

Kondensatoren

C 1	1000 µF / 6 V	C 5	100 nF / 12 V
C 2	220 nF / 12 V	C 6	1 µF / 12 V
C 3	470 nF / 12 V	C 7	22 nF / 400 V
C 4	100 nF / 12 V	C_S	25 µF / 6 V

Toleranz 10 %.

Halbleiter

T 1	BSX 45	(Siemens)
T 2	BCY 58	(Siemens)
T 3	BCY 58	(Siemens)
T 4	2 N 2646	(Sescosem)
D 1	1 N 3996	(Motorola)
D 2	BY 103	(Intermetall)
D 3	ZF 5,1	(Intermetall)
D 4	ZF 5,1	(Intermetall)
D 5	OA 95	(Valvo)
D 6	OA 95	(Valvo)
IS 1	FLH 105	(Siemens)
IS 2	FLJ 165	(Siemens)
IS 3	FLJ 195	(Siemens)
IS 4	FLL 105	(Siemens)
IS 5	FLJ 165	(Siemens)
IS 6	FLJ 195	(Siemens)
IS 7	FLL 105	(Siemens)

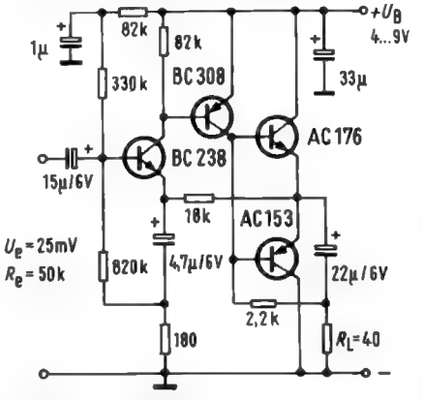
2 japanische Zählröhren

Kühlkörper SK 05 (Fischer Elektronik)
Sperrschwinger: 23 ϕ × 17, Siferrit N 22
w 1 = 20 Windungen, 0,15 mm ϕ CuL
w 2 = 20 Windungen, 2 × 0,15 mm ϕ CuL
w 3 = 400 Windungen, 0,15 mm ϕ CuL

Jean Hamel

Kleiner Nf-Verstärker ohne Ruhestromeinstellung

Besteht für einen Klein-Nf-Verstärker nach dem *Bild* die Forderung nach geringstem Stromverbrauch, Aufwand an Bauelementen als auch geringe bzw. keine Abgleicharbeit, kann z. B. auf eine Ruhestromeinstellung bei der eisenlosen Endstufe verzichtet werden, wenn die Forderungen an einen geringen Klirrfaktor nicht zu groß sind.



Schaltung des kleinen Nf-Endverstärkers

Für eine derartige Endstufe bietet sich selbstverständlich, wegen seiner kleinen Schwellenspannung, der Ge-Transistor besonders an. Die beiden Vorstufen wurden mit den Si-Transistoren BC 238 und BC 308 bestückt. Für den Lautsprecher mußte ein Schwingspulenwiderstand von 40 Ω gewählt werden. Der beschriebene Verstärker kann an eine Betriebsspannung von 4...9 V angeschlossen werden *(Tabelle 1)*, wobei sich die Ausgangsleistung entsprechend ergibt. Der Klirrfaktor bleibt bis zur Nennausgangsleistung von 250 mW (9 V) unter k = 10 % *(Tabelle 2)*.

(Nach Siemens-Halbleiter-Schaltbeispiele 1972.)

Tabelle 1. Ausgangsleistungen bei verschiedenen Betriebsspannungen

U_B	4	5	6	7	9	V
P_a	40	80	114	156	250	mW
U_e	22	25	31	35	42	mV

Tabelle 2. Technische Daten

Betriebsspannung:	5 V (4...9 V)
Stromaufnahme P_a = 0:	1 mA
$P_a = P_{a\,nenn}$:	20 mA
Nennausgangsleistung (k = 10 %, f = 1 kHz):	80 mW
Lastwiderstand:	40 Ω
Nenneingangsspannung:	25 mV
Eingangswiderstand:	≈ 50 kΩ
Leistungsverstärkung:	≈ 65 dB
Spannungsfrequenzgang (– 3 dB, $U_{a\,1000}$ = 0,9 V):	250 Hz bis 45 kHz

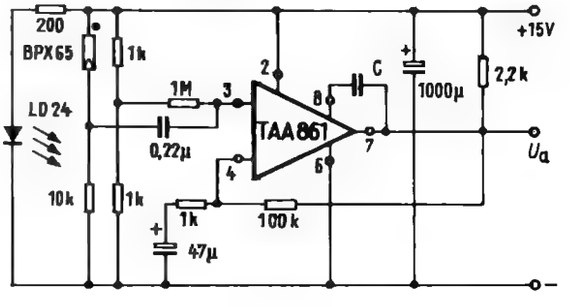
Alfred Hauenstein

Schnelle Lichtschranke

In der im *Bild* gezeigten Schaltung arbeitet als Sender die Siemens-Lumineszenzdiode LD 24. Als Empfänger dient die Fotodiode BPX 65. Mit dem Siemens-Operationsverstärker TAA 861 wird das von der Fotodiode abgegebene differenzierte Signal so verstärkt, daß es auf einem Oszillografen üblicher Empfindlichkeit abgebildet werden kann. Die Anstiegszeit der Schaltung ist von der Größe des Arbeitswiderstandes der Fotodiode und der Grenzfrequenz des Operationsverstärkers abhängig. Aus Stabilitätsgründen muß der Operationsverstärker mit dem Kondensator C beschaltet werden. In der *Tabelle* der technischen Daten ist die Anstiegszeit in Abhängigkeit von C ersichtlich. Mit einem Kondensator C = 16 pF erhält man eine für viele Anwendungen ausreichende Anstiegszeit von 1 µs. Die Messungen wurden vorgenommen, indem die Lumineszenzdiode mit einem Rechteckgenerator hoher Flankensteilheit getastet wurde.

Tabelle der technischen Daten

Betriebsspannung: 15 V
Ausgangsspannung: 200 mV
Durchlaßstrom der Lumineszenzdiode LD 24: 70 mA
Wechselspannungsverstärkung: 40 dB
Anstiegszeit (Verstärker und Fotodiode)
C = 47 pF: 5 µs
C = 16 pF: 1 µs
C = 8 pF: 0,6 µs
C = 5 pF: 0,4 µs
Abstand Lumineszenzdiode-Fotodiode: 20 mm



Schaltung der Lichtschranke

Dipl.-Phys. Johannes Kleemann

Digitalschaltungen in der Praxis

3. Teil

In den ersten beiden Teilen dieser Reihe, die in Heft 14, Seite 529, und Heft 15, Seite 559, erschienen, erläuterten wir die Grundschaltung des Experimentiergerätes. Diese Ausführungen setzen wir nachstehend fort.

Ein verändertes Verhalten des Nand-Gatters SN 7400 kann man beobachten, wenn man die beiden Eingänge einer Nandstufe nicht an die Buchsen A_E bis D_E sondern an A_A bis D_A anschließt.

Werden die zugehörigen Taster nicht betätigt, so liegen die Anschlüsse A_A bis D_A alle auf Nullpotential, d. h. an den Ausgängen des zu prüfenden Nands liegt ein positives Signal an. Die daran angeschlossenen Signallampen leuchten auf. Das Drücken eines einzigen Tasters ändert an dessen Ausgang nach der Funktionstabelle eines Nand-Gatters nichts.

Nur wenn man noch den zweiten Taster drückt, erhält man an den Eingängen E_1 und E_2 des zu prüfenden Nand-Gatters den Zustand 1 1, der den Ausgang auf Null schaltet *(Bild 12)*.

Schließt man nun an den Ausgang dieser Nandstufe noch eine weitere Nandstufe als Inverter an, ergibt sich für diese Schaltung ein einem Und-Gatter ähnliches Verhalten, da jetzt die Signallampe nur aufleuchtet, wenn die Taster | T_A | und | T_B | gleichzeitig betätigt werden.

Sollen mehrere Nand-Gatter vom Typ SN 7400 nacheinander geprüft werden, wird man zweckmäßigerweise die ursprüngliche Prüfschaltung etwas abwandeln *(Bild 13)*.

Bei dieser Schaltung für Serienprüfung werden einfach die Ausgänge der vorhergehenden Nandstufe auf den Eingang des nächsten geschaltet. Damit kann man mit einem einzigen Multivibrator alle vier Nandstufen erfassen. Die vier Signallampen an den Ausgängen müssen bei einem einwandfreien Baustein SN 7400 wechselweise aus- und angehen *(Tabelle 2)*.

In ganz analoger Weise können alle übrigen Nand-Gatter der 74er-Serie geprüft werden (SN 7404, SN 7410, SN 7420, SN 7430 und SN 7440).

Tabelle 2. Abgewandelte Funktionstabelle für die Serienprüfung des Nand-Gatters SN 7400

	Multivibratortakt →							
A_L	0	1	0	1	0	1	0	1
B_L	1	0	1	0	1	0	1	0
C_L	0	1	0	1	0	1	0	1
D_L	1	0	1	0	1	0	1	0

6.2 Nand-Gatter mit offenem Ausgang SN 7401

Bei den Nand-Gattern des SN 7401 sind alle Ausgänge in dem schon besprochenen Sinne „offen". Um diese IS prüfen zu können, müssen somit durch Betätigen eines Vierfachschalters von außen her vier Arbeitswiderstände in die Ausgänge der Gatter eingeschaltet werden. Die früher besprochenen Prüfschaltungen für Nand-Gatter (Bild 11 und Bild 13) können auf diese Weise auch für diesen Baustein SN 7401 angewandt werden.

Zu beachten ist lediglich, daß die Anschlüsse des SN 7401 geringfügig von denen des SN 7400 abweichen.

6.3 Das Nor-Gatter SN 7402

Die Prüfschaltungen für das Nor-Gatter sehen ganz ähnlich aus wie diejenigen für das Nand-Gatter. Der Unterschied in der Prüfung besteht eigentlich nur in den anderen Eigenschaften des Nor-Gatters (vergleiche Tabelle 1 mit *Tabelle 3!*).

Tabelle 3. Funktionstabelle für das Nor-Gatter SN 7402

E_1	E_2	A
0	0	1
0	1	0
1	0	0
1	1	0

Wie man aus der Funktionstabelle des Nor-Gatters erkennt, müsen beide Tasten A und B gedrückt werden, um am Ausgang des Gatters ein positives Signal zu erhalten *(Bild 14)*.

Schließt man dagegen das Nor-Gatter an die Buchsen A_A bis D_A an, liegt zunächst an den Eingängen je ein 0-Signal an.

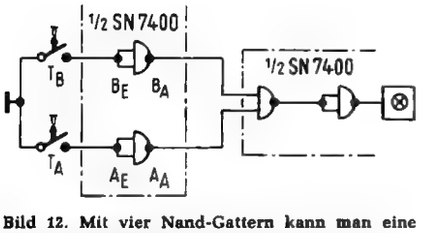


Bild 12. Mit vier Nand-Gattern kann man eine Schaltung aufbauen, die einem Und-Gatter ähnlich ist

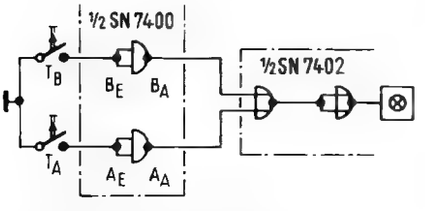
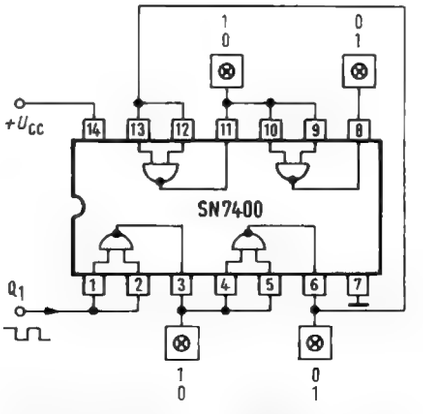


Bild 15. Mit zwei Nor-Gattern und zwei Nand-Gattern kann eine Schaltung mit einem Oder-Gatter ähnlichen Verhalten aufgebaut werden



▲ Bild 13. Schaltung zur Serienprüfung des Bausteins SN 7400

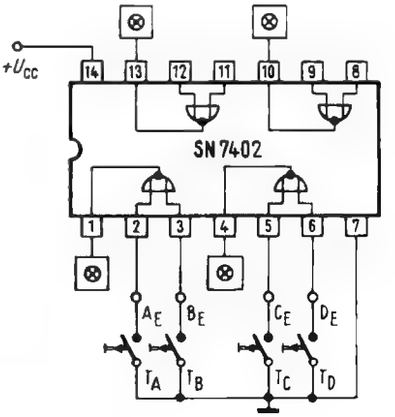


Bild 14. ▲ Prüfschaltbild für die IS SN 7402

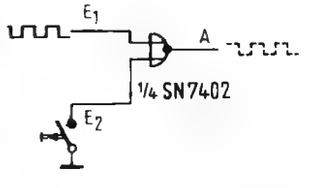


Bild 16. ▶ Prinzip eines elektronischen Schalters, aufgebaut mit einem Nor-Gatter

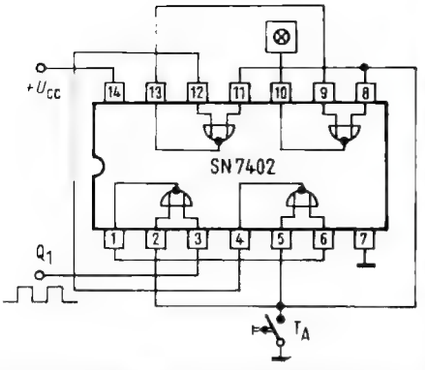


Bild 17. Schaltung zur Serienprüfung der IS SN 7402

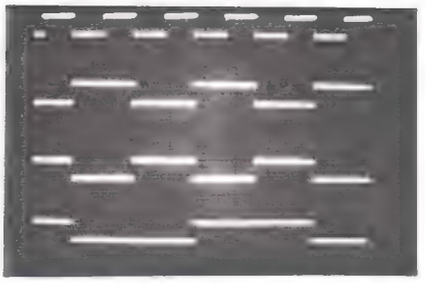


Bild 18. Vierfach-Oszillogramm mit dem Takteingang und den Ausgängen Q_1, $\overline{Q_1}$ und Q_2 des Master-Slave-Flipflops SN 7476

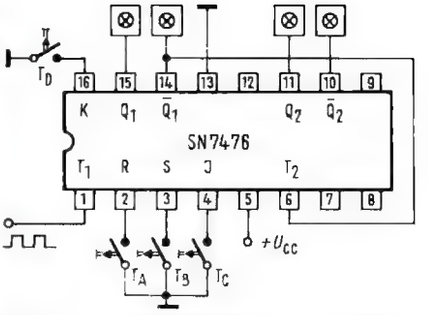


Bild 19. Testschaltung des Master-Slave-Flipflops SN 7476

Damit leuchtet die Signallampe an dem Ausgang des Nor-Gatters auf. Es genügt, wenn man nur eine Taste drückt, um diese zum Erlöschen zu bringen, da nun an den Eingängen die Signale $E_1 = 0$; $E_2 = 1$ anliegen *(Bild 15)*. – Schaltet man nun wieder hinter diese Norstufe eine Inverterstufe, ergibt sich eine Schaltung mit Eigenschaften, die einer Oderstufe ähnlich ist.

Die Schaltung der Serienprüfung des Typs SN 7402 muß gegenüber der Schaltung in Bild 14 etwas abgewandelt werden, da bei den Nor-Gattern zur Signalweitergabe an beiden Eingängen E_1 und E_2 in periodischer Folge je ein Nullsignal anliegen muß.

Das in *Bild 16* an E_1 anliegende Rechtecksignal wird von dem Nor-Gatter nur dann auf den Ausgang A übertragen, wenn man über den Taster dem Eingang E_2 ebenfalls ein Nullsignal zuführt. Diese Schaltung kann als eine Art elektronischer Schalter angesehen werden, da sich hier das Signal von E_1 nach A ohne eine direkte galvanische Kopplung über E_2 durchschalten läßt.

Hieraus ergibt sich für den SN 7402 folgende Serientestschaltung *(Bild 17)*: Alle Eingänge E_1 der vier Nor-Gatter können in dieser Schaltung gemeinsam über den Taster T_A an das Nullpotential gelegt werden.

Die Ausgänge der Norstufen legt man an die Eingänge E_2 der nachfolgenden Stufe. An den Eingang E_2 der ersten Norstufe wird ein Rechtecksignal des Multivibrators angeschlossen. Wenn dieses Signal beim Drücken des Tasters T bis zum Ausgang der letzten Stufe übertragen wird, kann man ganz sicher sein, daß alle vier Norstufen einwandfrei arbeiten.

6.4 Flipflop-Schaltungen

Bekanntlich gibt es verschiedene Arten von Flipflops. Alle lassen sich aber in ähnlicher Weise mit diesem Experimentiergerät auf ihre Funktion überprüfen, so daß hier die Erläuterung der Testmöglichkeiten für einen Master-Slave-Flipflop vom Typ SN 7476 ausreicht.

Die integrierte Schaltung SN 7476 enthält zwei Flipflops mit je einem R-, S-, I- und K-Eingang. Über diese Eingänge können die Zustände an dessen Q- bzw. $\overline{Q}$-Ausgängen beeinflußt werden. Die erste Prüfung besteht darin, daß man dem SN 7476 an seinem Takteingang ein Rechtecksignal zuführt. An seinen Ausgängen Q_1 und $\overline{Q_1}$ muß dann je ein Rechtecksignal mit der halben Frequenz des Eingangssignals entstehen. Die beiden Ausgänge Q_1 und $\overline{Q_1}$ haben zueinander wechselweise einen 1- bzw. 0-Zustand *(Bild 18)*.

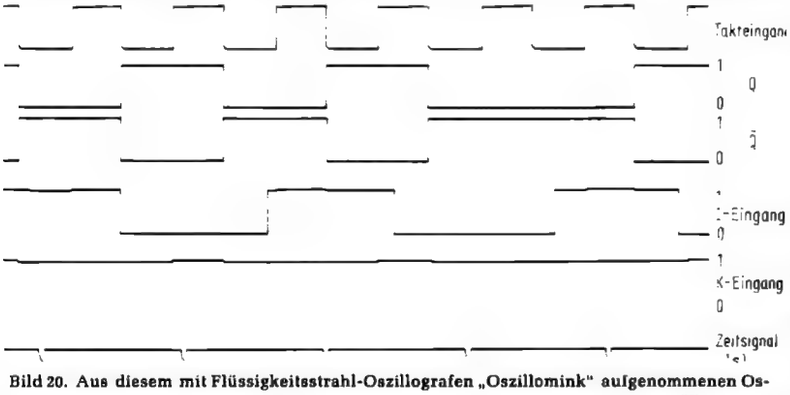


Bild 20. Aus diesem mit Flüssigkeitsstrahl-Oszillografen „Oszillomink" aufgenommenen Oszillogramm erkennt man, wie die I- und K-Eingänge auf die Ausgänge Q_1 und $\overline{Q_1}$ wirken

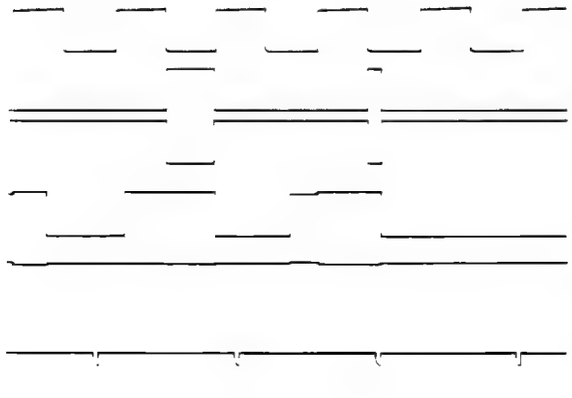


Bild 21. Aus diesem Oszillogramm erkennt man den Einfluß der R- und S-Eingänge auf die Ausgänge Q_1 und $\overline{Q_1}$

Über die R-, S-, I- und K-Eingänge muß es nun beim einwandfrei arbeitenden Baustein SN 7476 möglich sein, einen vorbestimmbaren Zustand für Q bzw. $\overline{Q}$ festzuhalten, obwohl am Takteingang weiterhin ein Rechtecksignal anliegt *(Bild 19)*.

Man stellt bei dieser Prüfung zwischen den R-, S-Eingängen und den I-, K-Eingängen folgende Unterschiede fest:

Wird entweder ein I- oder ein K-Eingang auf Nullpotential gebracht, so läuft die angefangene Periode an Q bzw. $\overline{Q}$ noch zu Ende und bleibt so lange stehen, bis der Taster | T_C | bzw. | T_D | wieder losgelassen wird *(Bild 20)*.

Ein Umschalten der Signalzustände an Q bzw. $\overline{Q}$ mittels der I- und K-Eingänge ist somit auch nur möglich, wenn am Takteingang ein Rechtecksignal vorhanden ist. Ohne dieses Signal am Takteingang bleiben die I- und K-Eingänge ohne Einfluß auf die Ausgänge Q und $\overline{Q}$.

Das Verhalten der R- und S-Eingänge unterscheidet sich von den I- und K-Eingängen dadurch, daß die Signalumschaltung der Ausgänge Q und $\overline{Q}$ beim Betätigen der Taster T_A und T_B sofort erfolgt, ohne daß die angefangene Periode zu Ende läuft *(Bild 21)*. *(Fortsetzung folgt)*

Fernbedienbare Phasenanschnittsteuerung mit FET-Eingang

Helmut Ebersmann

1. Teil

Die hier beschriebene Triac-Schaltung ist sowohl für Handsteuerung als auch für Fernbedienung ausgelegt. Es wurde Wert auf eine einfache Ausführung gelegt.

Mit Triacs lassen sich recht einfache Phasenanschnittsteuerungen aufbauen [1, 2]. Diese weisen jedoch verschiedene Nachteile auf. Oft treten Hysterese- und Anfangssprungeffekte auf. Bei der Fernbedienung stößt man auf Schwierigkeiten, weil die Schaltungen nicht galvanisch vom Netz getrennt sind und das phasenwinkelbestimmende Element meist ein veränderbarer Widerstand ist, der mit keinem Ende an Masse liegt. Aus diesen Gründen wurde für die hier beschriebene Schaltung ein anderes Prinzip angewandt.

Die Schaltung

Die Schaltung ist nach dem Prinzip des synchronisierten Sägezahngenerators aufgebaut. Dabei wird eine Sägezahnspannung erzeugt, die mit jeder abfallenden Flanke den Triac triggert. Ist der Anstieg langsam, wird der Triac erst gegen Ende der betreffenden Halbwelle (oder überhaupt nicht) gezündet. Bei hoher Sägezahnfrequenz wird der Triac sehr früh gezündet. Damit die Sägezahnspannung gleichzeitig mit der Netzspannung anzusteigen beginnt, muß sie mit dieser synchronisiert werden.

Man kann das dadurch erreichen, daß man die Versorgungsspannung des Sägezahngenerators während des Nulldurchgangs der Netzspannung abschaltet. Genauer arbeitet die Schaltung jedoch, wenn man den Kondensator, an dem die Sägezahnspannung erzeugt wird, während des Nulldurchganges kurzschließt. Dann ist nämlich die Entladezeit des Kondensators bedeutend kürzer, und es können kleinere Anschnittwinkel eingestellt werden.

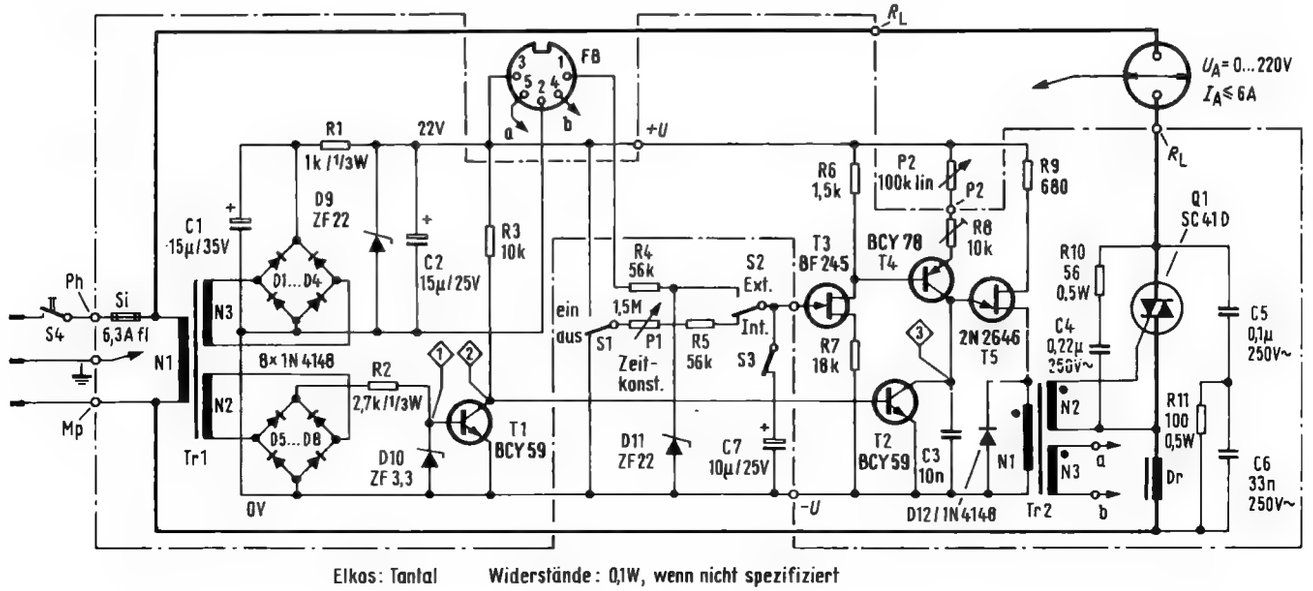
In *Bild 1* ist die Gesamtschaltung der Phasenanschnittsteuerung dargestellt. Aus der Wicklung N 3 des Netztransformators Tr 1 wird mit Hilfe der Dioden D 1...D 4 sowie der dazugehörigen Siebschaltung eine stabilisierte Versorgungsspannung von 22 V gewonnen.

Der Sägezahngenerator besteht aus der Konstantstromquelle mit dem Transistor T 4, dem Kondensator C 3 und dem Unijunktiontransistor T 5, der den Kondensator C 3 bei Erreichen der Schwellspannung entlädt. Der Entladestrom fließt zusammen mit dem in diesem Augenblick einsetzenden Strom über den Widerstand R 9 und durch die Primärwicklung des Zündübertragers Tr 2. Auf der Sekundärseite entsteht dabei ein Zündimpuls, der den Triac zündet. Die Diode D 12 arbeitet als Freilaufdiode, die den Zündübertrager und den Unijunktiontransistor vor Spannungsimpulsen schützt

Zum Betrieb der Konstantstromquelle ist eine bestimmte Basisvorspannung am Transistor T 4 nötig. Diese kann durch Vorwiderstände fest eingestellt werden. Die Sägezahnfrequenz wird dann mit dem Potentiometer P 2 eingestellt.

Macht man die Basisvorspannung variabel, kann man auch mit ihr die Sägezahnfrequenz einstellen. Dabei ist einzusehen, daß diese Vorspannung auch von außen der Schaltung zugeführt werden kann, die Schaltung also fernsteuerbar ist.

Zur Vorverstärkung und Potentialanpassung wurde der Transistor T 3 vorgeschaltet. Um einen möglichst hochohmigen Eingang zu erhalten, wurde hierfür ein Feldeffekttransistor gewählt. Die Drain- und Sourcewiderstände wurden dabei so bemessen, daß bei einer Gatespannung von + 22 V mit dem Potentiometer P 2 ein Phasenanschnittwinkelbereich von > 180°...0° durchfahren werden kann. Verringert man die Gatespannung, so wird dieser Bereich immer weiter eingeengt, bis bei 0 V Gatespan-



Elkos: Tantal Widerstände: 0,1W, wenn nicht spezifiziert

Bild 1. Die Gesamtschaltung

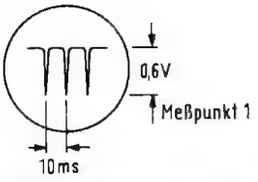


Bild 2. Oszillogramm am Meßpunkt 1

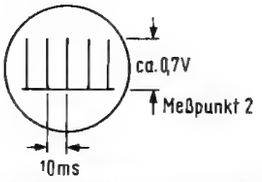


Bild 3. Oszillogramm am Meßpunkt 2

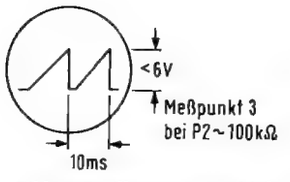


Bild 4. Oszillogramm am Meßpunkt 3 (P 2 = 100 kΩ)

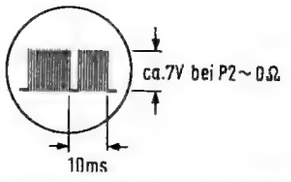


Bild 5. Oszillogramm am Meßpunkt 3 (P 2 = 0 Ω)

nung der Anschnittwinkel $> 180°$ ist, der Triac also nicht mehr zündet.

Die Gatespannung kann mit Hilfe des Schalters S 2 aus der Schaltung (int) entnommen oder von außen (ext) zugeführt werden. Bei internem Betrieb kann man die Spannung mit dem Schalter S 1 ein- (22 V) oder ausschalten (0 V). Man braucht somit zum Ausschalten des Verbrauchers nicht immer das ganze Gerät abzuschalten.

Mit dem Schalter S 3 läßt sich der Kondensator C 7 zuschalten, so daß sich zusammen mit dem Potentiometer P 1 und dem Widerstand R 5 ein RC-Glied ergibt. Bei Lichtsteuerung geht die Beleuchtung langsam aus und an (Anwendung z. B. Heimkino). Die Zeitkonstante ist mit dem Potentiometer P 1 zwischen 0,5 s und 15 s einstellbar. Die Diode D 11 schützt bei externem Betrieb den Transistor T 3 vor Überspannungen.

Die Synchronisation des Sägezahngenerators erfolgt über die Transistoren T 1 und T 2. Die Synchronisationsspannung wird über die Gleichrichterbrücke D 5...D 8 gewonnen. An der Z-Diode D 10 entsteht dabei eine geklippte 100-Hz-Halbwellenspannung. Das Oszillogramm ist in *Bild 2* dargestellt. Der Transistor T 1 bewirkt eine Verstärkung und eine Phasendrehung um 180°, so daß an seinem Kollektor Nadelimpulse von 10 ms Abstand entstehen (Oszillogramm *Bild 3*), die über Transistor T 2 den Kondensator C 3 periodisch entladen.

Bild 4 zeigt die Spannung am Kondensator C 3 bei kleinem Ladestrom. Die Spannung steigt linear an, wird aber vor Erreichen der zum Zünden des Unijunktiontransistors nötigen Spannung kurzgeschlossen. Es erfolgt keine Zündung des UJT und des Triacs. In *Bild 5* ist der entgegengesetzte Fall dargestellt. Der Kondensator wird mit dem maximalen Strom geladen, lädt sich also sehr schnell auf. Der UJT zündet ständig in kurzen Abständen. Der Triac zündet bei der ersten Zündung des Unijunktiontransistors. Die weiteren Impulse sind belanglos.

Mit dem Vorwiderstand R 8 wird der maximale Ladestrom eingestellt. Der Ladestrom sollte nicht größer sein als der Strom, bei dem die Sägezahnfrequenz erreicht wird, mit der der Triac zum frühest möglichen Zeitpunkt zündet.

In der Praxis wird der Ladestrom wie folgt eingestellt: Man stellt den Vorwiderstand R 8 auf 10 kΩ ein und macht P 2 zu Null. Am Lastwiderstand wird ein Oszillograf angeschlossen, auf dem die angeschnittene Sinuskurve zu sehen ist. Nun wird R 8 so lange verkleinert, bis das angeschnittene Stück ein Minimum erreicht. Im Idealfall wird die Sinuslinie überhaupt nicht mehr angeschnitten. Steht kein Oszillograf zur Verfügung, stellt man den Strom so ein, daß ein am Lastwiderstand angeschlossenes Voltmeter maximalen Ausschlag zeigt.

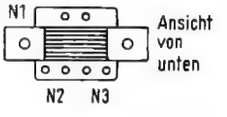
Beim Messen mit dem Oszillografen ist darauf zu achten, daß seine Masseleitung erdfrei ist. Ist das nicht der Fall, kann es bei ungünstiger Steckerpolung zu Kurzschlüssen kommen, die den Triac zerstören. Am besten speist man den Oszillografen oder die Schaltung aus einem Trenntransformator. Es erweist sich als sinnvoll, schon beim Experimentieren die Sicherung Si 6,3 A *flink* einzusetzen. Eine mittelträge oder träge Sicherung *stirbt* langsamer als der Triac.

Die Hf-Entstörung

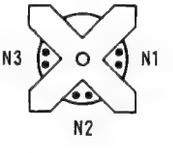
Da Triacs bekanntlich sehr steile Einschaltflanken erzeugen, die Einschaltzeiten liegen in der Größenordnung 1...2 µs, entstehen beachtliche Störungen, besonders im Lang- und Mittelwellenbereich. Die Störungen reichen zwar nicht in die UKW- und Fernsehfrequenzen hinein, sie müssen jedoch durch geeignete Siebmittel unterdrückt werden [2, 3]. Die Drossel Dr (etwa 200 µH) bildet zusammen mit den Kondensatoren C 5 und C 6 einen Tiefpaß. Außerdem ist es günstig, die Schaltung in ein geerdetes Metallgehäuse einzubauen. Zu beachten ist, daß die Drossel den vollen Laststrom aushalten muß.

Das RC-Glied R 10, C 4 mildert die beim Steuern induktiver Lasten auftretenden Spannungsspitzen. Überschreitet die Spannungsanstiegsgeschwindigkeit nämlich einen bestimmten Wert, zündet der Triac auch ohne Zündimpuls. Die Daten der Drossel und der Transformatoren sind in *Tabelle 1* zusammengestellt.

Tabelle 1. Daten der Drosseln und Transformatoren



Tr 1
EI 30 wechselseitig
N1 6700 Wdg. 0,04 CuL (220V)
Isolation (3x Tesafilm)
N2 760 Wdg. 0,04 CuL (25V)
Isolation (1x Tesafilm)
N3 914 Wdg. 0,07 CuL (30V)
Anschlüsse mit 0,3 CuL herausgeführt



Tr 2
Kreuzkern X22-00-3H1
3 Wicklungen in 3 Kammern
N1 = N2 = N3 = 60 Wdg. 0,2 CuL

Dr
Kreuzkern X 30-00-3H1
10 Wdg. 1,5 CuL
ohne Wickelkörper

(Fortsetzung in Heft 19)

Martin Pfnür

Elektronischer Rechner zum Selbstbau

2. Teil

Mechanischer Aufbau des Taschenrechners

Das Gerät ist untergebracht in einem zweiteiligen Aluminiumgehäuse (*Bild 4*). Das Unterteil trägt den Batteriehalter für die vier Mignonzellen, die zusammen 6 V liefern. Der Aus/Ein- und der Kommaschalter liegen an der Vorderseite. Im Gehäuseoberteil sind das Tastenfeld und die doppelseitig geätzte Platine montiert, die die übrigen Bauteile trägt. Auf ihrer Bestückungsseite (*Bild 5*) ist unten der Taktgenerator angeordnet. Der Rechnerbaustein liegt zentral, benachbart von den Segment- und Katodentreibern. Darüber erkennt man die Lötanschlüsse der rückseitig montierten Anzeige. Das Tastenfeld ist eine geätzte Platine mit den in Bild 1 angegebenen inneren Verbindungen und 15 Ausgängen. Oberseitig ragen flache Drahtkontakte heraus, die von gewölbten Metallplättchen, den

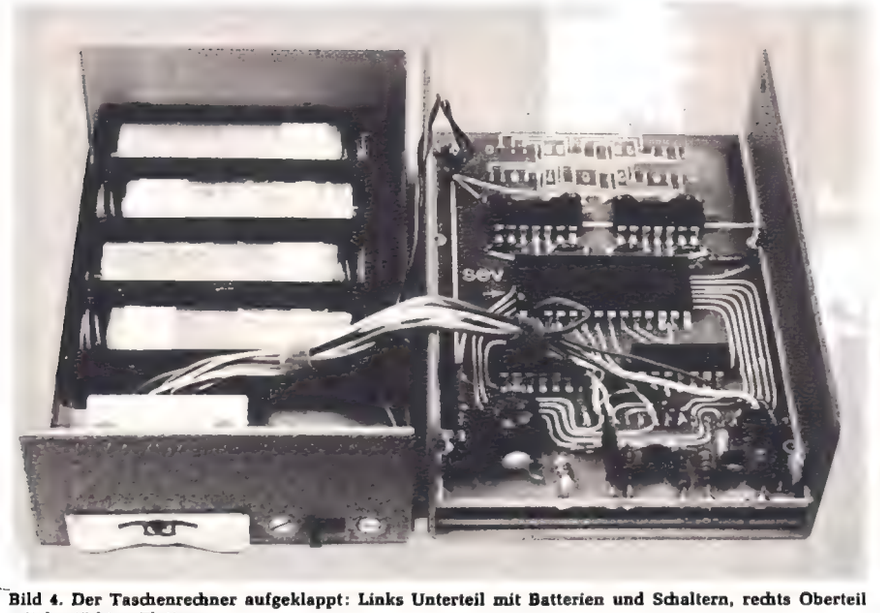


Bild 4. Der Taschenrechner aufgeklappt: Links Unterteil mit Batterien und Schaltern, rechts Oberteil mit bestückter Platine

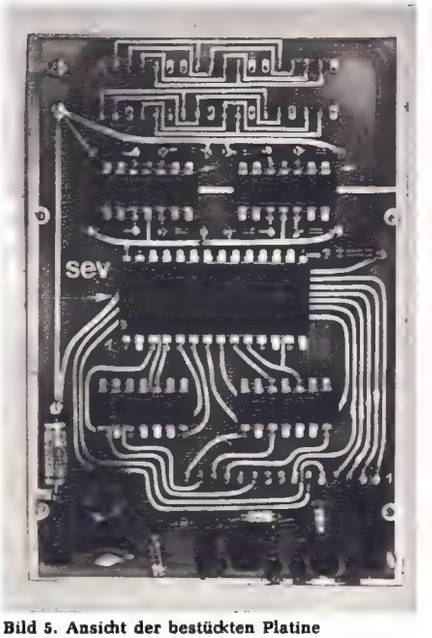


Bild 5. Ansicht der bestückten Platine

Bild 6. Lötseite der Platine mit eingelöteter Anzeigeeinheit und montiertem Tastenfeld

Tasten, überdeckt sind. Beim Durchdrükken eines Plättchens, d. h. Betätigen der Taste, wird der Kontakt zwischen den Drahtenden hergestellt. Dank dieser neuartigen Bauweise hat das Tastenfeld eine Höhe von nur 2,5 mm. Die Anschlußfolge am Tastenfeld entspricht auch der Reihenfolge auf der Platine; beide sind im Abstand von 5 mm voneinander montiert und durch ein 15adriges Flachkabel miteinander verbunden. Den Aufbau des Tastenfeldes und seine Lage unterhalb der Anzeige verdeutlicht *Bild 6*.

Hinweise für Zusammenbau und Inbetriebnahme

Die mit 0,8-mm-Löchern gebohrte Platine *(Bild 7a, b)* wird entsprechend *Bild 8* – mit Ausnahme des Rechnerbausteins – bestückt. *Bild 9* zeigt die Anschlußschemata der integrierten Schaltungen und der Anzeige, um das Verfolgen der Schaltungsanordnung zu erleichtern. Die Lötarbeiten an den schmalen Lötaugen erfordern natürlich ein feines Niederspannungs-Lötgerät und viel Sorgfalt. Flußmittel und Zinnmenge sollen knapp bemessen sein. Der Übertrager wird unter Zwischenlage eines Isolierplättchens auf der Platine festgeklebt (z. B. mit Uhu-plus) und durch eine M-2-Messingschraube zusätzlich fixiert. Alle Bauteile, an die zu beiden Seiten der Platine Leitbahnen führen, werden beidseitig verlötet. Die ober- und unterseitigen Anschlüsse für das Tastenfeld werden durch je eine eingelötete Drahtbrücke miteinander verbunden. Die Länge des Flachkabels zwischen Platine und Tastenfeld muß vor dem Verlöten exakt bemessen werden, damit beide Teile richtig übereinander liegen. Die Anzeigeelemente werden vor dem Einlöten fluchtend und ohne Zwischenraum ausgerichtet; sie sollen genau in den vorgesehenen Gehäusedurchbruch passen und nicht unter- oder überstehen. Das angelötete Tastenfeld kann nun nach Einsetzen der Schrauben für die Befestigung der Platine in das Gehäuse eingeschoben und durch einige Klebestellen befestigt werden.

Vor der Montage der Platine überzeugt man sich ohne eingelöteten Rechnerschaltkreis, daß beim vorsichtigen Anlegen der Versorgungsspannung erstens keine Ziffer leuchtet, zweitens der Taktgenerator Rechteckimpulse von etwa 250 kHz liefert, drittens die negative Versorgungsspannung unbelastet 9...12 V beträgt und viertens die Stromaufnahme bei etwa 18 mA liegt. Nach Einlöten des Rechnerbausteins steigt die Stromaufnahme auf etwa 70 mA. An letzter Stelle muß nun eine Null erscheinen. Durch neunmaliges Drücken der „8"-Taste kontrolliert man, ob alle Ziffern und Segmente aufleuchten. Gegebenenfalls ist nach einer fehlenden Lötstelle oder einer Leitbahnunterbrechung zu suchen. Die maximale Stromaufnahme beträgt etwa 200 mA.

Nachdem die einwandfreie Arbeitsweise des Gerätes überprüft und die Platine montiert worden ist, verbindet

Tabelle 2.
Im Mustergerät verwendete Bauteile

Halbleiter (Texas Instruments)

1 × TMS 0105 NC
2 × SN 75491
2 × SN 75492
2 × BF 342
2 × BC 181
1 × BA 181

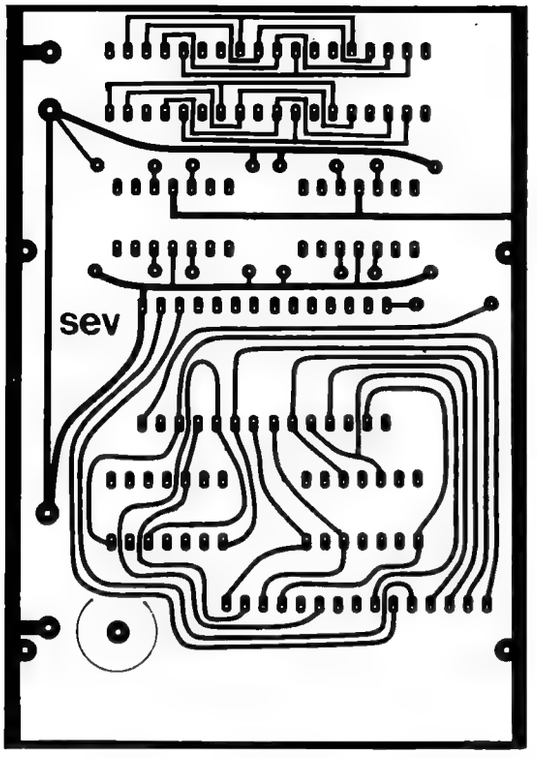
Anzeige (Litronix, Vertrieb: Spezial Electronik GmbH)
3 × Data Lit 33

Tastenfeld (Texas Instruments)
1 × 1 KS 100

Übertrager (Siemens)
Schalenkern 11 mm ⌀ × 7 mm; AL 160
BN B 65531 – L 0160 – A 028
n_1 = 40 Wdg. 0,2 CuL; n_2 = 50 Wdg., 0,2 CuL

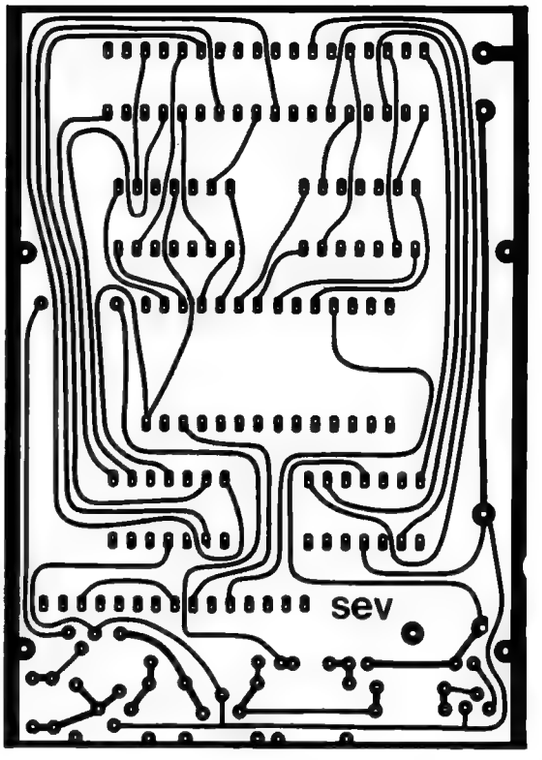
Stufenschalter (Contraves AG)
Typ M 010

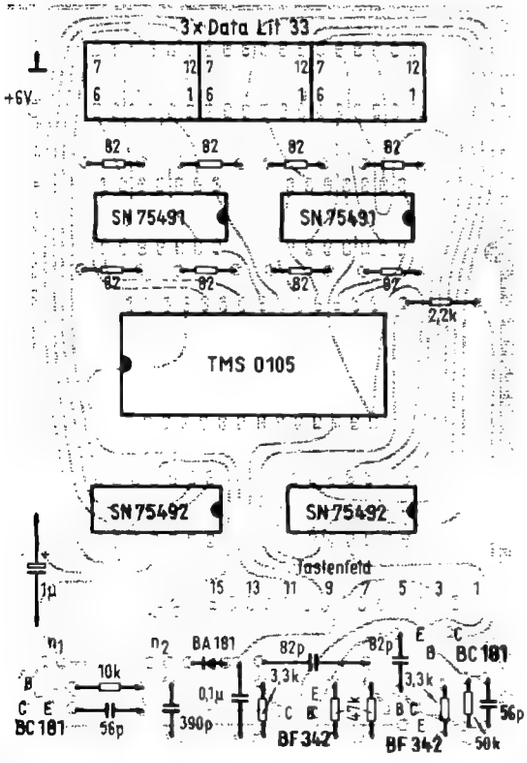
Ein vollständiger Bausatz für das Gerät einschließlich ausführlicher Montageanleitung kann bezogen werden von der Firma Schwille Electronics.



◄ Bild 7a. Platine, Bestückungsseite

Bild 7b. ► Platine, Lötseite





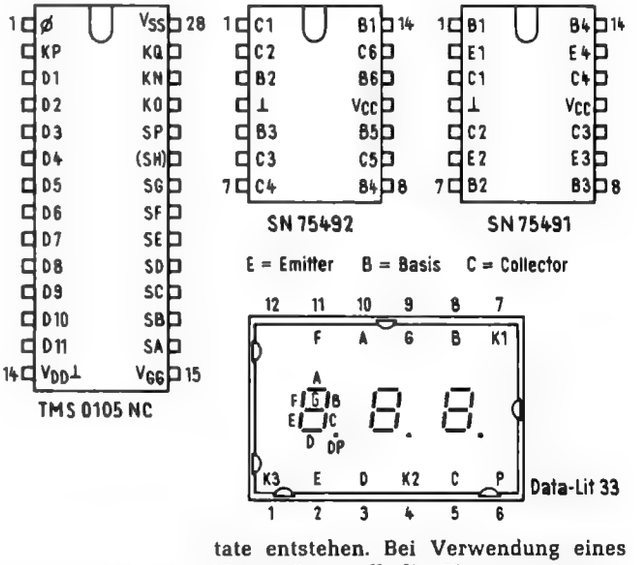


Bild 9. ▲ Pinbelegung der integrierten Schaltungen und der Anzeige (von oben gesehen)

◄ Bild 8. Bestückungsplan

man den Kommaschalter durch dünne Litzen mit der Platine (vgl. Bild 4; die Anschlußfolge ist Bild 1 zu entnehmen). Wer sich neben dem Gleitkomma mit nur einer oder zwei Festkommapositionen begnügen will, kann einen einfachen Schiebeschalter mit zwei oder drei Schaltstellungen verwenden. Die Lage des Kommas hängt dann davon ab, mit welcher Ziffer bzw. Taste der Schalter verbunden wird.

Nunmehr ist der Rechner betriebsbereit. Zur Schonung der Batterien soll nach Rechnungsende gleich abgeschaltet werden; rechtzeitiges Erneuern der Batterien ist wichtig, da unter 5 V Fehlresultate entstehen. Bei Verwendung eines Netzgerätes soll die Versorgungsspannung wegen einer möglichen Überlastung der Anzeige unter 8 V bleiben. Vor Lötarbeiten ist das Netzgerät vorsorglich zur Vermeidung halbleiterschädlicher Fehlerströme stets abzutrennen.

(S. 703)

Literatur

[1] Bulletin CB 143 von Texas Instruments sowie weitere Firmenunterlagen.

[2] *Harrung, H.*: Ein Taschenrechner zum Selbstbau. ELEKTRONIK 1972, Bd. 21, H. 8, S. 283.

[3] *Bürgel, E.*: Aufbau und Wirkungsweise eines Tischrechners. ELEKTRONIK Bd. 21, H. 2, S. 57; H. 3, S. 90; H. 4, S. 131.

(Fortsetzung folgt)

Dipl.-Phys. Johannes Kleemann

Digitalschaltungen in der Praxis

4. Teil

In den ersten drei Teilen beschrieben wir zunächst das Grundgerät und begannen dann mit den Versuchsschaltungen.

6.4 Flipflop-Schaltungen *(Fortsetzung)*

Die R- und S-Eingänge (Master) sind gegenüber den I- und K-Eingängen (Slave) bevorrechtigt. Wird ein Zustand an den Q- bzw. $\overline{Q}$-Ausgängen durch einen I- oder K-Eingang festgehalten, so kann dieser Zustand jederzeit durch Betätigen der Taster an den R- und S-Eingängen verändert werden.

Das Umschalten der Signalzustände an den Q und $\overline{Q}$ ist über die R-, S-Eingänge auch ohne Rechtecksignal am Takteingang möglich.

In ähnlicher Weise wie den Master-Slave-Flipflop SN 7476 können auch die anderen Flipflops der 74er-Serie getestet werden (SN 7470, SN 7472, SN 7473 und SN 7474).

6.5 Zählschaltungen SN 7493

Durch Hintereinanderschalten mehrerer Flipflopstufen erhält man Zähler, die im Dualzahlensystem zählen können. Die Zahl der aufeinanderfolgenden Stufen bestimmt, bis zu welcher Zahl gezählt werden kann.

Mit 1 Flipflopstufe bis $2^1 = 2$
2 Flipflopstufen bis $2^2 = 4$
3 Flipflopstufen bis $2^3 = 8$
4 Flipflopstufen bis $2^4 = 16$
5 Flipflopstufen bis $2^5 = 32$
n Flipflopstufen bis 2^n

In dem vorliegenden Zähler SN 7493 sind vier Flipflops enthalten, so daß man hiermit von 0 bis 15 zählen kann.

Die *Prüfschaltung* für diesen Zähler ist in *Bild 22* wiedergegeben. Hierbei stellt man fest, daß der Zähler nur dann arbeitet, wenn entweder die Taster T_A, T_B oder $T_A + T_B$ geschlossen sind und hierüber diese Eingänge an Nullpotential gelegt werden. Dieser Zähler hat, wie man hieraus erkennt, für Steuerzwecke einen Nand-Eingang.

Schließt man an die Ausgänge A bis D anstelle der Signallampen einen Oszillografen mit vier Eingangskanälen an, erhält man ein Vierfachoszillogramm, aus dem unmittelbar die Zählweise dieser integrierten Schaltung abgelesen werden kann *(Bild 23)*.

Innerhalb einer Zählperiode wechseln sich am A-Ausgang insgesamt acht 0- bzw. 1-Signale ab, am B-Ausgang sind es nur noch vier 0-Signale und vier 1-Signale, am Ausgang C sind es zwei 0-Signale und zwei 1-Signale, am Ausgang D ein 0-Signal und ein 1-Signal, die sich innerhalb einer Zählperiode abwechseln.

Wenn man die Funktions*tabelle 4* mit dem Vierfachoszillogramm vergleicht *(Bild 24)*, kann man diesen Zusammenhang gut erkennen. Somit kann man über dieses Vielfachoszillogramm den Code mit dem dieser Zähler arbeitet sofort ablesen. Der Zähler SN 7493 arbeitet im sogenannten Binär-Code, gemäß *Tabelle 4*.

Tabelle 4. Funktionstabelle der Zählerschaltung SN 7493

	A	B	C	D
0	0	0	0	0
1	1	0	0	0
2	0	1	0	0
3	1	1	0	0
4	0	0	1	0
5	1	0	1	0
6	0	1	1	0
7	1	1	1	0
8	0	0	0	1
9	1	0	0	1
10	0	1	0	1
11	1	1	0	1
12	0	0	1	1
13	1	0	1	1
14	0	1	1	1
15	1	1	1	1

In genau derselben Weise kann man auch bei anderen Zählerbausteinen aus dem Vierfachoszillogramm die zugehörigen Funktionstabellen ablesen.

Werden die beiden Nand-Eingänge der IS SN 7493 an zwei Ausgänge desselben Zählers angeschlossen, so schaltet dieser Zähler auf Null zurück, sobald an diesen Ausgängen je ein 1-Signal anliegt. Man kann somit diesen Zähler so schalten, daß er nicht mehr bis zur Zahl 15, sondern nur noch bis zu einer Zahl, die kleiner als 15 ist, zählt.

In unserem Experimentierbeispiel (Bild 23) werden die Nand-Eingänge des Zählers SN 7493 an dessen Ausgänge C und D angeschlossen. Damit schaltet der Zähler beim Er-

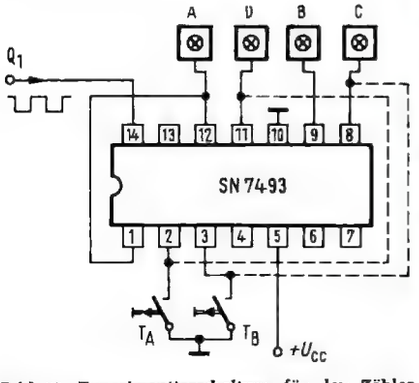


Bild 22. Experimentierschaltung für den Zähler SN 7493. Die gestrichelten Linien geben die Verbindungsleitungen an, um aus dieser IS einen Zähler von 0–11 zu machen.

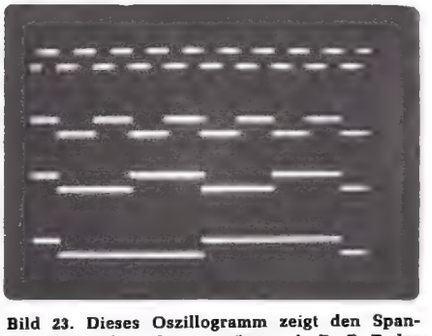


Bild 23. Dieses Oszillogramm zeigt den Spannungsverlauf an den Ausgängen A, B, C, D des Bausteins SN 7493. Aus diesem Oszillogramm kann unmittelbar die Funktionstabelle dieses Zählers abgelesen werden. Bei diesem Vierfach-Oszillogramm und all den folgenden, entspricht der oberste Kurvenzug dem Ausgang A, dann folgt B, C und D.

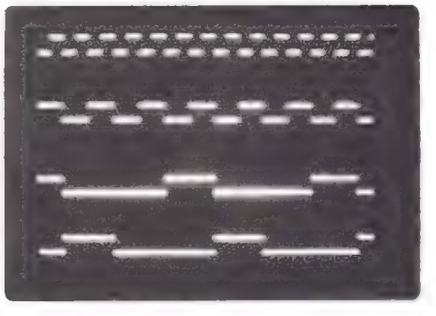
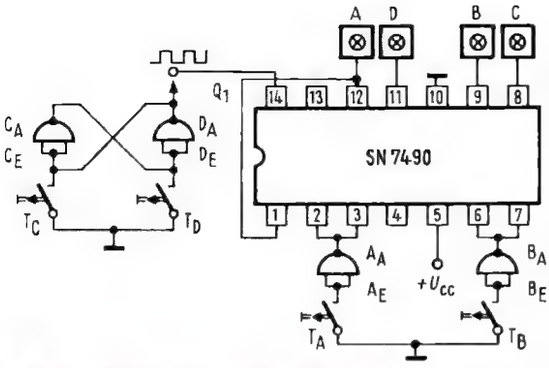


Bild 24. Dieses Vierfach-Oszillogramm ist ebenfalls an den Ausgängen A, B, C und D abgenommen. Man erkennt, daß der Zähler SN 7493 nur noch von 0 bis 11 zählt.



◀ **Bild 25. Experimentierschaltung für den Zähler SN 7490. An den Zählereingängen kann entweder ein Rechteckgenerator oder für manuelle Weiterschaltung ein prellfreier Schalter angeschlossen werden**

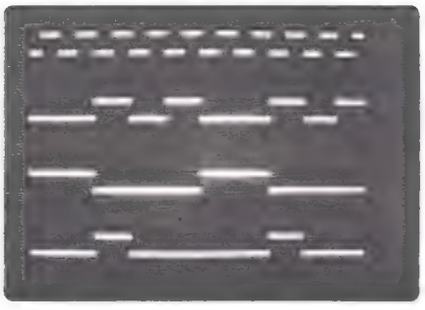
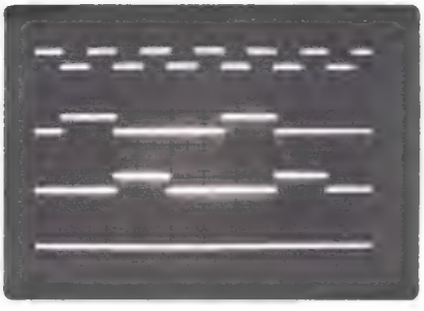
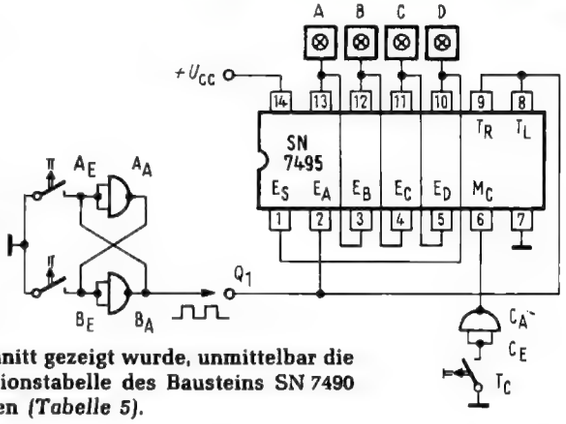


Bild 26. ▶ Dieses Vierfach-Oszillogramm wurde an den Ausgängen A, B, C und D des Zählers SN 7490 abgenommen



◀ **Bild 27. Dieses Oszillogramm wurde an den Ausgängen A, B, C, D des Zählers SN 7492 abgenommen**

Bild 28. ▶ Experimentierschaltung für das Schieberegister SN 7495. Auch bei dieser IS kann an dessen Takteingang entweder ein Rechteckgenerator oder ein prellfreier Schalter angeschlossen werden



reichen der Zahl 12 (0011) auf Null zurück und beginnt eine neue Zählperiode.

Aus dem hieraus abgeleiteten Vierfachoszillogramm erkennt man, daß diese Zählschaltung mit dem Baustein SN 7493 tatsächlich nach zwölf Zählschritten eine neue Zählperiode beginnt (Bild 24).

Je nachdem, an welche Ausgänge A, B, C oder D man die beiden Nand-Eingänge anschließt, ergeben sich Zählperioden von verschiedener Länge.

6.6 Dekadischer Binärzähler SN 7490

Mit dieser IS wurde ein Zählerbaustein geschaffen, der praktisch für jede Zähldekade benötigt wird. Auch in diesen integrierten Schaltungen sind, wie beim Typ SN 7493, vier Flipflops enthalten. Die Umschaltung beim Erreichen der Zahl 9 (1001) auf Null ist bei diesem Baustein, im Gegensatz zum Typ SN 7493 schon intern durchgeführt. Ferner besitzt aber dieser Baustein noch zwei Nand-Gatter mit je zwei Eingängen, mit deren Hilfe sich der Zähler von außen her entweder auf Null oder Neun setzen läßt.

In der in *Bild 25* gezeigten Versuchs- und Prüfschaltung kann der Zähler auf dreierlei Arten betätigt werden:

6.6.1 Über einen prellfreien Schalter

Würde man anstelle des prellfreien Schalters einen normalen Taster zum Weiterschalten des Zählers verwenden, so würde dieser infolge der auftretenden Prellschläge nicht um eine, sondern um mehrere Zahlen weiterspringen.

6.6.2 Über den eingebauten 2-Hz-Multivibrator

Die Frequenz dieses Multivibrators ist so ausgewählt, daß man über die optischen Signalanzeiger den Zählvorgang gut beobachten kann. Die Signallampen zeigen die jeweiligen Zahlen im Binär-Code an.

6.6.3 Über den eingebauten 5-kHz-Multivibrator

Wird dieser Multivibrator an den Eingang des Zählers angeschlossen, kann an den Ausgängen A, B, C und D ein Oszillograf mit vier Eingangskanälen angeschlossen werden.

Aus dem mit dieser Einrichtung gewonnenen Vierfachoszillogramm *(Bild 26)* läßt sich, wie schon im vorhergehenden Abschnitt gezeigt wurde, unmittelbar die Funktionstabelle des Bausteins SN 7490 ablesen *(Tabelle 5)*.

Tabelle 5. Funktionstabelle des dekadischen Binärzählers SN 7490

	A	B	A	C
0	0	0	0	0
1	1	0	0	0
2	0	1	0	0
3	1	1	0	0
4	0	0	1	0
5	1	0	1	0
6	0	1	1	0
7	1	1	1	0
8	0	0	0	1
9	1	0	0	1

Durch das Betätigen der Taster T_A bzw. T_B kann der Zähler von jeder beliebigen Zahl aus auf Null bzw. Neun zurück- bzw. vorgestellt werden.

Da der Zähler SN 7490 nur arbeitet, wenn die Eingänge 2, 3 bzw. 6, 7 auf Nullpotential liegen, kann er über die Eingänge 2, 3 auch bei anderen Zahlen, sobald dort zweimal die 1 auftritt, zurückgestellt werden (z. B. bei 3, 5, 6 und 9).

6.7 Der Zähler SN 7492

Auf ganz analoge Weise kann auch der Zähler SN 7492 getestet werden. Dieser Zähler ist intern so geschaltet, daß er beim Erreichen der Zahl 6 (0110) auf Null zurückschaltet *(Bild 27)*.

6.8 Das Schieberegister SN 7495

Das Schieberegister SN 7495 mit den vier Ausgängen (A bis D) enthält ebenfalls wie der dekadische Zähler SN 7490 vier Flipflops. Diese Flipflops sind jedoch so miteinander verbunden, daß an den Ausgängen positive 1-Signale im Takt der am Signaleingang angelegten Rechteckspannung von A nach B nach C und nach D weitergeschoben werden. Dann beginnt die Durchlaufperiode wieder von Neuem.

Dieses Verhalten des Schieberegisters kann mit der in *Bild 28* gezeigten Schaltung experimentell nachgeprüft werden.

(Fortsetzung folgt)

Elektronischer Rechner zum Selbstbau

Tischmodell für Netzbetrieb

Martin Pfnür

Nachdem wir in den letzten beiden Heften über den Selbstbau eines Taschenrechners berichteten, bringen wir nachstehend die Bauanleitung eines Tischrechners, der gegenüber dem erstgenannten Modell entscheidende Vorteile aufweist. Damit verbunden ist auch ein höherer Aufwand. Trotzdem ist der Bausatz nur unwesentlich teurer.

Bei dem in den beiden vorausgehenden Heften beschriebenen Taschenrechner wurde besonderes Augenmerk auf geringes Gewicht und kleine Abmessungen gerichtet. Dafür waren einige Kompromisse hinsichtlich der Bequemlichkeit beim Arbeiten mit dem Gerät notwendig. In der Praxis wurden folgende ungünstige Eigenschaften des Taschenrechners erkannt:

1. Die LED-Anzeige ist wegen ihrer Kleinheit und Kontrastschwäche bei hellem Licht schwer abzulesen.
2. Zur Schonung der Batterie soll der Rechner auch während kürzerer Pausen abgeschaltet werden; ein festgehaltenes Ergebnis geht damit natürlich verloren. Die Batterien sind laufend zu überwachen.
3. Die Oberfläche des Tastenfeldes ist nicht unterteilt; es ist daher ungeeignet für blindes Bedienen, wie es bei routinemäßigem Arbeiten die Regel ist.

Diese Mängel haften dem *Tischmodell* des elektronischen Rechners nicht an. Da die einschränkende Forderung nach geringen Abmessungen entfällt, wurde als hervorstechendes Merkmal die Anzeige vergrößert und übersichtlicher gestaltet. Sie besteht aus neun nebeneinander montierten, hellgrün fluoreszierenden 7-Segment-Leuchtzifferröhren. Die Ziffern selbst sind 12 mm hoch und bieten auch bei heller Beleuchtung noch ausreichenden Kontrast. Für die Tastatur dient ein komfortableres Modell mit leichtgängigen Drucktasten und einer Edelstahlabdeckung. Diese Änderung wurde übrigens auch beim Taschenrechner vorgenommen. Die K-Taste ist bereits als Schiebeschalter ausgebildet. Da für das Tischmodell nur Netzbetrieb vorgesehen ist, entfällt auch die Sorge um die Batterien. Die Abmessungen des fertigen Gerätes, das in *Bild 1* dargestellt ist, betragen 200 mm × 130 mm × 37 mm. Dank der geringen Bauhöhe ist eine bequeme, ermüdungsfreie Bedienung möglich.

Die Schaltung

Wie der Taschenrechner, enthält auch der Tischrechner den MOS-Schaltkreis TMS 0105 NC. Prinzipieller Aufbau und Funktionsweise beider Modelle sind daher gleich. Die Gesamtschaltung des Tischgerätes ist in *Bild 2* gezeigt. Im folgenden werden nur die abgeänderten Schaltungsteile, also der Anzeigeteil und die Stromversorgung, näher erklärt.

Die Anzeige

Für die Anzeige wurden wegen ihrer übersichtlichen Ablesbarkeit die Leuchtzifferröhren DG 12 H (Itron, Japan) gewählt, die nach dem Prinzip der Braunschen Röhre arbeiten. Von der direkt geheizten Katode (0,8 V/85 mA) emittierte Elektronen passieren ein Gitter und treffen auf den Leuchtschirm, der hier in acht Felder (sieben Segmente + Dezimalpunkt) mit separaten Anschlüssen unterteilt ist. Das System ist untergebracht in einem Glaskolben von 13,5 mm Durchmesser.

Die Beschleunigungsspannung zwischen Katode und Leuchtschirm richtet sich bei Impulsbetrieb nach dem Tastverhältnis. Bei der kurzen hier vorliegenden Impulslänge von etwa 1/15 der Periodendauer ist zur Erzielung einer ausreichenden Helligkeit die maximal zulässige Spannung von 50 V erforderlich. Da die Katoden (Heizer) aller Röhren gemeinsam auf −50 V festliegen, muß die Hell-/Dunkelsteuerung der einzelnen Röhren durch wechselndes Gitterpotential erfolgen: Die Röhre ist gesperrt, wenn das Gitter auf Katodenpotential liegt; sie leuchtet, wenn es Segmentpotential annimmt. Die Gitter werden gesteuert durch Treiberstufen, bestehend aus je einem Transistor BC 177 und einer vorgeschalteten Komplementärstufe mit dem Typ BC 107, die auch die Anpassung an die MOS-Schaltung besorgt. Ähnlich wie die Gittertreiber

Bild 1. Ansicht des fertigen Tischrechners

sind auch die Treiberstufen für die Segmente aufgebaut. Integrierte Treiber sind wegen der hohen Betriebsspannung und der zu starken Belastung der MOS-Ausgänge nicht verwendbar.

Die Arbeitsweise der seriellen Abtastung wurde bei der Beschreibung der LED-Anzeige eingehend erläutert. Von den Segmentausgängen SA...SP des Rechnerschaltkreises ausgehende positive Impulse öffnen die im Ruhezustand gesperrten Treibervorstufen und damit auch die Treiber, die über die zugehörigen Segmente Strom fließen und diese aufleuchten lassen. In gleicher Weise werden auch die Gitter gesteuert: Jeder positive Impuls von D 1...D 8, D 11 des MOS-Bausteines öffnet für die Dauer seiner Länge das zugehörige Transistorpaar, wobei das Gitterpotential von etwa − 45 V auf + 6 V springt und ein kurzes Aufleuchten der Röhre, d. h. der momentan stromführenden Segmente bewirkt. Der darauffolgende Steuerimpuls macht dann die nächste Röhre bei gegebenenfalls geänderter Segmentkombination stromführend usw.

Die Widerstände R 7...R 14 und R 31 bis R 39 belasten die MOS-Ausgänge in vorgeschriebener Weise, während die Basisvorwiderstände R 15...R 22 und

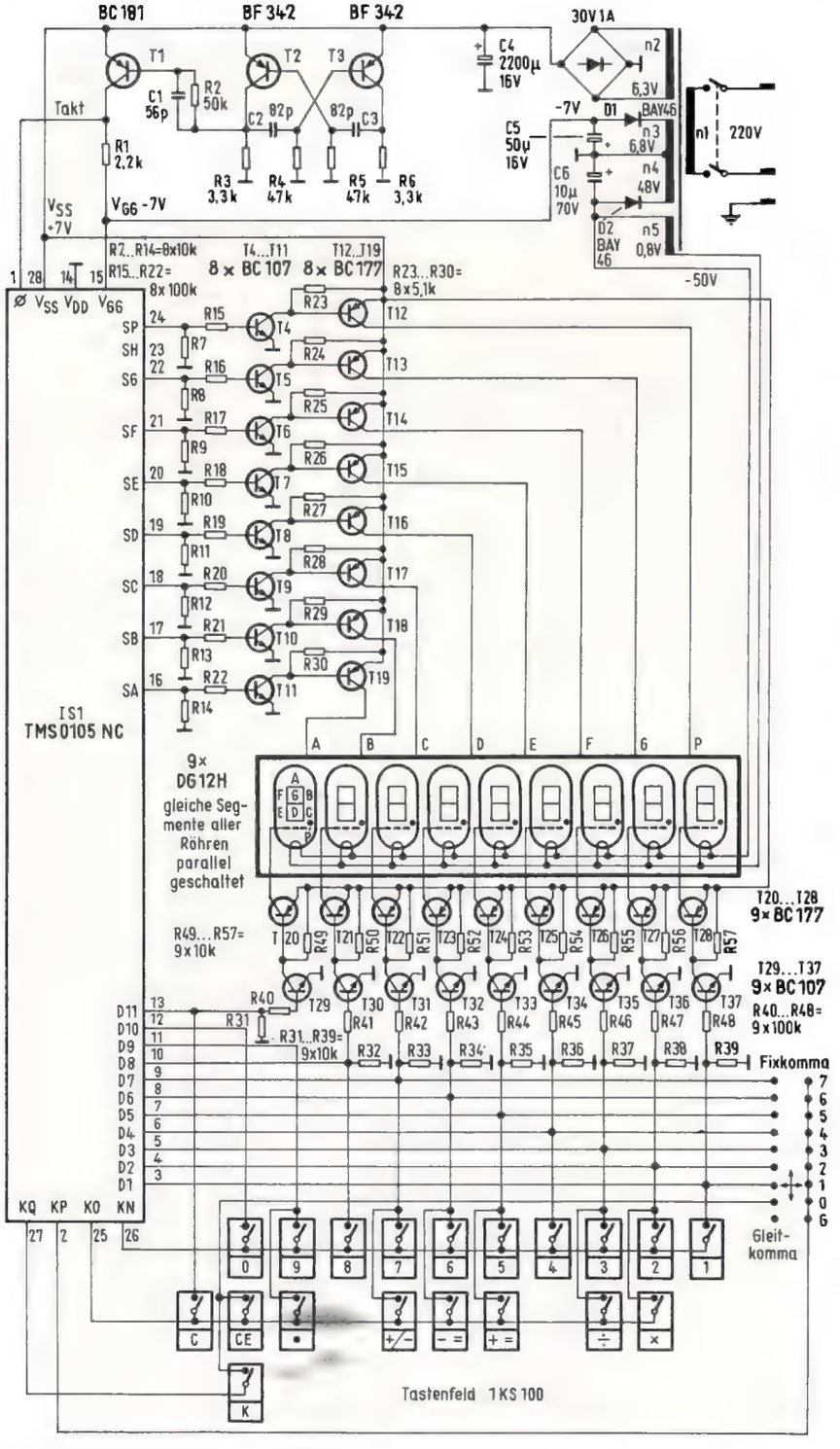


Bild 2. Gesamtschaltung des Tischrechners

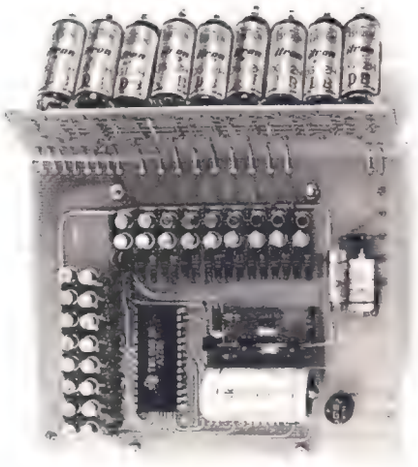


Bild 3. Bestückte Hauptplatine mit abgewinkelter Anzeigeeinheit

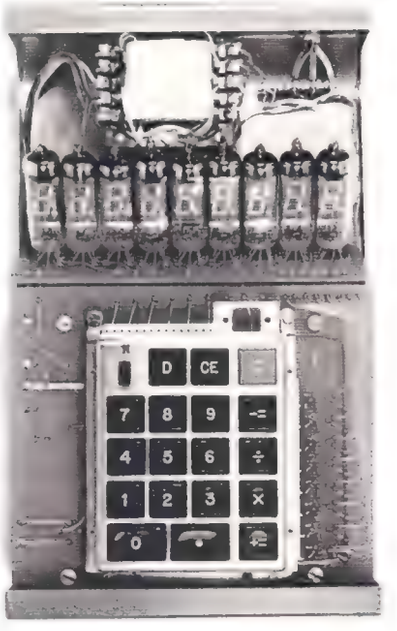
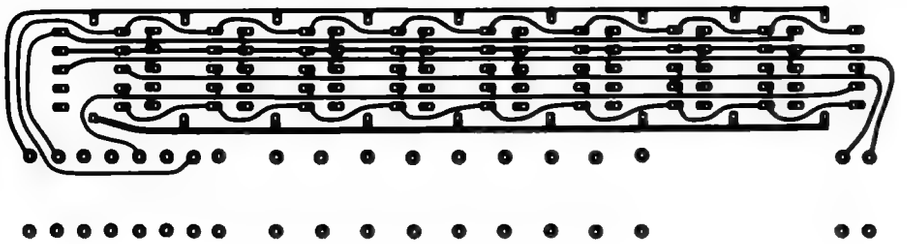
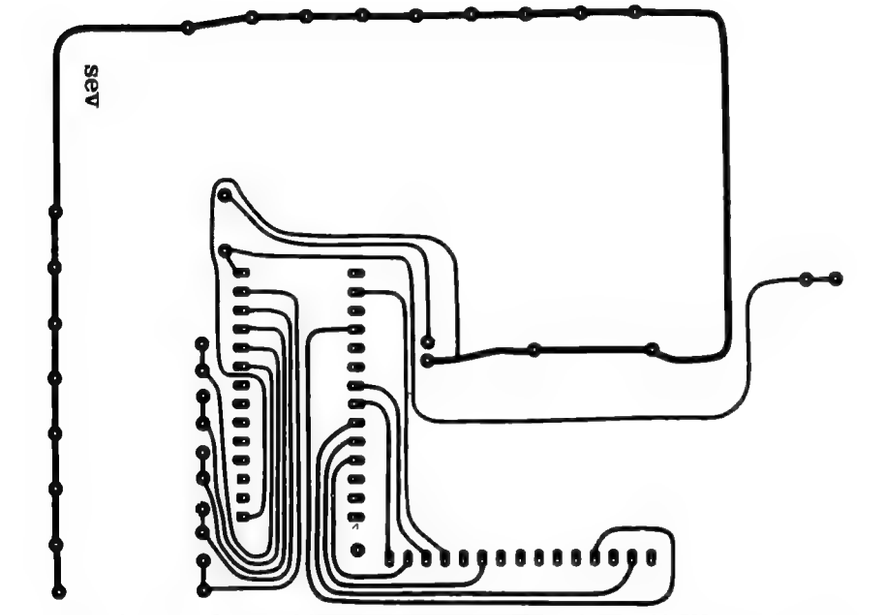
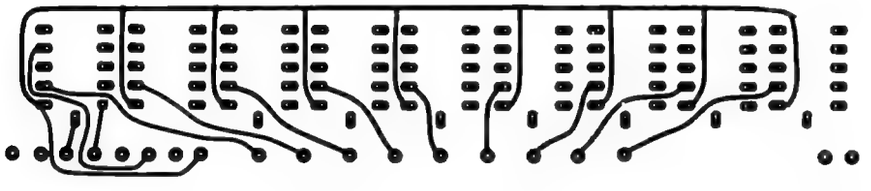


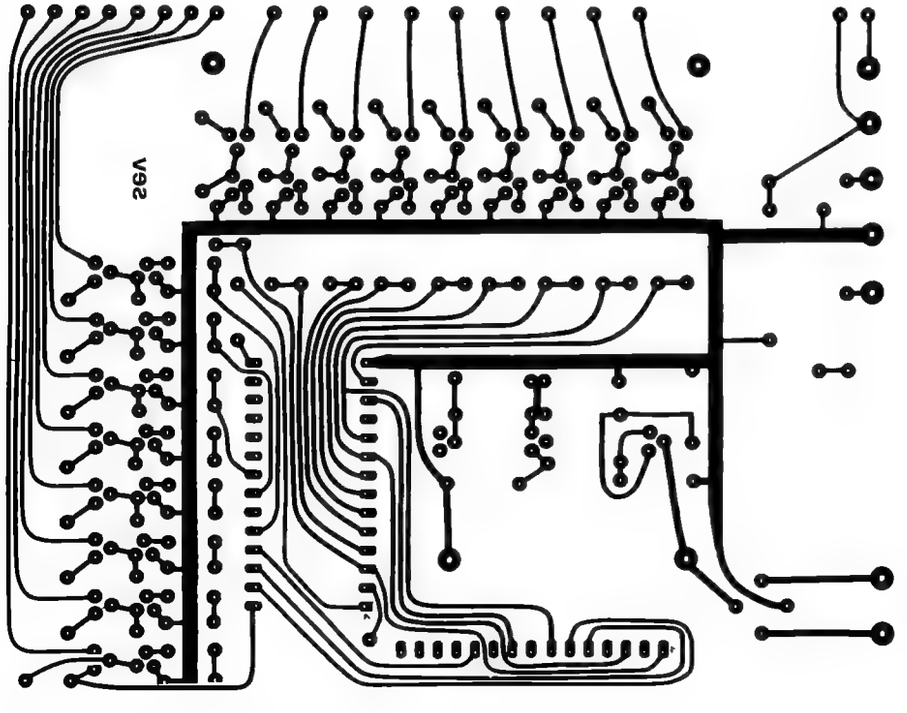
Bild 4. Gehäuse-Unterteil mit fertig montiertem Rechner. Man erkennt die Hauptplatine mit aufmontiertem Tastenfeld und abgewinkelter Anzeigeeinheit. Dahinter liegt der Netztrafo. Vorne links der Kommaschalter, rechts der Netzschalter







◄ Bild 5a. Platine Bestückungsseite (beim Anzeigeteil Lötseite)



◄ Bild 5b. Platine Lötseite (beim Anzeigeteil Bestückungsseite)

R 40...R 48 die Transistorströme begrenzen.

Der Netzteil

Dank des relativ weiten Bereiches der zulässigen Versorgungsspannungen von 6...8 V für den MOS-Schaltkreis und der ebenso wenig kritischen Spannungen für Treiberstufen und Anzeigeröhren ist eine Stabilisierung entbehrlich. Ein M-42-Transformator liefert die erforderliche Leistung. Die negative Speisespannung V_{GG} für den Rechnerschaltkreis wird nicht mehr aus den Rechteckimpulsen, sondern aus einer getrennten Wicklung gewonnen. Der Schaltungsteil zur Erzeugung der 50-V-Beschleunigungsspannung ist so bemessen, daß diese nach dem Einschalten ihre volle Höhe erst erreicht, wenn die Speisespannungen bereits am Rechnerschaltkreis anliegen; andernfalls können Funktionsstörungen (z. B. ausbleibende Vornullenunterdrükkung, keine Rechenmöglichkeit u. a.) oder gar Schäden an der integrierten Schaltung auftreten. Beim Experimentieren ist dies besonders zu beachten.

Aufbau des Gerätes

Das Gerät ist in einem zweiteiligen Aluminiumgehäuse untergebracht, dessen Abmessungen wesentlich durch die Anzeige und die Tastatur bestimmt sind. Die Bauteile sind auf zwei getrennten Platinen untergebracht. Die Hauptplatine ist von der Unterseite her bestückt. Sie enthält zentral angeordnet die integrierte Rechnerschaltung; darüber liegen die Treiberstufen für die Gitter, seitlich davon die Segmenttreiber bzw. der Taktgenerator und die Stromversorgung. Dadurch ergeben sich kurze Leitungswege mit geringer gegenseitiger Beeinflussung. Auf der Oberseite (Lötseite) ist die Tastatur durch vier Schrauben befestigt und durch ein 15adriges Kabel mit den entsprechenden Anschlüssen der Hauptplatine verbunden *(Bild 5a)*.

Die Anzeigeplatine trägt, ohne Zwischenraum montiert, die neun Anzeigeröhren. Sie ist durch Drahtbrücken mit der Hauptplatine verbunden und um 60° nach

unten geknickt. Der sich daraus ergebende Neigungswinkel der Anzeigeebene von 30° gegen die Horizontale erleichtert das Ablesen der Ziffern.

Der Netztransformator findet wegen seiner Höhe hinter der Anzeige Platz. Wer das Gerät mit Batterien betreiben will, kann statt dessen hier fünf Babyzellen und einen DC-Wandler unterbringen. Netz- und Kommaschalter sind an der Gehäusevorderseite angeordnet.

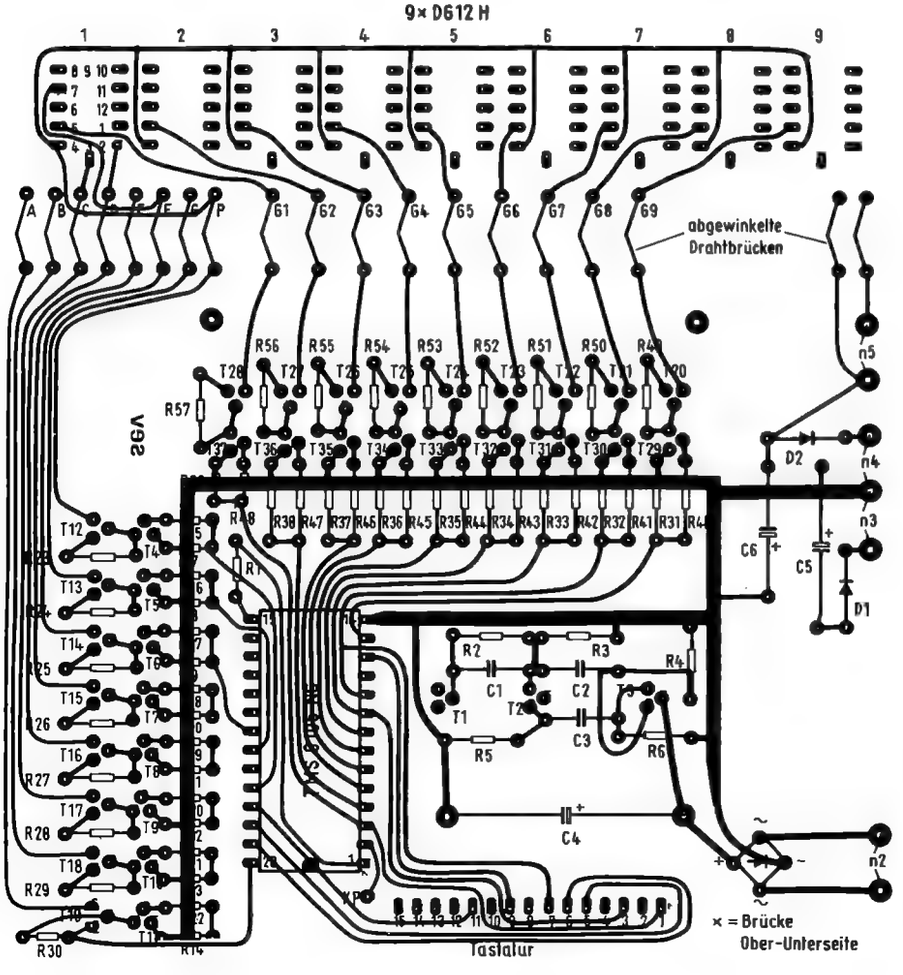
Was beim Taschenrechner über den Umfang des Kommaschalters gesagt wurde, gilt auch hier. Die am Tastenfeld vorhandene Taste „D" ist ursprünglich für einen anderen Zweck vorgesehen (beim Taschenrechner als Besonderheit Löschung der Anzeige während Rechenpausen und erneutes späteres Sichtbarmachen zwecks Stromeinsparung) und hier nicht belegt. Sie kann aber nach einer geringfügigen Leiterbahnänderung am Tastenfeld entsprechend Bild 2 für die Vorzeichenumkehr „+/−" herangezogen werden. Für das Metallgehäuse ist Schutzerdung vorgeschrieben.

Hinweise für Zusammenbau und Inbetriebnahme

Zunächst trennt man entlang der gestrichelten Linie die Anzeigeplatine von der Hauptplatine ab *(Bild 5a, b)*. Das weitere Vorgehen ist nun ähnlich wie beim Taschenrechner. Die Hauptplatine wird entsprechend *Bild 6* bestückt, wobei die Rechner-IS vorsorglich erst später nach einer Spannungskontrolle eingesetzt werden soll. Die Widerstände werden teils liegend, teils stehend, vor den Transistoren eingelötet. Die Anzeigeplatine ist im Gegensatz zur Hauptplatine von der Oberseite her bestückt; es ist darauf zu achten, daß die Röhren senkrecht und fluchtend ausgerichtet sind und die Ziffern auch bei unterschiedlichen Kolbenlängen auf gleicher Höhe über der Platine stehen. Der Abstand Kolbenboden–Platine beträgt im Mittel 5 mm. Durch Drahtbrücken wird die montierte Anzeigeplatine mit der Hauptplatine verbunden und dann um 60° nach unten abgewinkelt. Zur leichteren Kontrolle der Schaltung ist die Pinbelegung der Anzeigeröhren in *Bild 7* gezeigt.

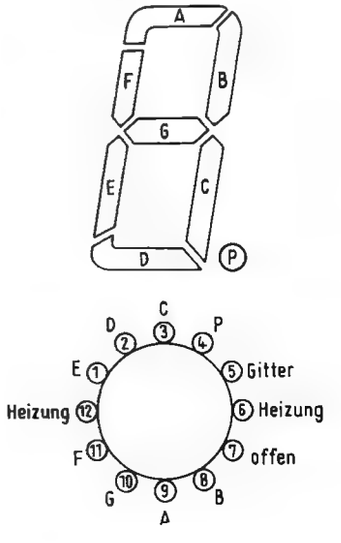
Nach provisorischem Anschluß des Netztransformators überzeugt man sich, ob alle Spannungen die gewünschten bzw. etwas höher liegende Leerlaufwerte haben und der Taktgenerator Rechteckimpulse liefert (Y-Eingang des Oszillografen an R 1). Erst dann werden die Rechner-IS eingelötet und das Tastenfeld angeschlossen, wobei man die beim Taschenrechner gegebenen Hinweise auch hier beachte.

Der Rechner sollte nun funktionsfähig sein. Beim Anlegen der Netzspannung muß die letzte Null aufleuchten. Durch neunmaliges Drücken der 8-Taste prüft man, ob alle Ziffern und Segmente ordnungsgemäß erscheinen. Gegebenenfalls ist nach einer Unterbrechung, einer fehlenden Lötstelle oder einer Zinnbrücke zu suchen. Eine nochmalige Kontrolle der Spannungen soll jetzt folgende Werte erbringen: V_{SS} lastabhängig + 6,8...7,4 V; V_{GG} − 6,5...7,1 V; Heizspannung 0,75...0,85 V; Beschleunigungsspannung − 45...52 V. Nach einer Funktionskontrolle des Rechners durch Ausführung einiger Rechnungen kann nun die Montage in das mit den erforderlichen Durchbrüchen und Bohrungen versehene Gehäuse stattfinden. Die Hauptplatine ist durch vier Bolzen im Abstand von 24 mm über dem Gehäuseboden fixiert, während die Anzeigeplatine freitragend durch die Drahtbrücken gehalten wird. Vor der Befestigung der Platine werden die Verbindungen zum Komma- und Netzschalter hergestellt. Das Einblickfenster im Gehäusedeckel wird zur Erhöhung des Kontrastes mit grüner Transparentfolie hinterklebt.



◀ Bild 6. Bestückungsplan

▼ Bild 7. Pinbelegung der Anzeigeröhren (von unten gesehen)



Zum Abschluß noch ein Hinweis zum Taschenrechner. Die Praxis hat eine einfache und sichere Methode zur Überprüfung der Batteriespannung erbracht: Man teilt eine durch sieben teilbare Zahl durch sieben. Bei ausreichender Spannung erscheint das richtige Ergebnis. Alle anderen Operationen werden dann auch korrekt ausgeführt. Bei einem Fehlresultat ist die Batterie zu erneuern. Um mehr Spannungsreserve zu haben, kann eine fünfte Mignonzelle hinzugefügt werden; man erreicht dadurch gleichzeitig ein helleres Leuchten der LED-Anzeige.

Im Mustergerät verwendete Spezialteile
(soweit nicht beim Taschenrechner bereits beschrieben)

Halbleiter (Siemens)
17 × BC 107 } oder entsprechende
17 × BC 177 } Plastiktypen
2 × BAY 46

Anzeigeröhren (Neumüller GmbH, München)
9 × DG 12 H

Tastenfeld (Texas Instruments)
6 KS 100

Netztransformator
M 42/15 o. L.

Primär:
n_1 = 4900 Wdg., 0,09 mm CuL

Sekundär:
n_2 = 157 Wdg., 0,45 mm CuL
n_3 = 167 Wdg., 0,1 mm CuL
n_4 = 1230 Wdg., 0,1 mm CuL
n_5 = 21 Wdg., 0,6 mm CuL

Ein Bausatz ist bei der Fa. Schwille Electronics erhältlich.

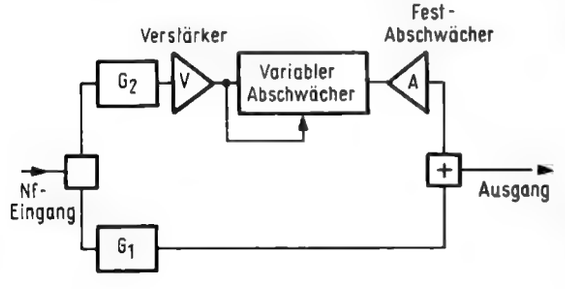
Christian Rockrohr

Kleinverstärker mit DNL-Schaltung für Kassettenrecorder

In der letzten Zeit ist viel unternommen worden, um das Bandrauschen bei Kassettenrecordern soweit wie möglich zu unterdrücken. Besonders bei Stereoaufnahmen tritt das Bandrauschen wegen der niedrigen Bandgeschwindigkeit und dem damit verbundenen geringen Dynamikumfang und Frequenzgang besonders lästig hervor. Die zur Verfügung stehende Bandbreite ist ja auch sehr schmal.

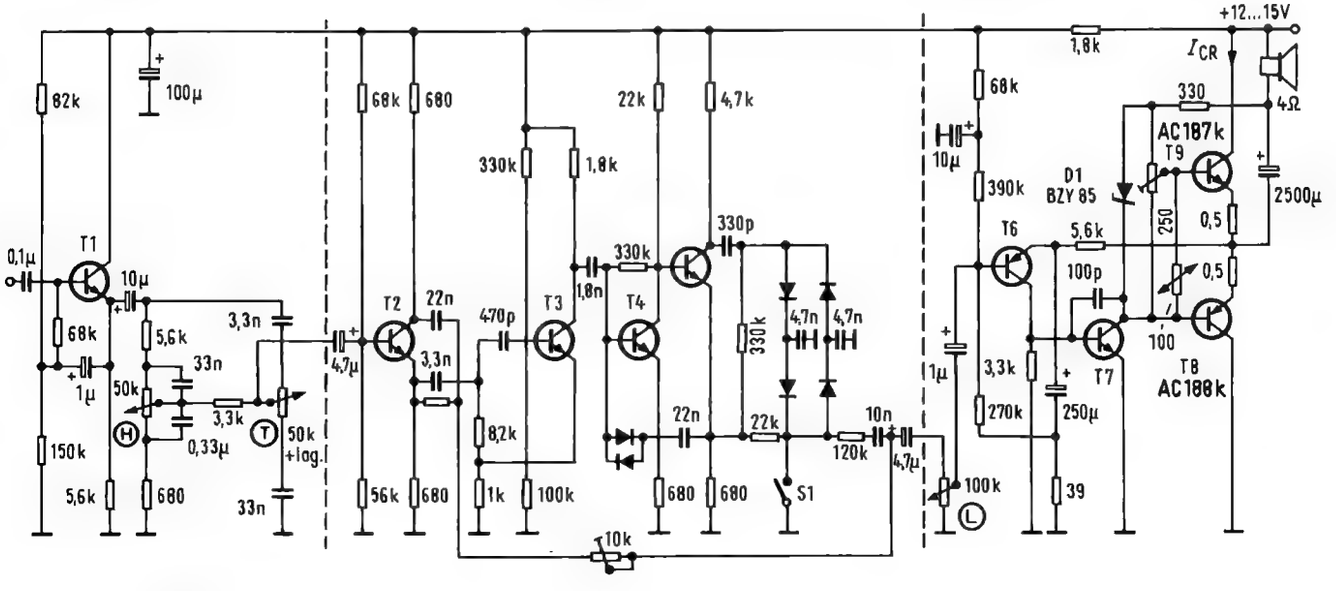
Dem Problem des Bandrauschens hat man sich unter anderen auch bei Philips angenommen und eine recht universell anwendbare Schaltung entwickelt, den DNL (Dynamic Noise Limiter). Diese Schaltung kann z. B. in die Verstärkerschaltung des Kassettenrecorders eingefügt werden bzw. an die Überspielanschlußbuchse angeschlossen werden. Sie arbeitet folgendermaßen: Da das Bandrauschen effektiv nur bei leisen Stellen oder in Pausen zu hören ist, muß die Schaltung hier wirksam werden. Bei lauten Passagen ist vom Rauschen sowieso nichts zu hören; deshalb sollte die Schaltung im Interesse einer verminderten Höhenwiedergabe nun nicht arbeiten. Um diese Forderungen zu erfüllen, wird das ankommende Signal in zwei parallele Kanäle aufgeteilt mit den Netzwerken G 1 und G 2. G 1 hat die Übertragungsfunktion eines Allpaßnetzwerkes, G 2 die eines Hochpaßfilters dritter Ordnung. Die Summation der beiden Kanäle ergibt einen Frequenzgang, wie ihn ein Tiefpaßfilter dritter Ordnung (18 dB/Oktave) hat, um das Rauschen im oberen Frequenzbereich beim Fehlen hoher Signalfrequenzen zu reduzieren. Andererseits müssen hohe Signalfrequenzen von musikalischer Bedeutung das Netzwerk ungehindert passieren können, d. h. die Filterwirkung muß aufgehoben werden. Dies wird durch das Netzwerk G 2 möglich, welches die höherfrequenten Signale liefert. In diesem Kanal befindet sich zwischen einem Verstärker und einem Festabschwächer ein variabler Abschwächer, der von den vorhandenen Signalen gesteuert wird.

Bild 1 zeigt das Prinzipschaltbild des DNL-Gerätes, aus dem die einzelnen Baugruppen zu ersehen sind. Für den variablen Abschwächer gilt: Ist das Eingangssignal gering, wirkt die gesamte Anordnung als steiles Tiefpaßfilter. Werden die Eingangssignale größer, wächst auch der Anteil höherfrequenter Signale, bis bei einer gewissen Größe des Eingangssignales der volle Übertra-



◀ **Bild 1. Prinzipschaltung des DNL-Gerätes**

Bild 2. ▼
Gesamtschaltung des DNL-Verstärkers



gungsbereich hergestellt ist. Das Signal läuft dann nur über den Allpaßkanal G 1.

Die DNL-Schaltung wurde vom Verfasser in eine übliche Kleinverstärkerschaltung eingefügt, um genügend Leistung zum Betrieb einer kleinen Kompaktbox zur Verfügung zu haben. In der Gesamtschaltung *Bild 2* ist der DNL-Teil durch die gestrichelte Linie abgegrenzt. Der Nf-Verstärker selbst ist eine bewährte Schaltung mit den Germanium-Komplementär-Transistoren AC 187 K / AC 188 K mit einer Leistung von 3 W an 4 Ω bei einer Betriebsspannung von 12 V. Für den Vorstufentransistor wurde ein Exemplar mit mittlerer Stromverstärkung gewählt.

Der Abgleich erfolgt am 250-Ω-Potentiometer auf eine Ruhestromeinstellung von 22 mA. Der DNL wird durch das 10-kΩ-Potentiometer auf minimales Rauschen bei geringsten Verzerrungen abgeglichen. Bei richtigem Abgleich empfindet man das fehlende Rauschen bei leisen Passagen und in Pausen als angenehm.

Der Nachbau ist problemlos und erfolgt am besten auf einer 2,5-mm-Lochrasterplatte. Es wurde noch ein zusätzlicher Schalter eingebaut, um den DNL-Teil abschalten zu können und sich über dessen Wirkung zu überzeugen. Dieser Schalter ist im DNL-Schaltplan mit S 1 bezeichnet. Ist er geschlossen, so ist die DNL-Schaltung unwirksam und die Signalfrequenzen gelangen ungefiltert zum Ausgang. Als Transistoren für T 1 bis T 5 und T 7 können verwendet werden: BC 148 B, BC 173 B, BC 108 B (o. ä.). T 6 ist ein pnp-Silizium-Transistor, wie z. B. BC 158 oder BC 251 B. T 8 und T 9 sind die bereits Eingangs schon erwähnten Komplementärtransistoren AC 187 K / AC 188 K. Als Dioden in der DNL-Schaltung finden gebräuchliche Silizium-Universaldioden Verwendung, z. B. BA 217 (o. ä.).

(Nach Unterlagen von Philips und Siemens.)

Manfred Horst

Pseudoquadrofonie-Schaltung nach dem Matrix-Prinzip

Zur Erhöhung der Raumwirkung bei stereofoner Wiedergabe läßt man gern zwei zusätzliche Lautsprechergruppen an der Rückseite des Raumes die beiden gegeneinander phasengedrehten Signale $(L-R)$ und $(R-L)$ diffus abstrahlen. Diese Differenzsignale entstehen durch Zusammenfügen des Links- (bzw. Rechts-)Signals mit dem phasengedrehten Rechts- (bzw. Links-)Signal. Man erhält mit geringerem Aufwand auf der Übertragungsseite als bei der Quadrofonie eine pseudoquadrofone Klangwirkung, die allerdings nicht zum Verbessern der Ortbarkeit der Schallquellen, sondern zum Verbessern der räumlichen Wirkung des reproduzierten akustischen Geschehens beitragen soll.

Wer einen zweiten Stereoverstärker besitzt, kommt durch den beschriebenen Schaltungssatz einfach zum Ziel. Die Verwendbarkeit als Stereoverstärker bleibt dabei voll gewahrt. *Bild 1* zeigt die Schaltung.

Auf den Lautstärkeeinsteller folgt eine Transistorstufe, die am Emitter ein zum Eingangssignal gleichphasiges und am Kollektor ein gegenphasiges Signal liefert. (Bei röhrenbestückten Verstärkern wurde dieses Prinzip der Katodyn-Schaltung oft zum gegenphasigen Ansteuern von Gegentakt-Endstufen genutzt.) Über Kondensatoren zur galvanischen Entkopplung und Trennwiderstände verbindet man die Emitter mit dem Verstärkereingang. Die phasengedrehten Signale gelangen im jeweils anderen Kanal auf den Schleifer eines Tandempotentiometers. Die Trennwiderstände verhindern einen Kurzschluß der Kollektorwechselspannung bei heruntergedrehtem Potentiometer und ermöglichen zugleich ein rückwirkungsfreies Zusammenführen der beiden Kanäle bei aufgedrehtem Potentiometer.

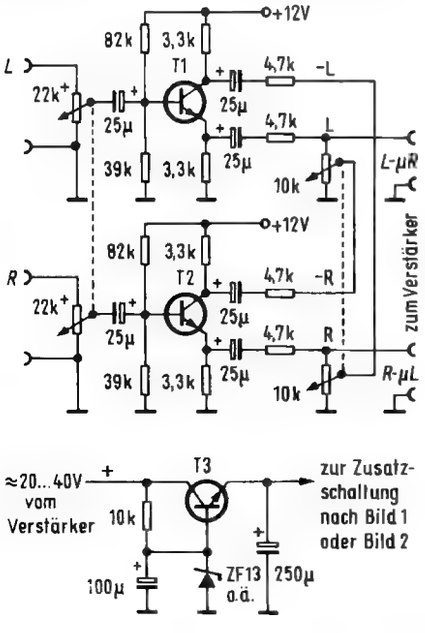
In der Nullstellung des Potentiometers entsteht die normale stereofone Wiedergabe. Je weiter man nach rechts dreht, desto stärker wird der Anteil des Differenzsignals (scheinbare Vergrößerung der Basisbreite). In der Endstellung löschen sich die für beide Kanäle gleichen Informationen völlig aus. Wenn beide Übertragungswege gegeneinander von Null verschiedene Amplituden-, Frequenz- und Phasen- (bzw. Laufzeit-) Differenzen aufweisen, ergeben sich unterschiedliche Interferenzerscheinungen, die den Raumeindruck beeinflussen.

Man kann auch einen einkanaligen Verstärker zur Wiedergabe des Differenzsignals heranziehen. Dabei entfällt jedoch die Möglichkeit, das Stereosignal kontinuierlich einstellbar von den rückseitigen Lautsprechern abstrahlen zu lassen. *Bild 2* zeigt die abgeänderte Schaltung.

Die beiden Lautsprecher sind mit entgegengesetzter Polung anzuschließen. Ob die Parallel- oder Hintereinanderschaltung gewählt werden muß, hängt vom Verstärker und von den Lautsprecherimpedanzen ab.

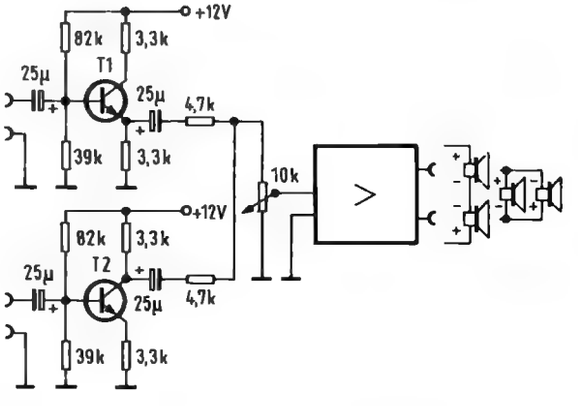
Die Verzögerungseinrichtung mit den üblichen Hallfedern hat nur den einen Vorteil, recht billig zu sein. Je besser die Wiedergabeanlage ist, desto störender treten die Qualitätsmängel dieses Verfahrens in Erscheinung.

Die Zusatzschaltung kann ihre Versorgungsspannung aus dem Verstärker beziehen. Dort sind aber höhere Spannungen als 12 V gebräuchlich. Zur Spannungsreduzierung und zur zusätzlichen Siebung ist eine Schaltung nach *Bild 3* zu empfehlen.



◄ Bild 1. Zusatzschaltung für pseudoquadrofone Wiedergabe mit zwei Stereo-Verstärkern

Bild 2. ► Einsatz eines zusätzlichen einkanaligen Verstärkers für verbesserte Raumwirkung



◄ Bild 3. Versorgung des Zusatzgerätes aus einem Verstärker

Dipl.-Phys. Johannes Kleemann

Digitalschaltungen in der Praxis

5. Teil

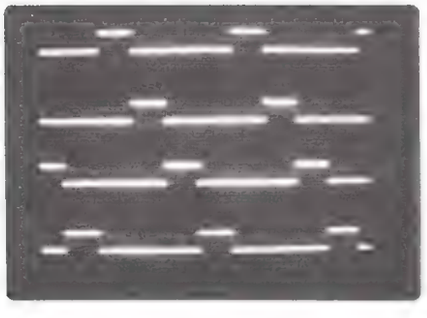
Der 4. Teil dieser Reihe in Heft 17, Seite 631, endete mit der Beschreibung des Schieberegisters SN 7495. Diese Ausführungen setzen wir nachstehend fort.

Bei der Inbetriebnahme dieser Schaltung sind zunächst alle Signallampen A–D dunkel. Nun kann über den Eingang M_C ein Zeichen (positives 1-Signal) gesetzt werden, indem man den Taster T_C so lange drückt, bis der Signalzeiger an A aufleuchtet. Dieses Signal wird dann in der schon beschriebenen Weise durch das Schieberegister SN 7495 von Ausgang zu Ausgang weitergeschoben. Die Funktions*tabelle 6* hat für diesen Vorgang folgende Form:

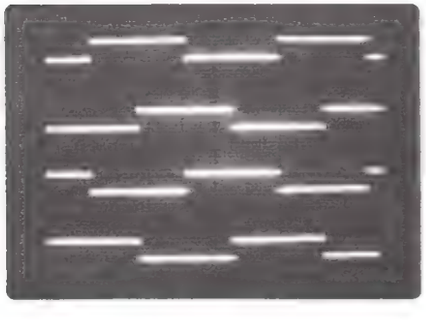
Tabelle 6. Funktionstabelle des Schieberegisters SN 7495

	A	B	C	D
1	1	0	0	0
2	0	1	0	0
3	0	0	1	0
4	0	0	0	1
5	1	0	0	0
6	0	1	0	0
–	–	–	–	–

Über den Eingang M_C können aber auch noch andere Zeichen durch dieses Schieberegister in periodischer Folge hindurch bewegt werden. Hierzu muß man die Taste T_C so lange drücken, bis nicht nur die Signallampe an A, sondern auch die Signallampe an B aufleuchtet. Damit schiebt sich jetzt ein Doppelsignal durch das Register hindurch. Hieraus ergibt sich folgende Funktionstabelle:



◀ **Bild 29.** In diesem Vierfach-Oszillogramm erkennt man, wie ein 1-Signal durch die Ausgänge A bis D hindurchgeschoben wird



◀ **Bild 30.** An einem Oszillogramm erkennt man, wie zwei 1-Signale durch die Ausgänge A bis D geschoben werden

Bild 31. ▶ Experimentierkästchen zum Anschließen von weiteren integrierten Schaltungen an das Grundgerät

Tabelle 7.
Funktionstabelle des Schieberegisters SN 7495 für ein Doppelsignal

	A	B	C	D
1	1	1	0	0
2	0	1	1	0
3	0	0	1	1
4	1	0	0	1
5	1	1	0	0
6	0	1	1	0
–	–	–	–	–

Durch ein entsprechend langes Betätigen von T_C läßt sich auch ein dreifaches 1-Signal erzeugen und durch das Register hindurch bewegen. Das optische Bild, welches sich hierbei an den Signalanzeigern ergibt, entspricht dem Durchschieben eines einzelnen Nullsignales. Die dazugehörige Funktionstabelle zeigt diesen Effekt ebenfalls gut erkennbar an.

Tabelle 8. Funktionstabelle des Schieberegisters SN 7495 für ein dreifaches 1-Signal

	A	B	C	D
1	1	1	1	0
2	0	1	1	1
3	1	0	1	1
4	1	1	0	1
5	1	1	1	0
6	0	1	1	1
–	–	–	–	–

Wird die Taste T_C so lange gedrückt, bis alle Lampen A bis D aufleuchten, liegen an sämtlichen Ausgängen positive 1-Signale, so daß durch das Register nichts mehr hindurchgeschoben werden kann. In diesem Falle ist das Register blockiert. Durch kurzzeitiges Abtrennen des Schieberegisters SN 7495 von der Stromversorgung können die Ausgänge aber schnell wieder in einen aktivierbaren Zustand (0000) gebracht werden.

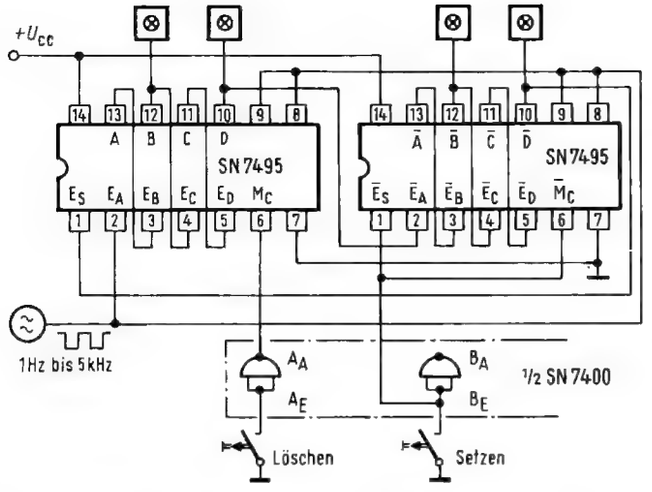
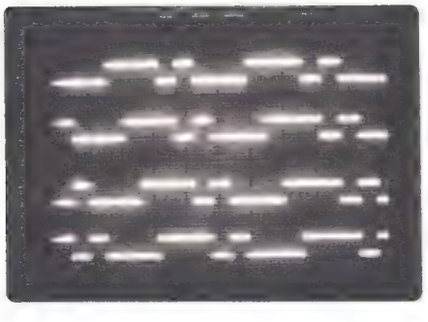


Bild 32. Diese Schaltung zeigt, wie zwei Schieberegister SN 7495 hintereinander geschaltet werden

Das Register kann sowohl von Hand über einen prellfreien Schalter oder auch automatisch über einen Multivibratorausgang Q bzw. $\overline{Q}$ betrieben werden. – Legt man an den Signaleingängen eine Rechteckspannung mit einer Frequenz von etwa 5 kHz an, so kann man an den Ausgängen A, B, C und D einen Oszillografen mit vier Eingängen anschließen. Die auf diese Weise gewonnenen Oszillogramme zeigen recht anschaulich die Arbeitsweise des 4-bit-Schieberegisters SN 7495.

Im Oszillogramm nach *Bild 29* wird ein 1-Signal in periodischer Folge durch das Register durchgeschoben. Aus diesem Oszillogramm läßt sich auch in der schon gezeigten Weise die dazugehörige Funktionstabelle 6 ableiten.

Im Oszillogramm nach *Bild 30* werden gleichzeitig zwei 1-Signale durch das Register hindurchgeschoben. Man erkennt diese Tatsache in diesem Oszillogramm daran, daß immer während eines Taktes je ein 1-Signal an zwei nebeneinanderliegenden Ausgängen stehen (vergleiche Tabelle 7!).



◀ Bild 33a

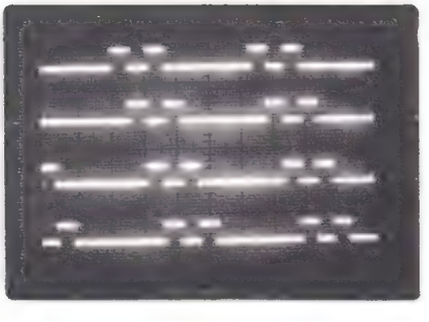


Bild 33b ▶

Die beiden Vierfach-Oszillogramme zeigen, wie verschiedene Signalbilder durch die beiden in Reihe geschalteten Schieberegister SN 7495 geschoben werden. Zum Durchschieben eines vollständigen Signalbildes benötigt man hier entsprechend den acht Ausgängen acht Takte am Eingang

6.9 Serienschaltung von zwei Schieberegistern SN 7495

Für die Serienschaltung von zwei integrierten Schaltungen benötigt man zu dem Experimentiergerät noch ein kleines zusätzliches Experimentierkästchen, mit dessen Hilfe man eine weitere integrierte Schaltung über Verbindungsleitungen anschließen kann *(Bild 31)*.

In diesem Experimentierkästchen ist lediglich die in Bild 9 gezeigte Printplatte enthalten, um den zweiten Baustein ebenfalls über handelsübliche Verbindungsleitungen anschließen zu können.

Mit dem Grundgerät und dem Experimentierkästchen nach Bild 31 kann man eine Serienschaltung von zwei Schieberegistern des Typs 7495 experimentell erproben. Der Schaltungsaufbau ist aus dem *Bild 32* zu entnehmen. Da nur insgesamt vier Anzeigelampen zur Verfügung stehen, werden diese lediglich an jeden zweiten Ausgang der Schieberegister angeschlossen (B, D und $\overline{B}$ und $\overline{D}$). Über die beiden Eingänge M_C und $\overline{M_C}$ können die durch diese Register zu schiebenden Signale gesetzt bzw. gelöscht werden.

Es ist nun recht interessant, die so entstehenden Impulsbilder mit einem Oszillografen zu beobachten. Man muß hierbei aber einen kleinen Kunstgriff anwenden, da sich die Signalkombinationen nur bei relativ kleinen Frequenzen (etwa 1 Hz) in einer genau vorbestimmten Form setzen lassen. Man benötigt daher zum Erzeugen der Taktfrequenz am Eingang der beiden Schieberegister einen von 1 Hz bis etwa 5 kHz durchstimmbaren Rechteckgenerator. Bei der kleinsten Generatorfrequenz werden die 1-Signale in der gewünschten Kombination gesetzt. Dieses Signalbild bleibt auch erhalten, wenn man nunmehr die Generatorfrequenz auf rund 5 kHz erhöht. Damit kann man das bei niederer Frequenz eingegebene Signalbild an den Ausgängen der beiden Schieberegister mit einem Oszillografen sichtbar machen.

Die auf diese Weise erzeugten Oszillogramme *(Bild 33a* und *33b)* zeigen Signalbilder von der Form 11101000 und 10100000, welche in periodischer Folge durch die beiden 4-bit-Schieberegister geschoben werden. Aus der Form dieser Signalbilder erkennt man, daß durch die Serienschaltung von zwei 4-bit-Schieberegistern ein 8-bit-Register entsteht.

6.10 Fehlerhaftes Verhalten einer IS

Anhand von zahlreichen Schaltbeispielen wurde die Anwendungsmöglichkeiten dieses Experimentiergerätes vorgeführt. Selbstverständlich können auch andere hier nicht besprochenen Experimentierschaltungen mit integrierten Schaltungen erprobt werden. Die gezeigten Beispiele sollen dem Anwender als Anregung zum Experimentieren nach eigenen Ideen dienen.

Zeigt eine IS in einer der vorgeführten Experimentierschaltungen ein anderes Verhalten als hier beschrieben, so ist dies praktisch auf nur zwei Gründe zurückzuführen.

1. Die integrierte Schaltung wurde nicht richtig angeschlossen.
2. Die integrierte Schaltung hat einen Defekt.

Den Fall 1 kann man leicht dadurch eliminieren, in dem man prüft, ob nicht ein zweiter Baustein einwandfrei arbeitet. Zeigt die zweite Schaltung mit der gleichen Typenbezeichnung denselben Fehler, so muß ein Schaltfehler angenommen werden.

Wenn jedoch der Vergleichsbaustein einwandfrei arbeitet, ist mit Sicherheit anzunehmen, daß die erste IS gemäß Fall 2 einen Defekt hat. Aus diesem Grund empfiehlt es sich – wenn man das Experimentiergerät vorwiegend als IS-Tester einsetzen möchte – stets einen Testsatz von einwandfreien Bausteinen zum Vergleichen zur Verfügung zu halten.

(Fortsetzung folgt)

Nickel-Cadmium-Akkumulatoren in Funksprechgeräten

Das Angebot von Amateur-Kanal-Funksprechgeräten ist im letzten Jahr stark angewachsen, da der Bedarf unter den Funkamateuren durch die laufende Verengung des Relais-Netzes [1] anstieg. Während die Technik der Geräte dem heutigen Stand nahezu angepaßt ist, wird die Stromversorgung oft als Stiefkind behandelt.

Soweit man tragbare Sprechfunkgeräte nicht stationär am Netz oder mit Trockenbatterien betreibt, wird man im allgemeinen Nickel-Cadmium(NiCd-)Akkumulatoren zur Stromversorgung verwenden. Sie gehören zur „Familie" der Stahlsammler und sind bereits seit Jahrzehnten bekannt. Eine wesentliche Verbesserung dieses Akkumulatorprinzips entwickelte man in den Jahren zwischen 1935 und 1950 [2], wobei es durch spezielle technologische und chemische Verfahren gelang, den NiCd-Akkumulator gasdicht zu verschließen.

Gasdichte NiCd-Akkumulatoren, die für transportable elektronische Geräte fast durchweg eingesetzt werden, zeichnen sich durch ihre absolute Wartungsfreiheit [3] aus und können zudem noch in jeder Lage betrieben werden, so daß sie in dieser Form als Bauelemente innerhalb einer elektronischen Einheit zu betrachten sind. Der „Dynamikbereich" des Kapazitätsangebotes der Hersteller von gasdichten NiCd-Akkumulatoren reicht von 10 mAh bis 23 Ah, so daß sie fast allen Stromversorgungsproblemen tragbarer Geräte gerecht werden.

Typische Eigenschaften

In *Bild 1* und *2* [4] sind die Lade- und Entladecharakteristiken gasdichter NiCd-Sammler qualitativ dargestellt [5]. Es fällt auf, daß die Kennlinien sowohl beim Laden als auch bei der Entladung relativ flach verlaufen. Für den Entladevorgang hat dies den entscheidenden Vorteil, daß dieser Akkumulator bis zu einer geringen Restkapazität eine sehr stabile Klemmenspannung aufweist, soweit man ihn z. B. mit einem Blei-Sammler vergleicht. Leider sind NiCd-Akkumulatoren sehr überladungsempfindlich. Dies äußert sich so, daß die Nennladekapazität des Sammlers bei mehrmaligem starken Überladen auf einen Bruchteil des ursprünglichen Wertes zurückgeht, so daß der Akkumulator unbrauchbar wird. Während also auf eine Wartung der NiCd-Sammler verzichtet werden kann, muß man ein besonderes Augenmerk auf den Ladevorgang legen, um das Leben des Akkumulators möglichst bis zum Sollwert zu erhalten.

Der Wirkungsgrad von NiCd-Akkumulatoren beträgt etwa 0,7. Dies bedeutet, daß man den Sammler mit dem 1,4fachen Wert seiner entnehmbaren Kapazität aufladen muß. Diese Angaben beziehen sich auf den Normkapazitätswert K_{10}, der besagt, daß der Sammler bei dieser Ladung über 10 Stunden mit dem zugehörigen Strom I 10 entladen werden kann. Beide Größen stehen in folgender Beziehung zueinander:

$$I_{10} = \frac{K_{10}}{10\ \text{Std.}} \qquad (1)$$

Entlädt man mit höheren Strömen als I_{10}, wie es beim Sendebetrieb mit Funksprechgeräten üblich ist, wird der Wirkungsgrad des Akkumulators wesentlich schlechter, soweit man gasdichte NiCd-Sammler herkömmlicher Art mit Masseelektroden wählt. Die von den Herstellern entwickelte Bauart mit Sinterelektroden [4], bei der ein hochporöses Sintergerüst aus Nickelpulver als Träger der aktiven Masse dient, verhält sich für diese Betriebsart wesentlich günstiger. Während als Beispiel die Nennkapazität eines Masseelektroden-Sammlers von 450 mAh bei einer Belastung mit $10 \times I_{10}$ auf 60 % zurückgeht, ist der Rückgang bei Sinterelektrodentypen auf 90 % begrenzt. Dies ist durch den weit niedrigeren Innenwiderstand dieser Sammler bei gleicher Nennkapazität gegenüber denen mit Masseelektroden bedingt (für 450 mAh, 40 mΩ/Zelle). Zudem sind das Raum-Kapazitätsverhältnis und das Gewichts-Kapazitätsverhältnis der Sinterelektrodenausführungen günstiger, was bei tragbaren Geräten von entscheidender Bedeutung ist.

Schließlich lassen sich Sinterelektroden-NiCd-Akkumulatoren gepuffert betreiben, soweit man sie mit einem konstanten Strom von $^1/_3$ bis $^1/_5$ I_{10} [6] lädt. Man kann die Zellen mit diesem Strom ständig laden, ohne daß sie Schaden nehmen. Diese Dauerladebetriebsart ist ideal für Geräte, die sowohl stationär als auch tragbar verwendet werden. Als Ladegerät wird hierzu eine Konstantstromquelle benutzt, die auf den angegebenen Strom im Verhältnis zu K_{10} eingestellt wird:

$$I_{\text{konst}} = \frac{K_{10}}{40\ \text{Std.}} \qquad (2)$$

Im Gegensatz dazu darf man aber Sinterelektroden-NiCd-Akkumulatoren laut Herstellerangaben auch schnelladen. Der Ladestrom darf hierbei bis zu 20 I_{10} [6] betragen, so daß sich der Ladevorgang entsprechend verkürzt. Hierbei ist darauf zu achten, daß die Wärmeentwicklung nicht 45 °C überschreitet und bei 14,8 V bis 15 V abgeschaltet wird, oder der Dauerladebetrieb einsetzt.

NiCd-Akkumulatoren können grundsätzlich bis auf 0 V entladen werden, soweit es Einzelzellen sind. Nach dem Durchlaufen der sogenannten Entladeschlußspannung von 1,1 V fällt die Zellenspannung allerdings sehr schnell gegen 0 V ab, so daß der letzte Teil der Entladung von 1,1 V bis 0 V praktisch keinen Kapazitätsgewinn bringt.

Serienschaltungen von Zellen sollte man nicht unter 1,1 V/Zelle entladen, so daß die Entladeschlußspannung solcher Batterien auf $n \cdot 1{,}1$ V beschränkt ist, wobei n die Anzahl der Zellen ist:

$$U_{\text{E}} = n \cdot 1{,}1\ \text{V} \qquad (3)$$

Die Zellenspannungen differieren nämlich bei kleinem Ladungsinhalt der Sammler stark, so daß einzelne Zellen schneller 0 V erreichen als die übrigen, und eine weitere Entladung sogar ihre Polarität ändern kann. Solche tiefentladenen Zellen können durch erneutes Laden wieder zum Leben erweckt werden, sie erreichen wieder ihre normalen Polaritätsspannungs- und Kapazitätswerte, soweit man sie nicht ständig solchen Roßkuren aussetzt.

Die Lagerung von NiCd-Akkumulatoren [6] ist im allgemeinen unkritisch. Die Hersteller geben hierzu an, daß man die Zellen vor dem Einlagern normal laden soll, soweit die Lagerzeit 1 Jahr nicht überschreitet. Sind längere Lagerzeiten vorgesehen, werden die Zellen bis zur Entladeschlußspannung entladen. Bei

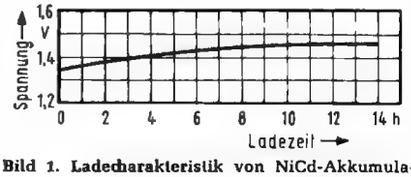


Bild 1. Ladecharakteristik von NiCd-Akkumulatoren

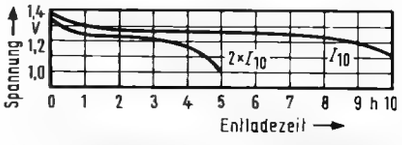


Bild 2. Zeitlicher Verlauf der Entladespannung einer vollgeladenen Zelle beim Entladen mit I_{10} und $2 \times I_{10}$

der Wiederverwendung wird zwar zunächst nicht die volle Nennkapazität erreicht, die sich aber nach einigen Ladezyklen wieder regeneriert. Als günstig hat sich sowohl in diesem Falle als auch bei tiefentladenen Zellen eine Langzeitladung über 24 Stunden mit I_{10} erwiesen, wobei die Überladung zum Aktivieren der Zellen dient.

Für Funksprechgeräte sollte man grundsätzlich Zellen mit Sinterelektroden wählen, die bei gleicher Nennkapazität K_{10} zwar doppelt so teuer wie Typen mit Masseelektroden sind, sich aber doch für diesen Zweck besser eignen. Hohes Belastungsvermögen bis 20 I_{10}, Pufferbetriebsmöglichkeit in Form von Dauerladung, Schnelladung mit Strömen bis zu 20 I_{10} und günstige Raum- und Gewichtsverhältnisse sprechen eindeutig für eine solche Investition seitens des Funkamateurs.

In Funksprechgeräten bis zu einem Watt Hf-Ausgangsleistung hat sich die Type 451 RS (Varta) bewährt, die bei einer Kapazität von 450 mAh einen durchschnittlichen Funkbetrieb von 5 bis 7 Stunden zulassen, soweit die Versorgungsspannung 12 V beträgt. Für die ebenfalls inzwischen weit verbreiteten 10-W-Geräte (IC 2 F, IC 20 X usw.), soweit sie transistorisiert sind, kann man die Type RS 4 verwenden, allerdings wird der finanzielle Aufwand mit etwa 300 DM bei 12-V-Geräten doch recht groß. Beide Zellenarten sind aber auch durch Trockenbatterien zu ersetzen.

Dauer- und Schnelladegerät

Bei der Dauerladung wie auch bei der Schnelladung wird der Ladestrom nach den vorausgegangenen Betrachtungen als konstante Größe vorausgesetzt, er muß über den gesamten Ladevorgang eingehalten werden, obwohl sich die Klemmenspannung des Akkumulators während des Ladens ändert. Außerdem ist damit zu rechnen, daß die Ladegleichspannung den Netz- und Belastungsschwankungen folgt, soweit man auf eine Stabilisierung verzichtet hat. Eine Konstantstromquelle [7], die zur Dauer- bzw. Schnelladung vorgeschlagen wird, ist grundsätzlich eine Spannungsquelle mit sehr hohem Innenwiderstand R_i. Dieser soll um einige Zehnerpotenzen größer sein, als der maximal zu erwartende Betrag des Verbraucherwiderstandes R_a, also $R_i \gg R_a$ max. Bei Konstantstromquellen in denen R_i als ohmscher Widerstand ausgebildet werden soll, braucht man allerdings unverhältnismäßig hohe Spannungen, um mit dem vorgegebenen Innenwiderstand den geforderten Ausgangsstrom I_a fließen lassen zu können.

Einen eleganten Lösungsweg dieses Problems bietet der Transistor mit seinem oberhalb von U_{CEsat} sehr flach verlaufenden Ausgangskennlinienfeld. Der dynamische Innenwiderstand r_i von Transistoren in Emitterschaltung liegt in diesem Bereich je nach Typ bei einigen 100 kΩ. Dieser Wert läßt sich noch um mehrere Zehnerpotenzen erhöhen, indem man eine kräftige Stromgegenkopplung in Form eines Emitterwiderstandes vorsieht.

Der Ausgangsstrom I_a der Konstantstromquelle nach *Bild 3* wird bestimmt durch:

$$I_a = \frac{U_Z - U_{BE}}{R_E} \qquad (4)$$

In dieser Schaltung erreicht man eine Stromgegenkopplung durch den Widerstand R_E. Die Versorgungsgleichspannung muß nicht stabilisiert sein, da die Bezugsspannung über R_E durch die Z-Diode konstant gehalten wird. Der Widerstand R_B bestimmt den Z-Strom durch die Diode. Er wird so gewählt, daß der Arbeitspunkt der Z-Diode sicher im Zenerknick der Kennlinie liegt (etwa 10 mA).

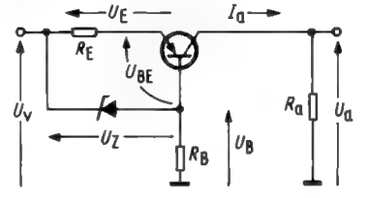


Bild 3. Konstantstromquelle

Zur Dimensionierung einer solchen Konstantstromquelle sollte man folgende *Faustregeln* beachten:

1. U_B sollte 2 bis 3 V größer sein als die maximal zu erwartende Spannung U_a.
2. U_V wird 7 bis 8 V größer gewählt als U_B. Mit dieser Forderung kann man eine Diode mit U_Z um 5 V verwenden, die aus technologischen Gründen in diesem Spannungsbereich einen kleinen TK (Temperaturkoeffizienten) besitzt.
3. Der vorzusehende Transistor muß selbstverständlich die maximal an ihm auftretende Spannung U_{CE} und die damit verbundene Verlustleistung in bezug auf den Strom I_a verdauen können.

Ohne auf die Ableitung näher einzugehen, die in der angegebenen Literatur nachzulesen ist, ergibt sich der dynamische Innenwiderstand r_i aus:

$$r_i = r_{CE}\left(1 + \frac{U_E}{U_T}\right) \qquad (5)$$

Hierbei ist r_{CE} der differenzielle Innenwiderstand des Transistors ohne Gegenkopplung, der sich näherungsweise aus dem Ausgangskennlinienfeld als:

$$r_{CE} \approx \frac{\Delta U_{CE}}{\Delta I_C} \qquad (6)$$

entnehmen läßt.

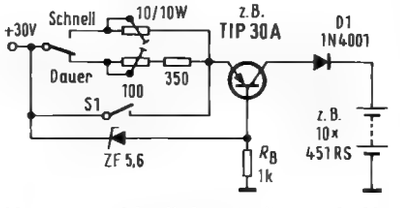


Bild 4. Dauer-Schnelladegerät für NiCd-Akkumulatoren mit Sinterelektroden

U_E ist die Spannung über dem Emitterwiderstand R_E:

$$U_E = U_Z - U_{BE} \qquad (7)$$

und U_T ist eine physikalische Konstante, die sogenannte Temperaturspannung, die mit etwa 40 mV einzusetzen ist.

Als Beispiel sei ein Dauerladegerät für eine Serienschaltung von 10 × 451 RS zu dimensionieren, wobei als I_a 10 mA angenommen werden, also etwa $^1/_5$ I_{10}. r_{CE} des gewählten Transistors sei 100 kΩ. Als Z-Diode wird eine ZF 5,6 verwendet, so daß U_E einen Betrag von etwa 5 V annimmt. Es ist mit einer maximalen Ausgangsspannung von $U_a = 15$ V zu rechnen.

Der Innenwiderstand der Stromquelle wird dann:

$$r_i = 100\left(1 + \frac{5 \cdot 10^3}{40}\right) \text{ kΩ}$$

$$r_i = 12{,}6 \text{ MΩ}$$

Eine Konstantstromquelle mit ohmschem Widerstand als R_i müßte unter gleichen Bedingungen mit einer Spannung vor 126 kV betrieben werden. Eine Forderung, die natürlich unrealistisch ist. R_E muß bei 5 V und 10 mA die Größe von 500 Ω erhalten. U_B sollte 17 V betragen, so daß man für U_V etwa 23 bis 25 V vorsehen wird. Dabei ist mit einem Belastungsstrom von 20 mA zu rechnen, wenn man den Z-Strom berücksichtigt.

In *Bild 4* ist die vollständige Schaltung gezeigt. Die Diode D 1 muß mit dem Kollektor in Serie gelegt werden, damit sich der Akkumulator nach dem Abschalten der Stromquelle nicht über die Kollektor-Basis-Diode und R_B entladen kann. Die Abschaltung erfolgt ganz einfach durch das Schließen von S 1, wodurch der Transistor sperrt. Der Lade-Endzustandsbezug ist in diesem Falle uninteressant, da diese Schaltung zur Dauerladung konzipiert ist. Will man die Schaltung aber auch gleichzeitig als Schnelladegerät verwenden, wird man für etwa 20 I_{10} einen Transistor entsprechend hoher Verlustleistung einsetzen müssen. R_E wird mit einem Schalter auf den neuen Wert von etwa 6 Ω (für 451 RS) umgeschaltet. Zudem muß die Gleichstromversorgung entsprechend stärker dimensioniert werden, so daß die Versorgungsgleichspannung nicht unter 23 V abfällt. Als Lade-Endbezugsspannung setzt man nach den Herstellerangaben für die Schnelladung 15 V fest.

Konstantstromladegerät mit elektronischer Abschaltung

Bild 5 zeigt die Schaltung eines Konstantstromladegerätes mit elektronischer Abschaltung. Das Gerät ist für eine Serienschaltung von zehn NiCd-Akkumulatoren einer Kapazität von 500 mAh ausgelegt. Es läßt sich aber genauso für andere Kapazitätswerte verwenden, soweit man die entsprechenden Bauteile umdimensioniert.

Der Transistor T 1 stellt mit den Komponenten E 1, R 4, Z 3 und R 9 die Kon-

stantstromquelle dar, die z. B. für eine Batterie aus 10 × 451 RS auf 45 mA mit E 1 eingestellt wird. Die Aufgabe des Lade-Endabschalters übernimmt hier der Transistor T 2, der, soweit man ihn in Sättigung steuert, die Z-Diode kurzschließt und damit T 1 sperrt. Dies geschieht aber nur dann, wenn der Kollektor von T 3 gegen Masse gezogen wird, also dessen Basis über Ausgang 3 des Nand-Tores 1 eine positive Spannung erhält (log. 1). Der Operationsverstärker OP 1 arbeitet mit seiner vollen Leerlaufverstärkung ($v = 5 \cdot 10^4 - 10^5$) als Komparator [8] (Vergleicher). In dieser Schaltungsform reicht zwischen beiden Eingängen eine Spannungsdifferenz von 0,5 mV, um den Verstärker je nach Eingangspolarisation nach + 30 V oder gegen 0 V zu steuern. Um auch hier den günstigen TK von Z-Dioden um 5 V auszunutzen, wird eine ZF 5,1 zur Bezugsspannungsstabilisierung verwendet (Z 1). Das Potentiometer E 2 wird so eingestellt, daß an ihm dann die gleiche Spannung wie am Plus-Eingang des OP 1 liegt, wenn die Akkumulatorklemmenspannung 14,9 V erreicht. Steigt die Klemmenspannung weiter an, wird OP 1 von der positiven in die negative Sättigung geschaltet, also auf etwa 0 V. Damit wird der Eingang 1 des Nand-Tores 1 auf die logische 0 gesetzt, wodurch der Ausgang 3 nach der Nand-Übertragungsfunktion auf 1 (2–5 V) schalten muß, so daß die Konstantstromquelle mit T 1, wie beschrieben, sperrt. Die logische 1 vom Tor-Ausgang 3 erscheint aber auch am Eingang 4 von N 2, und mit dem offenen Schalter S 2, was in der TTL-Technik ebenfalls der logischen 1 am Eingang 5 von N 2 entspricht, schaltet dessen Ausgang 6 auf 0. Sollte OP 1 jetzt noch einmal auf 30 V zurückgesteuert werden, ändert dies nichts am Ausgangszustand des Tores N 1, da dessen zweiter Eingang 2 über 6 auf 0 gehalten wird.

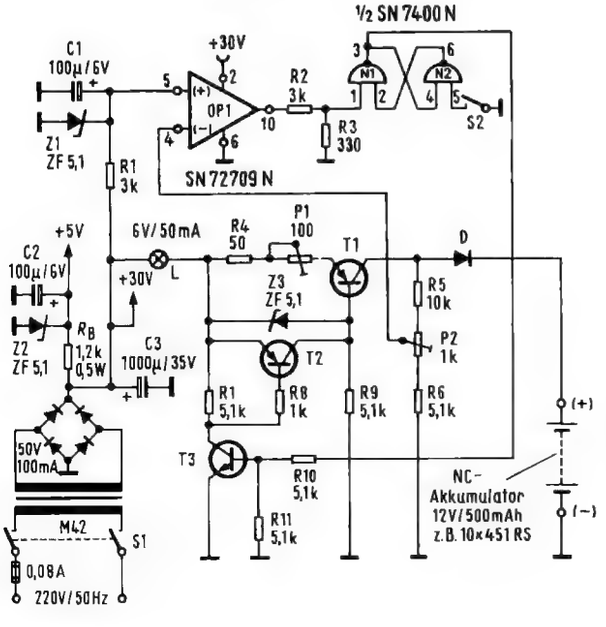
Die Verknüpfung der beiden Nand-Tore stellt ein Set-Reset Flipflop [9] dar. Dieses bistabile Element ist in der Schaltung unerläßlich, weil die Akkumulatorklemmenspannung nach dem Abschalten des Ladestromes leicht zurückgeht, da dann der Spannungsabfall am Innenwiderstand des Sammlers fehlt. Das bedeutet aber, daß der Operationsverstärker in diesem Moment wieder zurückschaltet, da der Betrag der Vergleichsspannung am Plus-Eingang nach dem Abschalten des Konstantstromes wieder größer wird als der Betrag der Spannung von E 2. Würde man also auf das bistabile Element am Verstärkerausgang verzichten, das nur die erste Abschaltung erkennt und dann auf „stur" schaltet, wäre eine Art Regelschwingung nicht zu vermeiden.

Der Komparator wird also nach dem Abschalten von I_a wieder auf + 30 V zurückgesetzt, und einen erneuten Ladebefehl kann man nur mit dem Schalter S 2 geben, der als Taster ausgeführt ist. Schließt man ihn, schaltet Ausgang 3 von N 1 auf 0, und die Konstantstromquelle wird freigegeben.

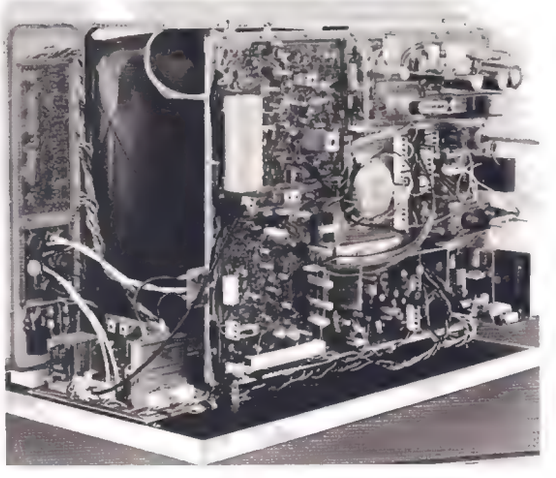
Mit diesem Gerät ist das Laden von Akkumulatoren somit äußerst einfach. Man muß lediglich die Batterie anschließen und S 2 kurz drücken. Mit der in Serie geschalteten Lampe läßt sich kontrollieren, wann der Akkumulator voll geladen ist.

Der Abgleich des Gerätes

1. Schichtpotentiometer von etwa 500 Ω/1 W in Reihe mit einem Strommesser an die Batterieklemmen (+) und (–) des Gerätes anschließen. Schleifer von E 2 gegen R 5 drehen. Stromversorgung einschalten, S 2 drücken. Das Potentiometer soll nahe 0 Ω stehen. Mit E 1 45 mA einstellen. Anschließend Strommesser aus der Serienschaltung entfernen.
2. Präzisionsspannungsmesser an Klemme (+) legen und gegen Masse messen. Potentiometer so hoch drehen, daß mit I_a an (+) 14,9 V entstehen.
3. Nun E 2 vorsichtig zurückdrehen bis die Lampe erlischt, also T 1 und damit I_a gesperrt werden.



◀ Bild 5. Ladegerät für einen Nickel-Cadmium-Akkumulator 12 V/500 mAh



Ausschließlich mit Halbleitern bestückt ist dieses Entwicklungsmuster eines Farbfernsehgerätes von SGS/Ates ▼

Literatur

[1] cq-DL, 2/72, Seiten 105 und 106.

[2] *Kinzelbach, R.:* Stahlakkumulatoren. VDI Verlag GmbH Düsseldorf 1968, Seiten 11...15.

[3] *Kinzelbach, R.:* Stahlakkumulatoren. VDI Verlag GmbH Düsseldorf 1968, Seite 153.

[4] Prospekt 40 396, Varta-Aktiengesellschaft.

[5] *Kinzelbach, R.:* Stahlakkumulatoren. VDI Verlag GmbH Düsseldorf 1968, Seiten 142...151.

[6] Gasdichte Nickel-Cadmium-Akkumulatoren, Hinweise für die Projektierung, Varta-Aktiengesellschaft 54007.

[7] *Tietze, U., Schenk, Ch.:* Halbleiter-Schaltungstechnik. Zweite Auflage, Springer-Verlag Berlin · Heidelberg · New York 1971, Seiten 111 bis 116 und 206...210.

[8] *Tietze, U., Schenk, Ch.:* Halbleiter-Schaltungstechnik. Zweite Auflage, Springer-Verlag Berlin · Heidelberg · New York 1971, Seiten 300...302.

[9] *Dokter, F., Steinhauer, J.:* Digitale Elektronik. Philips' Fachbücher, Deutsche Philips GmbH, Hamburg 1969, Seite 160.

Halbleiterbestücktes Farbfernsehgerät

Das Applikationslabor von SGS/Ates in Mailand hat ein 110°-Farbfernsehgerät entwickelt, das – abgesehen von der Bildröhre natürlich – ausschließlich mit Halbleitern bestückt ist. Die Firma versuchte, einige interessante Problemlösungen mit der Entwicklung dieses Geräts darzustellen.

Integrierte Schaltungen verwendet man im Bild- und Ton-Zf-Teil, im Kanalwähler zur automatischen Scharfabstimmung, im Tondemodulator, als Leistungs-Nf-Verstärker und in Kürze auch bei der Farbträgererzeugung, dem Farbartsignalverstärker und im Signaldemodulator.

Ein neuer diffundierter Leistungstransistor befindet sich in der Ablenkstufe für die 110°-Bildröhre. Dieser Transistor, ein BU 115, arbeitet in einer Schaltung, die die Netzspannung direkt gleichrichtet und mit Hilfe einer getasteten Spannungsregelschaltung auf die notwendige Betriebsspannung herabsetzt.

Die Firma glaubt, mit dieser Entwicklung einen Schritt zum preisgünstigen Farbfernsehgerät getan zu haben.

Ein Video- und Hi-Fi-Heimstudio für 375 000 Dollar

Wenn man liest, mit welchem, geradezu märchenhaften audiovisuellen Aufwand Hugh Hefner, „erster" Playboy der Welt, Herausgeber des Playboy-Magazins und Präsident der Playboy Corp., seine Chikagoer Villa ausstaffiert hat, so darf man das sicher als offizielle und endgültige Bestätigung eines Verdachtes werten, den man schon länger hegte: nämlich, daß im Leben eines Playboys gar nicht die vielen schönen Mädchen zählen, sondern vielmehr die rassigteure, variantenreiche Elektronik. 375 000 $ oder 1,2 Mio. DM – das ist eine Investition, die auch bei langjähriger Nutzung den erzielbaren Effekt einfach nicht mehr lohnen kann ...

In welcher Massierung Hefner sich und seine Gäste auditiven und visuellen Abenteuern auszusetzen beliebt, zeigt die Aufzählung der in seinem Haus installierten Geräte: 14 Schwarzweiß-Fernsehempfänger mit 48-cm-Schirm von Zenith, 20 Schwarzweißmonitoren mit 23er-Bildschirm von Panasonic, zehn Farbempfänger mit 59er-Bildschirm von Zenith, 2 Videorecorder 2 VR 660 C von Ampex, vier 53er-Farbmonitoren von Conrac, drei Audio/Video-Tuner von Conrac, ein 3M-Dropout-Kompensator, einen Videorecorder von Grass Valley, einen Video-Ausgangsverstärker von Grass Valley, einen Tektronix-Oszillografen 535 nebst Großbild-Sichtgerät 529, drei Fisher SA-100-Verstärker, drei Fisher R 200-5-AM/FM-Tuner, zwei Mikrofon-Mischpulte Ampex 354, einen Thorens Td-224-Plattenwechsler, zwei Ortofon-Hi-Fi-Systeme, 247 Spulen mit Videoband, eine Seeburg-Musikbox mit 100 Schallplatten, zwei Marantz-10-B-FM-Tuner, zwei Marantz-Vorverstärker, zwei McIntosh-Verstärker 275, zwei 35-mm-Filmprojektoren von Garrard, einen GPL-Fernseh-Großprojektor, sieben 16-mm-Filmprojektoren, eine A-7-Filmtheater-Tonausrüstung, eine 4 m × 5 m große perforierte Bildwand, ein JBL-Paragon-Lautsprechersystem, eine Marconi-Fernsehkamera und – eine unübersehbare Menge von weiteren Hi-Fi-Komponenten, die sein 54-Zimmer-Haus wie eine mittlere Rundfunk-Großhandlung bis unter das Dach füllen. Nicht zu vergessen die 18 Lautsprecherpaare in den diversen Zimmern und die fünf Systeme im „Wohnzimmer".

Aufbau der Anlage

Hefners 250 AV-Geräte werden von drei Zentralen aus in Bewegung gesetzt. Im *Elektronik-Raum* konzentriert sich der größte Teil des Video-Equipments zur Aufnahme der diversen TV-Programme, von denen Hefner bereits mehr als 700 konserviert hat. Dieser Raum, 3,5 m × 5,5 m groß, auf 23 °C und 35 bis 45 % Luftfeuchtigkeit voll klimatisiert, ist direkt von seinem Schlafzimmer aus zugänglich, dessen berühmtestes Requisit wohl das Rundbett mit 2,5 m ⌀ sein dürfte. Vom „Kopfende" dieses Bettes aus sind alle Maschinen fernsteuerbar, wenn sie nicht auf automatischen Lauf programmiert sind. Natürlich gehört zur Ausstattung dieses Raumes auch eine umfangreiche Ela-Anlage.

Das zweite Zentrum elektronischer Aktivität im Hause Hefner ist eine 4,5 m lange Steuerkonsole im Haupt-Wohnraum. Von hier aus gehen Toninformationen in den Speisesaal, in das Schwimmbad, in die Unterwasser-Bar, in das Spielzimmer und natürlich in den Wohnraum selbst. Die Unterwasser-Bar liegt übrigens unmittelbar unter dem 3,5 m tiefen Swimming-pool, dessen Boden aus einer Glasscheibe besteht. Die Lautsprecherboxen im Wohnraum, vier Klipsch-Horn-Systeme, enthalten je zwei 31-cm-Tieftöner, zwei Hochtöner, einen Mitteltöner und ein Übergabenetzwerk. Sie stammen von Wharfedale. Die beiden 35-mm-Filmprojektoren sind in einem kleinen Nebenkabinett untergebracht, das man zum Wohnraum hin öffnen kann.

Und wenn diese beiden Elektronik-Zentren nicht mehr erlebnisträchtig genug sind, kann man in das *Römische Bad* am südlichen Ende der Villa ausweichen. Es besteht aus zwei Räumen, ist ganz in Marmor ausgelegt, und man stellt es sich am besten wie eine Kulisse für einen Fellini-Film vor. Auch hier befindet sich über dem Bett ein ausgedehntes Steuerpult mit Bedienungsorganen für die Temperatur der Wasser-Matratze und für die zahlreichen Audio- und Videogeräte. Die Wassertiefe im eigentlichen Bad beträgt 96,5 cm.

Bedient und überwacht wird das ganze System von *George Alton*, der es in zehnjähriger Arbeit aufgebaut hat und in Hefners Konzern im Range eines Direktors tätig ist. Er hat auch die Unterhaltungselektronik im „Big Bunny", dem firmeneigenen DC-9-Jet, installiert. Man findet ihn sehr oft, mit dem Firmenchef auf dem Teppich liegend, bei der Demontage eines 16-mm-Projektors oder bei der Diskussion über neue Hi-Fi-Geräte. Fünf weitere Hilfskräfte sorgen in Tag- und Nachtschicht dafür, daß Hefners Reich nicht eine Sekunde still steht.

Werner Schulz

Nach: Electronics Australia und Audio Magazin, USA.

Bild 1. George Alton an der selbstgebauten Steuerkonsole im Haupt-Wohnraum der Hefner-Villa

Bild 2. Fernsehprojektor und 35-mm-Projektoren im Haupt-Wohnraum, die auch gelegentlich zur Mitarbeiter-Schulung der Playboy Corp. benutzt werden

Bild 3. George Alton vor seinen Monitoren

Anregungen zum Bau eines Wah-Wah-Gerätes

Jochen Oberst

Zur Bereicherung und Variation des Klangcharakters von Gitarren mit elektrischen Tonabnehmern werden oft elektronische Geräte verwendet. Zu diesen Hilfsmitteln zählt auch das sogenannte Wah-Wah-Gerät, mit dem sich der Gitarrenklang sehr schön verfremden läßt. Der Wah-Wah-Effekt beruht darauf, daß aus dem gesamten zu übertragenden Frequenzbereich ein kleines Frequenzband ausgeblendet und wahlweise über das ganze Spektrum verschoben wird. Das hier beschriebene Gerät kann man als Vorsatzgerät vor jeden Verstärker oder vor jedes Rundfunkgerät mit Tonabnehmereingang schalten.

Funktionsweise

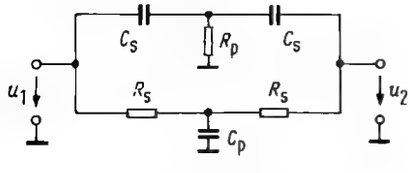
1. Version

Zur Erzeugung des kleinen, verschiebbaren Frequenzbandes im Niederfrequenzbereich wird ein sogenanntes Doppel-T-Filter in Verbindung mit einer Verstärkerstufe verwendet. Bei dem Filter handelt es sich um die Parallelschaltung eines Tiefpasses und eines Hochpasses *(Bild 1)*. Eine solche Anordnung hat einen Frequenzgang gemäß *Bild 2*, d. h. bei einer bestimmten Frequenz, der sogenannten Resonanzfrequenz, wird das Signal beim Durchgang durch das Filter vollständig gedämpft. Die Resonanzfrequenz hängt folgendermaßen von der Größe von R_p ab:

$$f_{res} = \frac{1}{2\,\pi\,C_p\,R_p}$$

Wird also R_p variabel gemacht, so hat man damit auch die Resonanzfrequenz variabel gemacht.

Bild 3 verdeutlicht die Wirkungsweise. Das vom Gitarrenabnehmer kommende Signal gelangt über die Eingangsbuchse und einen Entkopplungswiderstand auf einen einstufigen Transistorverstärker. An dessen Ausgang tritt das Signal verstärkt auf, mit einer Phasendrehung von 180° gegenüber dem Eingangssignal. Über ein Gegenkopplungsnetzwerk, bestehend aus dem Doppel-T-Filter, wird das Signal wieder auf den Eingang zurückgeführt. Diese Gegenkopplung ist frequenzabhängig, da ja das Gegenkopplungsnetzwerk selbst frequenzabhängig ist. Der Durchgangswiderstand, bzw. die Durchgangsdämpfung des Signals beim Durchlaufen des Filters bei der Resonanzfrequenz ist sehr groß (Bild 2), infolgedessen wird die Resonanzfrequenz sehr wenig gegengekoppelt. Alle anderen Frequenzen läßt das Filter mehr oder weniger gut durch; somit ergibt sich für diese eine größere Gegenkopplung. Am Ausgang des Verstärkers erhält man also eine Resonanzkurve, die so ähnlich aussieht wie die eines Parallelschwingkreises.



◀ **Bild 1. Doppel-T-Filter**

Das Signal gelangt über R 1 und C 1 *(Bild 4)* an die Basis des Transistors T 1. Am Kollektor tritt das Signal verstärkt auf und wird über den Kondensator C 2, der die Gleichspannungskomponente des kollektorseitigen Signals abtrennt, auf das Doppel-T-Filter gegeben. Sein Ausgang ist mit der Basis verbunden. Der Widerstand R_p besteht aus dem Fotowiderstand FW 1. Über C 6 gelangt das Signal auf den Emitterfolger, dessen

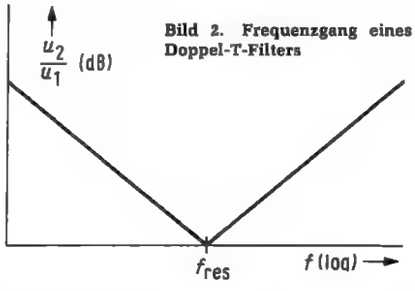


Bild 2. Frequenzgang eines Doppel-T-Filters

Schaltung keine Besonderheit aufweist. Der Fotowiderstand FW 1 sitzt mit der Lampe La 1 in einem lichtundurchlässigen Gehäuse. Die Lampe kann den Fotowiderstand nur dann belichten, wenn der zwischen Lampe und Fotowiderstand befindliche Schieber weggedrückt wird. Besitzt man ein Fußpedal (z. B. von einer Orgel oder einer Nähmaschine) oder einen geeigneten Tretschalter, so wird dieser mechanisch mit dem Schieber gekoppelt. Beim Treten des Pedals oder Schalters wird der Schieber mitgenommen, der Fotowiderstand belichtet und der Wah-Wah-Effekt ertönt.

Der Aufbau ist ziemlich unkritisch, nur muß man die Leitung vom Doppel-T-Filter zum Fotowiderstand abschirmen. Die Lampe La 1 wird am zweckmäßigsten an der gleichen Versorgungsspannung wie das Gerät betrieben. Würde man sie, statt mit Gleichspannung, mit Wechselspannung betreiben, so ergäbe das große Brummstörungen. Um auch Brummeinstreuungen von außen her zu vermeiden, baut man das Gerät am besten in ein Metallgehäuse ein. Netztransformatoren o. ä. sollten außerhalb dieses Gehäuses montiert werden.

Mit dem 2-kΩ-Trimmpotentiometer R 6 wird die Verstärkung des Geräts

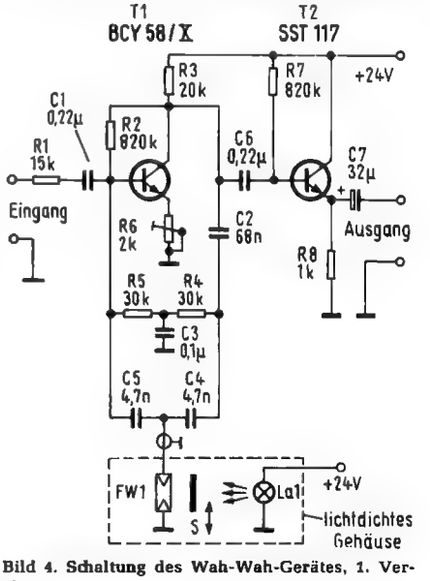
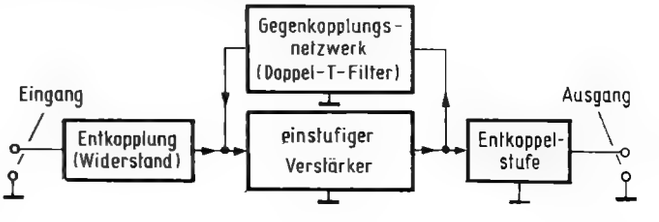


Bild 4. Schaltung des Wah-Wah-Gerätes, 1. Version

Bild 3. ▶ Blockschaltbild, prinzipielle Wirkungsweise



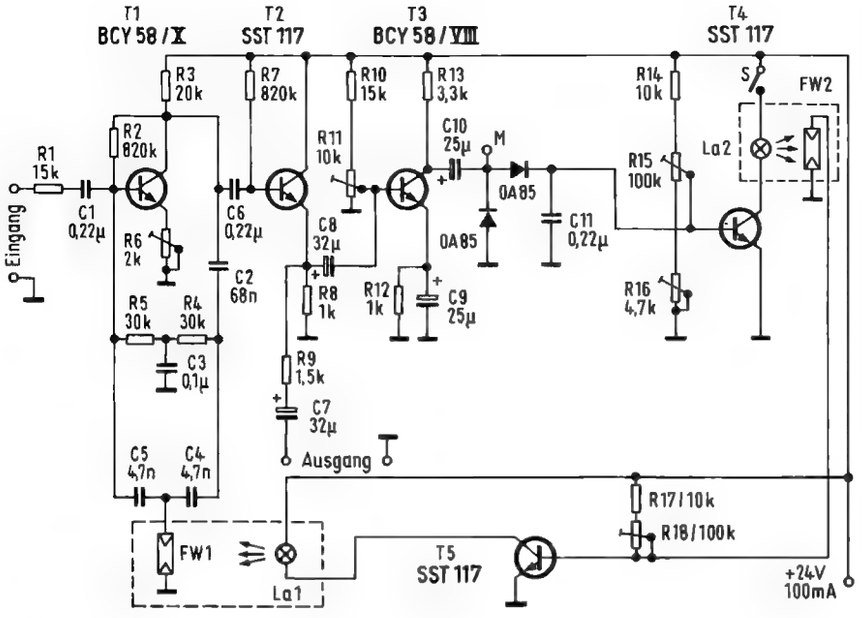


Bild 5. Schaltung der 2. Version

eingestellt. Wird die Verstärkung zu groß eingestellt, so wird die Stufe instabil und beginnt zu schwingen, was sich durch einen Pfeifton im Lautsprecher bemerkbar macht. R 6 ist so einzustellen, daß gerade noch kein Schwingen auftritt. Der Widerstand R 1 entkoppelt den Transistoreingang vom Innenwiderstand des Gitarrentonabnehmers. Würde R 1 fehlen, so käme beim Herausziehen des Gitarrenanschlußkabels die Schaltung ins Schwingen. Der Transistor T 1 muß ein Typ mit so hoher Stromverstärkung sein, daß die Stufe auf jeden Fall zum Schwingen gebracht werden kann.

2. Version

Will man längere Zeit mit dem Wah-Wah-Effekt spielen, so muß man zu dessen Erzeugung ständig den Fußschalter oder das Pedal treten. Diesen Nachteil vermeidet die folgende Schaltung nach *Bild 5*, bei der zur Erzeugung des Effekts nur einmal ein Fußschalter getreten wird. Nimmt man den Fuß vom Schalter wieder weg, so verschwindet der Effekt. Der Grundgedanke besteht darin, daß in Abhängigkeit von der Lautstärke (der Aussteuerung) ein Lämpchen zum Leuchten gebracht wird, das nun seinerseits den Fotowiderstand beleuchtet. In der Praxis hat es sich jedoch bewährt, daß man den Fotowiderstand genau umgekehrt ansteuert, d. h. das Lämpchen beleuchtet den Fotowiderstand ständig und erlischt nur dann, wenn auf der Gitarre eine Saite angeschlagen wird.

Tabelle der Spezialteile

T 1	BCY 58/X (Siemens) o. ä.
T 3	BCY 58/VIII (Siemens) o. ä.
T 2, T 4, T 5	SST 117 (SGS) o. ä.
La 1, La 2	24 V, 2 W
FW 1, FW 2	LDR 03, LDR 05, LDR 07 o. ä.
Dioden	Germanium-Universaldioden z. B. OA 90, OA 85 o. ä.
T 1	sollte eine möglichst große Stromverstärkung haben (z. B. BCY 58/X: $\beta = 520$)
T 4, T 5	sollten Verlustleistungen von größer oder gleich 3 W haben.

Die Transistoren T 1 und T 2 haben die gleiche Funktion wie bei der 1. Version. Vom Emitter des Transistors T 2 gelangt das Signal über C 8 (32 µF) zur Basis des Transistors T 3. Der Widerstand R 9 (1,5 kΩ) am Emitter von T 2 entkoppelt den Ausgang von der Basis des Transistors T 3. Vom Kollektor des Transistors T 3 gelangt das Signal nun über C 10 auf die Germaniumdioden OA 85, an denen es gleichgerichtet wird. Es wurden Germaniumdioden verwendet, weil bei diesen die Knickspannung geringer ist als bei Siliziumdioden und somit die Schaltung auch bei geringen Aussteuerungen noch gut arbeitet.

Der Kondensator C 11 verhindert eine eventuell vorhandene Schwingneigung des Geräts; erst in zweiter Linie erfüllt er die Funktion des Ladekondensators. Die an die Basis von T 4 gelangenden positiven Spannungsspitzen steuern diesen aus, so daß das Lämpchen La 2 im Kollektorkreis aufleuchtet. Somit wird der Fotowiderstand FW 2 belichtet, wodurch er niederohmig wird. Da er die Basis-Emitterspannung des Transistors T 5 steuert, sperrt er T 5 also immer dann, wenn T 4 leitet und umgekehrt.

Im Kollektorkreis des Transistors T 5 befindet sich die Lampe La 1, die den Fotowiderstand FW 1 ansteuert. Dieser nimmt den Platz des Widerstandes R_p im Doppel-T-Filter ein. Mit dem Schalter S wird der Wah-Wah-Effekt abgeschaltet. Das Gerät wirkt in diesem Fall als Vorverstärker. Der Schalter S kann über eine nicht abgeschirmte Leitung, z. B. als Fußschalter, an das Gerät angeschlossen werden.

Für La 1 und FW 1 sowie La 2 und FW 2 dient als lichtundurchlässiges Gehäuse z. B. ein Tablettenröhrchen. Das ganze Gerät sollte wegen der Brummempfindlichkeit in ein Metallgehäuse eingebaut sein. Die Transistoren T 4 und T 5 sollten eine maximale Verlustleistung von etwa 3 W haben. Der im Originalgerät verwendete SST 117 hat eine max. Verlustleistung von 2,6 W und wird mit Kühlstern betrieben.

Die erste Stufe wird – wie schon bei der 1. Version beschrieben – abgeglichen. Mit R 11 stellt man den Transistor T 3 so ein, daß das verstärkte Signal am Meßpunkt M einigermaßen unverzerrt ist. Der Arbeitspunkt des Transistors T 4 wird mit R 15 (Grobeinstellung) so gewählt, daß bei leichtem Anschlagen der Saiten die Lampe La 2 aufleuchtet. Mit R 16 läßt sich eine Feineinstellung dieses Abgleichvorganges durchführen.

Ist nun der Arbeitspunkt von T 4 eingestellt, so wird das lichtundurchlässige Gehäuse, in dem La 2 und FW 2 sitzen, wieder geschlossen. Nun öffnet man das lichtundurchlässige Gehäuse, in dem sich La 1 und FW 1 befinden und dreht R 18 so lange, bis bei mäßig starkem Anschlagen der Saiten die Lampe La 1 erlischt. Jetzt wird dieses Gehäuse wieder geschlossen, und das Gerät ist betriebsbereit.

Um den Wah-Wah-Effekt etwas zu verbessern, kann man nun mit R 6 die Stelle einstellen, an der die erste Stufe gerade zwischen Stabilität und Instabilität schwankt. Greift man nun in die Saiten, so ertönt nicht nur ein einziges Wah, sondern gleich mehrere.

Weitere Anregungen

Man erhält besonders schöne Wah-Wahs, wenn man vom Ausgang eines bereits vorhandenen Verzerrers auf das Wah-Wah-Gerät geht. Allerdings muß man dann unter Zwischenschaltung eines Potentiometers das verzerrte Signal auf wenige Millivolt verkleinern, weil das Wah-Wah-Gerät sonst übersteuert wird und der Effekt dadurch verlorengeht.

Anstelle des Schiebers in Version 1 kann man die Lampe natürlich auch mit einem einfachen Schalter ein- und ausschalten. Allerdings wirkt der Effekt dann etwas kurz und abgehackt. Auch kann man zur Beleuchtung des Fotowiderstandes in Version 1 die Lampe eines eventuell vorhandenen Vibratogerätes verwenden. Der Wah-Wah-Effekt erscheint dann periodisch im Takt der Vibratofrequenz.

Christian Rockrohr

Empfindlicher Lichtempfänger für sichtbares Licht und Infrarot-Licht

Lichtsprechgeräte benützen als Träger Licht, das auf vielerlei Arten moduliert wird. Da die eingebauten Verstärker Wechselspannungsverstärker sind, können diese Geräte auch am Tage betrieben werden, da Gleichlicht keinen Einfluß auf sie ausübt.

Es ist recht interessant, mit Licht zu experimentieren. Hierfür leistet ein empfindlicher Lichtempfänger gute Dienste. Anwendungsmöglichkeiten gibt es viele für einen solchen Lichtempfänger: als Empfangsstelle für einen Lichtsender, als Indikator für Helligkeits- oder Farbunterschiede, Feststellen eines Infrarot-Nachtsichtgerätes, sofern dieses mit einem Infrarot-Scheinwerfer arbeitet usw.

Den fertigen Lichtempfänger zeigt *Bild 1*. Das lichtempfindliche Element, ein Silizium-Fototransistor, befindet sich im Brennpunkt des Parabolspiegels in der Taschenlampe. Auf eine Optik (Linse) wurde verzichtet, da die verwendete Taschenlampe einen sehr guten Parabolspiegel besitzt und außerdem der Fototransistor sehr empfindlich ist (Fotostrom 3.2 mA 1000 Lux). In einem Kästchen befinden sich Verstärker, Lautsprecher und Batterie.

Die Schaltung des Lichtempfängers ist in *Bild 2* dargestellt. Der Operationsverstärker TAA 861 hat eine Spannungsverstärkung von max. 90 dB, so daß der Verstärker trotz starker Gegenkopplung noch sehr empfindlich ist. Für 1 W Ausgangsleistung an 8 Ω müssen dem Verstärker etwa 18 mV Eingangsspannung zugeführt werden. Die Betriebsspannung beträgt hierbei 9 V. Als Endstufe findet das bewährte Komplementärpaar AC 187 K / 188 K seine Anwendung.

Es gibt zwei Ausführungen der IS TAA 861, den Typ TAA 861 im Metallgehäuse ähnlich TO-78 und den Typ TAA 861 A im Plastik-Steckgehäuse. Die technischen Daten dieser beiden Typen sind nahezu gleich. Das Anschlußschema zeigt *Bild 3*.

Der Aufbau des Verstärkers ist problemlos auf einer 2,5 mm Lochrasterplatte. Schwieriger ist es, den Fototransistor in den Brennpunkt zu bringen. Wer sich wenig Arbeit machen möchte, zerstört am besten die kleine Linsenlampe und lötet den Fototransistor so an die beiden Lampendrähte, daß der lichtempfindliche Chip des Fototransistors etwa dort sitzt, wo sich vorher der Glühfaden der Lampe befand. Wer es genauer machen möchte, schraubt die Lampe heraus, steckt einen dünnen Gegenstand wie etwa einen Kupferdraht hindurch und richtet den Spiegel auf eine Lichtquelle. Man sieht nun den Brennpunkt genau als leuchtenden Ring um den Draht herum. An diese Stelle muß der Fototransistor gebracht werden, und zwar mit der Lichtöffnung nach hinten! Wie der Weg des Lichtes aussieht, zeigt *Bild 4*. Die Leitung vom Fototransistor zum Verstärker muß auf jeden Fall abgeschirmt werden, da wegen der hohen Verstärkung sonst neben einem ohrenbetäubenden Brumm auch noch Rundfunk gehört werden kann, was ja nicht beabsichtigt ist.

Die mechanische Lösung des Fotoempfängers ist naturgemäß sehr einfach. Trotzdem ist durch die hohe Empfindlichkeit von Fototransistor und Verstärker das Optimum an Empfindlichkeit schon fast erreicht. So sind z. B. nach

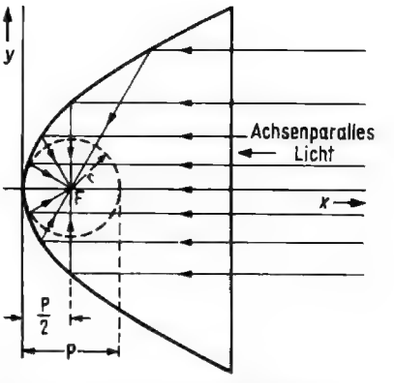


Bild 4. Strahlengang im Parabolspiegel

Sonnenuntergang in einem schon nahezu dunklen Raum Farbunterschiede an Bildern feststellbar, was sich, wenn man den Fotoempfänger schneller über das Bild bewegt, in Knackimpulsen äußert.

Mit dem Trimmpotentiometer P 1 muß der Arbeitspunkt des Fototransistors T 1 eingestellt werden. Hiermit läßt sich also auch die maximale Lichtempfindlichkeit einstellen, etwa auf höchste Empfindlichkeit speziell für Nachtbetrieb oder für Tagesbetrieb mit einer Einstellung, bei der der Fototransistor durch das Gleichlicht noch nicht „zumacht". Der nichtbenützte Basisanschluß kann auch zu einer Empfindlichkeitsregelung herangezogen werden. Mit dem Potentiometer P 2 wird die Verstärkung eingestellt.

Der verwendete Fototransistor (BPX 38/V) hat seine maximale Empfindlichkeit bei 0,8 nm, was Infrarotlicht entspricht. Daher eignet sich der Lichtempfänger auch speziell für Infrarotanwendungen. Beim Bau eines Lichtsprechgerätes leistet er auch gute Dienste, da man beim Lichtsenderbau die Wirkung verschiedener Modulationsarten überprüfen kann.

Literatur

Siemens-Halbleiter-Schaltbeispiele 1968.

◄ Bild 1. Außenansicht des Lichtempfängers

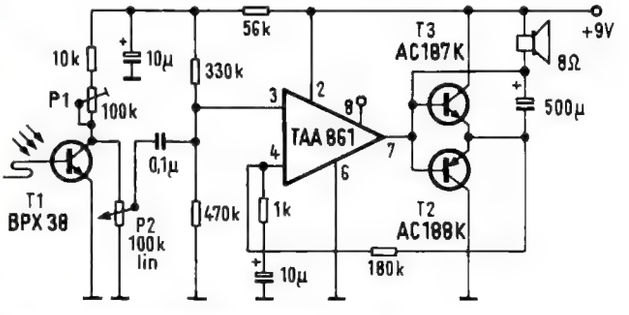


Bild 2. Schaltung des Lichtempfängers

Bild 3. ► Anschlußschema der Operationsverstärker

Reinhard Niehoff

Eingabetastatur für elektronischen Rechner

Für die einwandfreie Funktion eines elektronischen Rechners muß unbedingt vorausgesetzt werden, daß die Eingabetastatur saubere und eindeutige Signale an die Rechen- und Steuerschaltung abgibt. Die „schnellen" TTL-Bausteine reagieren besonders empfindlich auf das sogenannte Kontaktprellen, mit dem leider jeder noch so gute mechanische Schalter behaftet ist. In dem in der FUNKSCHAU in Heft 21/1971 bis Heft 2/1972 beschriebenen Tischrechner wird das Kontaktprellen durch bistabile Flipflops vermieden, die allerdings aktiv gesetzt und rückgesetzt werden müssen. Dazu sind Eingabeschalter mit Umschaltkontakten nötig (Mikroschalter). Oft besteht der Wunsch, Taster zu verwenden, die nur Einschaltkontakte besitzen. Dazu gehören in der Regel auch die Original-Eingabetastaturen, die von einigen Firmen angeboten werden. Der Vorteil solcher Tastaturen gegenüber den Mikroschaltern liegt in der Größe der Tasten, ihrer sauberen Anordnung und der klaren Beschriftung, wodurch eine angenehmere Bedienung gewährleistet wird.

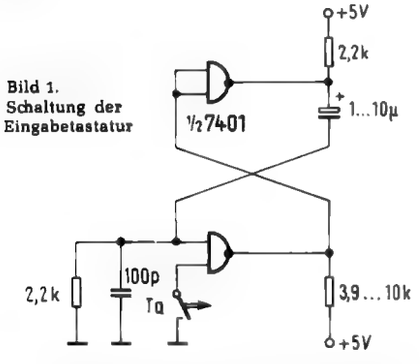


Bild 1. Schaltung der Eingabetastatur

Bei solchen Schaltern hilft nur eine nachgeschaltete monostabile Kippstufe, die folgende Eigenschaften haben muß:

1. Der metastabile Zustand muß so lange andauern, daß auch grobes Kontaktprellen mit Sicherheit vermieden wird; andererseits muß diese Zeitspanne kurz genug sein, um auch bei schnellster Bedienung auf jeden einzelnen Tastendruck zu reagieren. Günstig ist ein Wert von etwa 100 ms.

2. Um die monostabile Kippstufe direkt anstelle der vorgesehenen bistabilen Flipflops verwenden zu können, muß der Ausgang sofort beim Tastendruck auf logisch O gehen und in diesem Zustand verharren, bis die Taste losgelassen wird. Erst dann soll der Ausgang nach der Zeitverzögerung wieder auf logisch L zurückkippen.

Die Schaltung läßt sich mit zwei NAND-Gattern realisieren *(Bild 1)*. Versuche ergaben, daß der Typ SN 7401 N mit offenem Kollektor bessere Ergebnisse hinsichtlich Flankensteilheit und Genauigkeit der Zeitkonstante ermöglicht als der Typ SN 7400 N. Allerdings müssen dadurch mehr externe Bauelemente in Kauf genommen werden. *Bild 2* zeigt einen Ausschnitt aus der Platine. Für die erforderlichen 16 monostabilen Kippstufen werden acht IS benötigt. Eine IS enthält also zwei Stufen. Die in der Abbildung nicht gezeigten weiteren 14 Stufen werden in gleicher Weise aufgebaut.

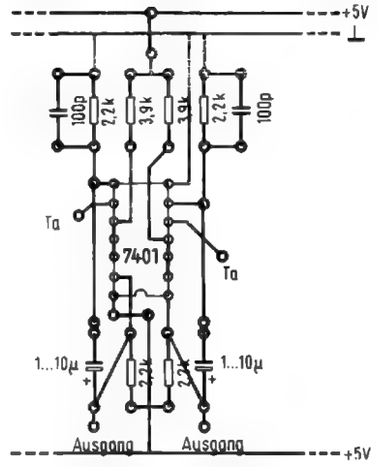
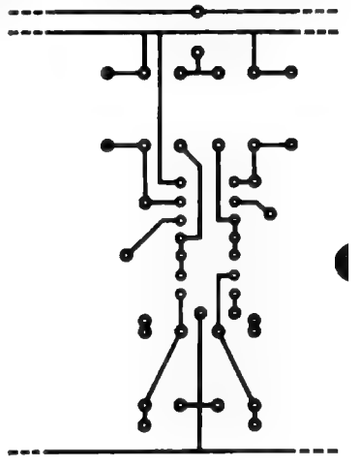


Bild 2. Platinenvorschlag (Maßstab 1 : 1)



Die Schaltung erwies sich als außerordentlich zuverlässig. Sie wurde mit einem in TTL-Technik aufgebauten Zähler getestet. Dabei wurden vier verschiedene Tastschalter verwendet. Ohne nachgeschaltete monostabile Kippstufe registrierte der Zähler zwischen 50 und 300 Impulse pro Tastendruck, je nach Schalterart. Anschließend wurde die monostabile Kippstufe nachgeschaltet und jeder der vier Schalter 1000mal betätigt. Es kam nicht ein einziger (!) Doppelimpuls zustande. Um ganz sicher zu gehen, wurden schließlich die Schalter durch zwei blanke Schaltdrähte ersetzt, bei deren Berührung ohne weitere Schaltungsmaßnahmen der Zähler „tanzt". Selbst jetzt ermöglichte die Schaltung eine saubere Einzelzählung.

Ein universelles Alarmgerät

An ein universelles Alarmgerät ist die Forderung gestellt, daß speziell die alarmauslösenden Teile leicht und unkompliziert an den zu schützenden Gegenständen anzubringen sind. Umständliche Schnur- und Drahtverbindungen sind für den Laien oft nicht leicht herzustellen, hochwertige Ultraschallgeräte unerschwinglich oder unrentabel.

Eine denkbar einfache Lösung bietet sich in Form eines alarmauslösenden kleinen Permanentmagneten an, der auf einen Reedkontakt wirkt. Ein solcher Magnet läßt sich überall befestigen. Wird er von dem Reedkontakt weggezogen, dann öffnet sich der Kontakt, und das Gerät gibt Alarm in Form eines akustischen Signals.

Ein vollkommen neues Anwendungsgebiet ergibt sich zum Beispiel für einen Angler, dem das lästige Warten auf das Anbeißen der Fische abgenommen wird. Der Magnet wird an der Angelschnur befestigt und das Gerät mit dem Reed-

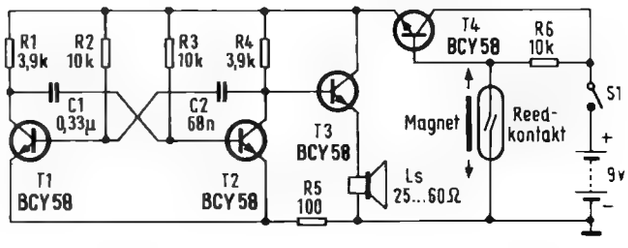


Bild 1. Schaltung des Alarmgerätes

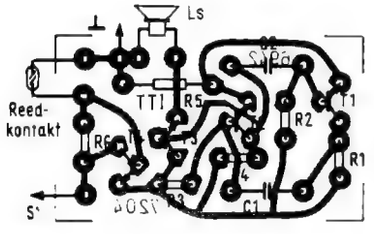
kontakt daneben gestellt. Beißt nun ein Fisch an, wird der Magnet weggezogen, und das Gerät gibt Alarm.

Bild 1 zeigt die Schaltung des Gerätes. Das Herz besteht aus einem astabilen Multivibrator mit den Transistoren T 1 und T 2. Um einen oberwellenreicheren und damit besser hörbaren Ton zu erreichen, wurde er unsymmetrisch ausgelegt. Der erzeugte Ton wird mit dem Transistor T 3 auf die erforderliche Leistung gebracht, um den Lautsprecher betreiben zu können. T 3 ist mit einem Kühlstern zu versehen. Da der Reedkontakt bei angelegtem Magneten geschlossen ist, würde das Gerät ständig Alarm geben. Da dies nicht erwünscht ist, sorgt der Transistor T 4 dafür, daß das Gerät bei geschlossenem Kontakt keinen Strom bekommt. Die Stromversorgung des Gerätes läuft über die Kollektor-Emitter-Strecke von T 4. Ist der Reedkontakt geschlossen, was bei angelegtem Magneten der Fall ist, dann bekommt T 4 eine negative Basisvorspannung, wodurch er völlig sperrt. Öffnet sich der Kontakt, so erhält T 4 über den Widerstand R 6 eine positive Vorspannung und er schaltet durch, so daß der Multivibrator samt Verstärker voll an der Batterie liegen.

Der Lautsprecher sollte eine Impedanz zwischen 25 und 60 Ω haben, wobei der höherohmige Typ zwar den Transistor schont, aber auch eine geringere Lautstärke erzeugt. Prinzipiell kann auch ein 8-Ω-Lautsprecher angeschlossen werden, wenn man dafür sorgt, daß das Gerät nach Alarmgabe bald abgeschaltet wird. Die erzielte Lautstärke ist in diesem Fall am größten. Man kann für den Transistor T 3 auch einen leistungsstärkeren Typ verwenden, wenn man ganz sicher gehen will.

Das Gerät wird am besten auf eine gedruckte Schaltung *(Bild 2)* und in ein passendes Gehäuse eingebaut. Für den Reedkontakt (Typ 012-6 von SEL) wird an einer passenden Gehäuseseite ein rechteckiger Ausschnitt vorgesehen, damit der Magnet auf den Reedkontakt einwirken kann. Zur Stromversorgung dient eine 9-V-Transistorbatterie, die eine genügende Betriebszeit garantiert, da die Stromaufnahme des Gerätes im Ruhezustand (Reedkontakt geschlossen) kaum ins Gewicht fällt. An die Transistoren T 1, T 2, T 4 ist außer genügender Stromverstärkung keine besondere Anforderung gestellt, T 3 sollte einen größeren Kollektorstrom vertragen können.

Chr. Rockrohr (I 109)



R4, R3, R2, R1, R5 sind stehend montiert

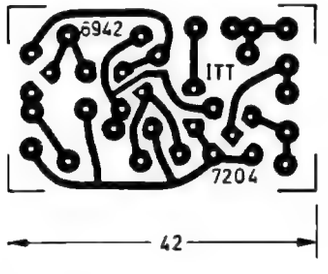


Bild 2. Platine und Bestückungsplan. Ein Bausatz ist bei ITT Schaub-Lorenz – Abt. Lehr- und Hobbysatz – erhältlich

Helmut Ebersmann

Fernbedienbare Phasenanschnittsteuerung mit FET-Eingang

2. Teil

Der mechanische Aufbau

Die Schaltung wurde bis auf wenige Teile auf einer doppelseitig kupferkaschierten Leiterplatte aufgelöst. Die strichpunktierte Linie in Bild 1 gibt den Bereich der Leiterplatte an. Die Kreise an den Rändern tragen die Symbole der Plattenanschlüsse. *Bild 6* zeigt die Bahnführung auf Ober- und Unterseite und *Bild 7* die Anordnung der Bauelemente auf der Leiterplatte. Für den Widerstand R 8 hat der Verfasser einen Spindeltrimmer verwendet. Für einen kleinen keramischen Trimmwiderstand sind die Bohrungen entsprechend zu ändern.

Die restlichen Bauelemente befinden sich auf einer kleinen Aluminiumplatte, die zusammen mit dem Transformator Tr 1 befestigt wird *(Bild 8)*. Zu beachten ist noch, daß die Leiterbahnen, über die der Laststrom (bis 6 A!) fließt, dick mit Zinn versehen werden müssen, da sie sonst verbrennen. Das fertige Mustergerät hat die Abmessungen 170 × 80 × 40 mm.

Tabelle 2. Technische Daten

Versorgungsspannung U_e = 220 V, 50 Hz
Ausgangsspannung U_a = 0...< 220 V
Ausgangsstrom $I_a \leqq 6$ A
Eigenverbrauch $P_e \sim 1{,}5$ W
Ext. Steuerung
U_e = 0...22 V
$R_e > 1$ MΩ (bei $U_e < 22$ V;
bei $U_e > 22$ V ca. 56 kΩ)
Belastbarkeit der Hilfsspannung für die Fernbedienung ($U^+ = 22$ V); $I_L \leq 2$ mA

Tabelle 3.
Im Mustergerät verwendete Bauteile

BF 245 (oder 2 N 3819); Texas Instruments
2 N 2646, SC 41 D; General Electric
BCY 59, BCY 78; ITT, Siemens, Tfk
Kreuzkerne X 22, X 30; Valvo, Siemens

Bild 6. Ansicht des Mustergerätes

Anwendungsmöglichkeiten

Das Gerät ist recht vielseitig. Als Erstes sei die bekannte Leistungseinstellung von Lampen und Motoren erwähnt. Mit Hilfe des eingebauten Zeitgliedes läßt sich die Schaltung als Beleuchtung für das Heimkino verwenden. *Bild 9* zeigt die einfachste Schaltung einer Fernbedienung. Mit einem Schalter kann man die Last ein- und ausschalten oder mit einem Potentiometer kontinuierlich steuern, wobei man die höchste Leistung mit dem Potentiometer P 2 am Hauptgerät einstellt. Diese Art der Fernbedienung wäre z. B. zur Belichtungssteuerung eines Vergrößerungsgerätes denkbar.

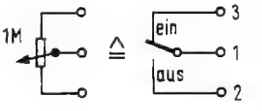


Bild 9. Einfachste Fernbedienung

Bild 10 zeigt eine Fernsteuerschaltung, bei der die Leistung durch das einfal-

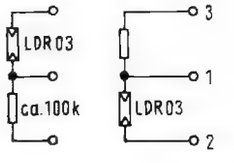
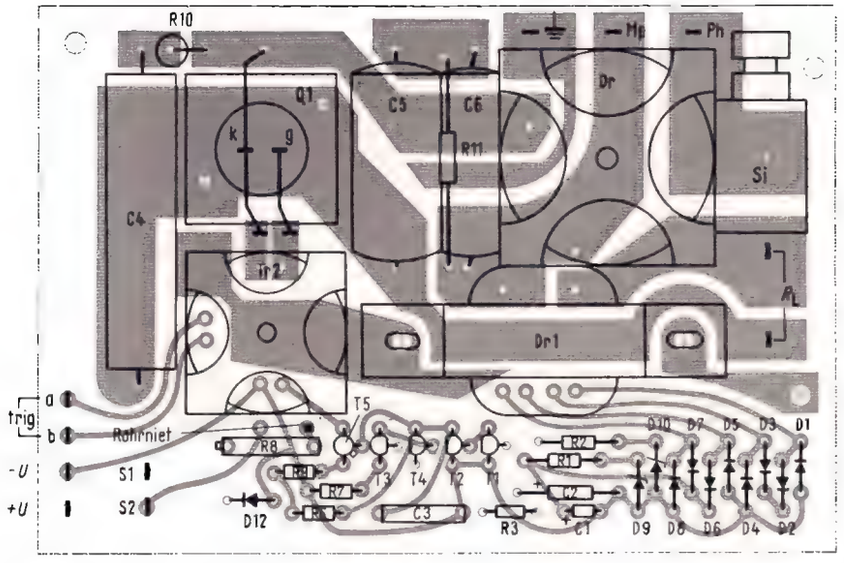


Bild 10. Lichtsteuerung



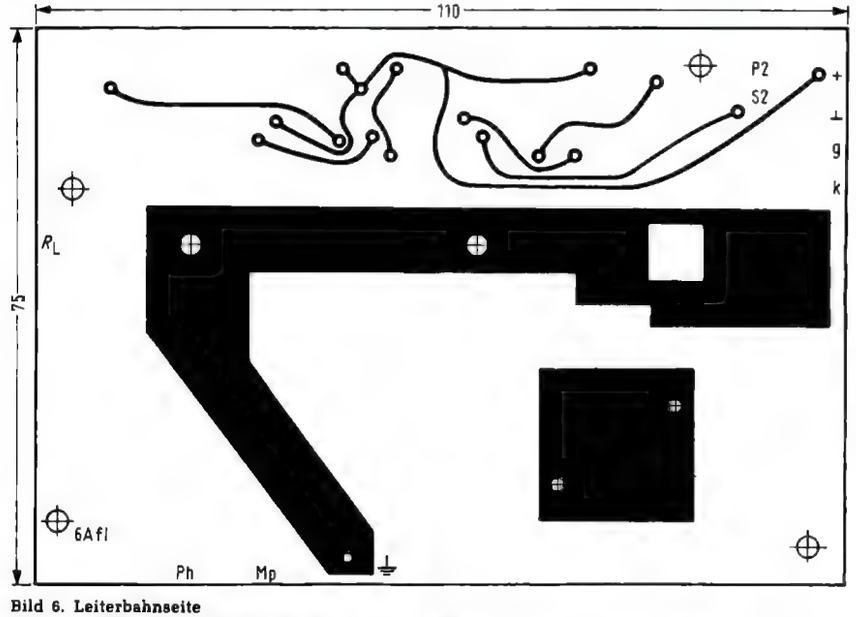


Bild 6. Leiterbahnseite

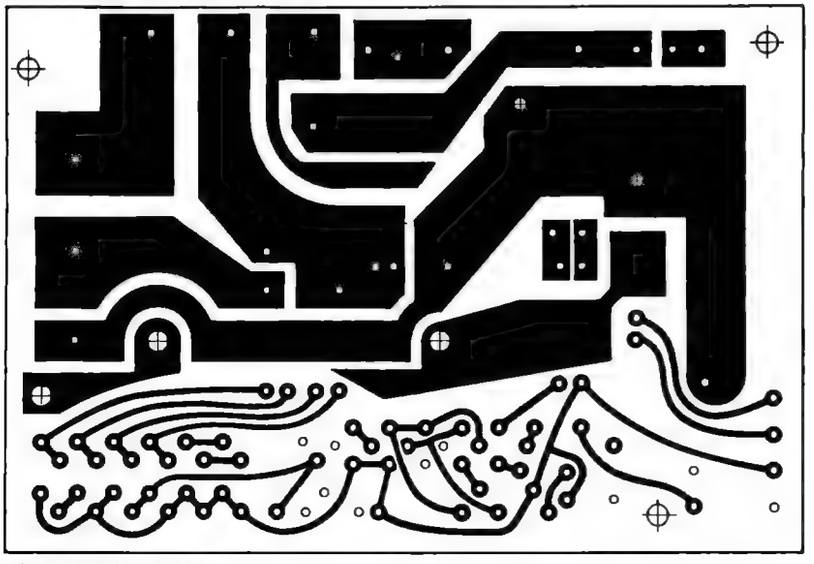


Bild 7. Bestückungsseite

lende Licht eingestellt wird. Man kann z. B. eine Lampe auf konstanter Helligkeit halten. Benutzt man statt des Fotowiderstandes einen temperaturabhängigen NTC- oder PTC-Widerstand, so kann man Temperaturen regeln.

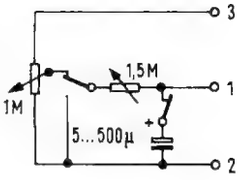


Bild 11. Grundhelligkeit und Zeitkonstante (> 5 min) einstellbar

Mit einer Schaltung nach *Bild 11* kann man sämtliche Funktionen des Zentralgerätes auf die Fernsteuerung übertragen. Die Schaltung nach *Bild 12* erlaubt die Verwendung der Anschnittsteuerung als Lichtorgel. Die Musiksignale werden

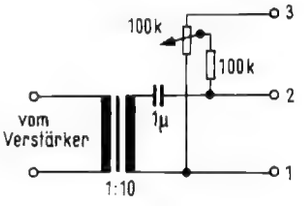


Bild 12. Lichtorgel

über einen hochohmigen Übertrager auf etwa U_{ss} = 20...25 V herauftransformiert, und mit dem Potentiometer stellt man die Grundhelligkeit ein.

Grundsätzlich ist noch zu erwähnen, daß der Strom von Anschluß 3 nach 2 nicht größer als 2 mA sein darf, da sonst die Versorgungsspannung des Gerätes nicht mehr stabilisiert ist. Weil der Eingang sehr hochohmig ist, kommt man bei allen Fernbedienungen mit sehr kleinen Strömen aus. Bei langen Fernbedienungsleitungen kann es allerdings vorkommen, daß eine Brummspannung eingestreut wird. Der Verbraucher läßt sich dann nicht mehr ganz ausschalten. In diesem Fall schaltet man ein RC-Glied mit einer Frequenz von < 50 Hz vor den Eingang.

Beim Steuern von Heizungen reichen manchmal die 6 A Ausgangsstrom nicht aus. Für diesen Fall ist die Wicklung N 3 des Übertragers Tr 2 vorgesehen. An sie kann noch ein weiterer Triac angeschlossen werden. Er wird dann genauso beschaltet wie der bereits angeschlossene. Beide arbeiten in Parallelschaltung und ermöglichen so das Steuern von über 2 kW.

Literatur

[1] *Limann, O.*: Dioden und Diacs, Thyristoren und Triacs-Bauelemente und Schaltungen der Leistungselektronik. FUNKSCHAU 1968, 1/5, 2/45, 3/87.

[2] *Zandra, Dr. W.*: Der Triac, ein modernes Bauelement der Wechselstromtechnik. RCA Applikation.

[3] *Galloway, J. H.*: RF Filter Considerations for Triac and SCR Circuits. General Electric Application Note 201.19, 4/66.

Dipl.-Phys. Johannes Kleemann

Digitalschaltungen in der Praxis

6. Teil

Die ersten sechs Teile dieser Reihe erschienen ab Heft 14/1972 jeweils im folgenden Heft. Der Beitrag beschreibt ein Experimentiersystem für integrierte Schaltungen, das ein leichtes Einarbeiten in die Praxis der Digitaltechnik ermöglicht.

7 Zahlenanzeige

In das beschriebene Experimentiergerät für integrierte Schaltungen kann ohne großen Aufwand nachträglich noch eine kleine Baugruppe zur Anzeige der zu dem BCD-Code gehörenden Zahlen eingebaut werden. Mit dieser Erweiterung des Experimentiergerätes lassen sich die wichtigsten Grundlagen der digitalen Zähltechnik experimentell erarbeiten.

7.1 Aufbau der Ziffernanzeige

Als Anzeigeelement wird ein sogenannter Siebensegment-Glühfadenanzeiger (Minitron 3015 F), dessen Anschlüsse in eine 16polige Dual-in-Line-Fassung passen, verwendet. Die sieben Segmente des Anzeigers sind gemäß *Bild 34* mit den 16 Anschlußfahnen des Anzeigers verbunden. Hieraus erkennt man, daß beispielsweise die Zahl „1" aufleuchtet, wenn man die Anschlüsse 12 und 13 an + 5 V und die Anschlüsse 11 und 14 an Masse legt. Die Stromaufnahme dieses Glühfadenanzeigers ist recht gering und liegt im Mittel bei etwa 30 mA.

Wie man aus diesen Daten entnehmen kann, wird für den Betrieb dieser Art von Zahlenanzeige keine zusätzliche Stromversorgung benötigt, da die hierfür erforderliche Betriebsspannung mit derjenigen der SN-74er-Serie übereinstimmt.

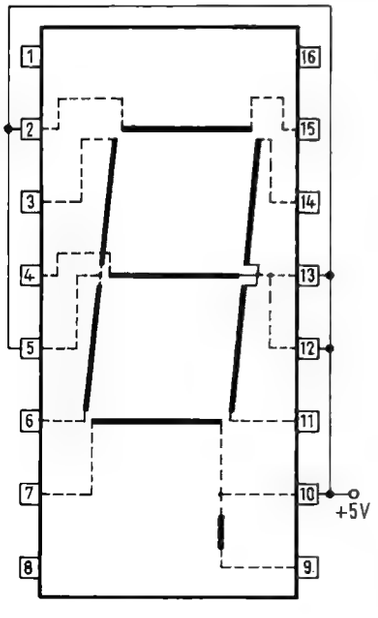
7.2 Anzeigeträgheit

Die Anzeigeträgheit ist bei Glühfaden-Ziffernanzeigern wesentlich größer als bei Glimmlampenanzeigern. Dennoch können die Glühfadenanzeiger auch bei Zählerdekaden, die mit hoher Frequenz arbeiten, eingesetzt werden. Entscheidend ist bei diesen Zähldekaden nur, daß die hierfür verwendeten Zählerbausteine die angelegte hohe Frequenz einwandfrei verarbeiten können. Für die Zeit des Ablesens liegt an den Anschlüssen der Ziffernanzeige ohnehin nur eine reine Gleichspannung an. Während des Zählvorganges mit hoher Frequenz leuchten infolge der Trägheit der Glühfäden alle sieben Segmente gleichzeitig auf, so daß als Zahlenbild eine „acht" erscheint.

7.3 BCD-Dezimal-Decodierer

Der hier beschriebene Siebensegmentanzeiger kann nicht unmittelbar an den Ausgang eines im Binär-Code zählenden Dekadenzählers angeschlossen werden. Zwischen Zähler und Anzeige ist noch eine Treiberstufe zu schalten. Die Anschlüsse 3, 4, 6, 7, 10, 11, 14 und 15 des Siebensegmentanzeigers werden durch diese Treiberstufe in der richtigen Reihenfolge an Massepotential gelegt. Damit kann die Zahl aufleuchten, die dem an den Eingängen A, B, C und D der Treiberstufe anliegenden Binärcode entspricht.

Diese Aufgabe der Treiberstufe übernimmt der BCD-Dezimal-Decodierer SN 7447, der gemäß *Bild 35* an den Glühfaden-Ziffernanzeiger angeschlossen wird. An dem in diesem Schaltbild in die Stromzuführung des Anzeigers eingezeichneten 10-Ω-Widerstand entsteht während des Zähl-



◀ **Bild 34. Anschlußschaltbild des Siebensegment-Glühfadenziffern-Anzeigers Minitron 3015 F**

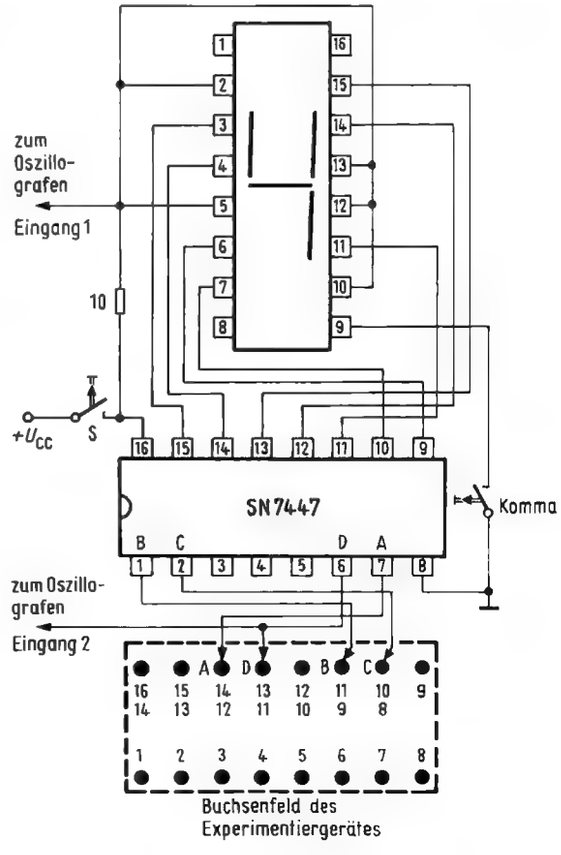


Bild 35. ▶ Anschluß des Minitron 3015 F an den BCD-Dezimal-Decodierer SN 7447

vorganges ein Spannungsabfall, der dem Stromverbrauch des Zahlenanzeigers entspricht. Führt man diese Spannung einem Oszillografen zu, erkennt man deutlich den aus zehn Schritten bestehenden Zählvorgang. Um zu den einzelnen Zählschritten die dazugehörenden Zahlen zuordnen zu können, wurde gleichzeitig der D-Ausgang des Zählers SN 7490 mit in das Oszillogramm aufgenommen *(Bild 36)*. Aus der Funktionstabelle des Zählers SN 7490 kann man entnehmen, daß an dessen D-Ausgang nur bei den Zahlen 8 und 9 ein 1-Signal

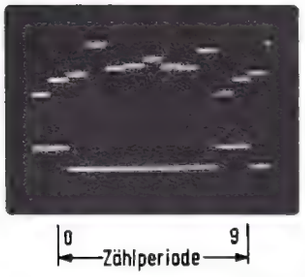


Bild 36. Oszillografische Darstellung der Stromaufnahme der einzelnen Ziffern von 0...9 beim Minitron 3015 F während einer Zählperiode

anliegt. Damit ist eine zahlenmäßige Zuordnung zu den Zählschritten des Glühfadenanzeigers möglich. Man erkennt, wie zu erwarten war, daß die größte Stromaufnahme dieses Glühfadenanzeigers bei der Zahl 8 und die geringste bei der Zahl 1 auftritt.

7.4 Einbau dieser Baugruppe in das Experimentiergerät

In *Bild 37* wird gezeigt, wie diese kleine Baugruppe mechanisch aus zwei übereinander angeordneten Printplatten zusammengesetzt wird. Die Distanz zwischen diesen Platten wird durch zwei 40 mm lange Schrauben M 3 gehalten. Dieselben Schrauben werden auch zum Befestigen der Baugruppe an der Frontplatte, in die zuvor ein Ausschnitt mit den Abmessungen 14 mm × 24 mm für den Zahlenanzeiger ausgesägt wurde, verwendet.

Wo die Zahlenanzeigeeinheit in das Experimentiergerät einzubauen ist, erkennt man aus dem *Bild 38*. Diese Baugruppe zur Zahlenanzeige kann, wenn man sie für einen Versuch nicht benötigt, über einen Schalter S ganz von der Stromversorgung abgetrennt werden.

Die Eingänge des BCD-Dezimal-Decodierers werden direkt mit den Buchsen der Frontplatte verbunden, die den A-, B-, C-, D-Ausgängen des Dezimalzählers SN 7490 entsprechen (Bild 35).

Mit Hilfe der *Tabelle 9* kann im Experiment der Dezimalzähler SN 7490 schnell und einfach an diese Baugruppe angeschlossen werden. Ohne den Zähler SN 7490 kommt man aber auch ebenso einfach direkt an die A-, B-, C-, D-Eingänge des BCD-Dezimal-Decodierers heran.

Tabelle 9.
Anschlußschema für den Einbau der Zählerbaugruppe

Ausgang des SN 7490	Eingang des SN 7447	Buchsen auf der Frontplatte
A	7	12
B	1	9
C	2	8
D	6	11

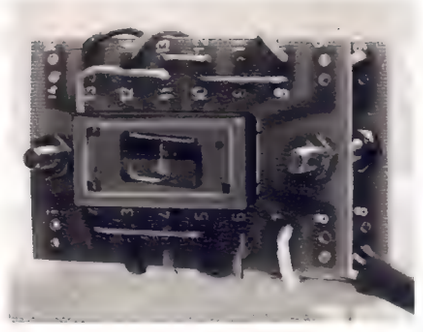
(Fortsetzung folgt)

Berichtigung

Im 4. Teil dieser Reihe, der in Heft 17/72 erschien, ist eine Korrektur versehentlich vor dem Druck nicht ausgeführt worden.

In Tabelle 5 auf Seite 632 muß es naturgemäß im Kopf heißen:: A B C D. Für den Abschnitt 6.7 „Der Zähler SN 7492" gilt folgender neuer Text:

Auf ganz analoge Weise kann der Zähler SN 7492 untersucht werden. Dieser Zähler ist intern so geschaltet, daß er beim Erreichen der Zahl 12 auf Null zurückschaltet. Soll dieser Zählerbaustein aber schon beim Erreichen der Zahl 6 auf Null zurückgesetzt werden, sind lediglich dessen beide Nand-Eingänge gemeinsam an den Ausgang D anzuschließen *(Bild 27)*.



▲ **Bild 37. Komplette Ziffernanzeigeeinheit zum Einbau in das Experimentiergerät**

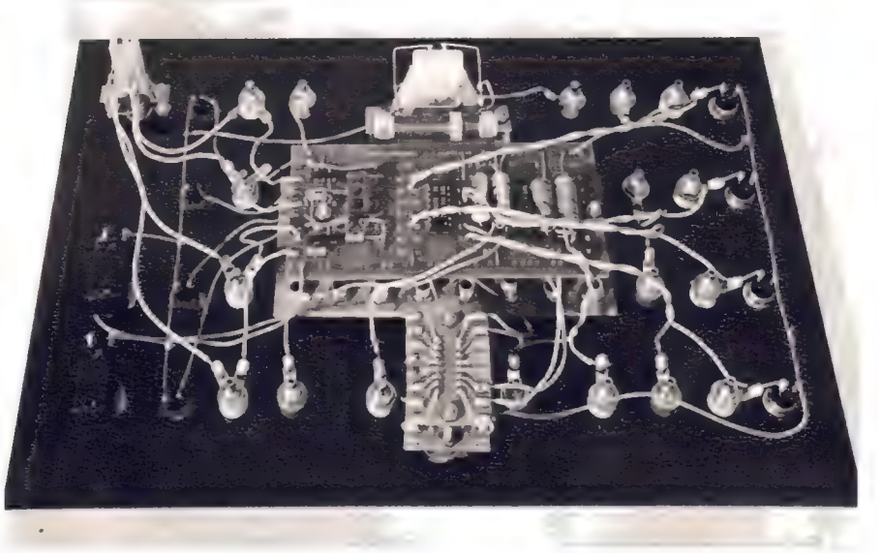


Bild 38. ▶ So wird die Ziffernanzeigeeinheit in die Bedienungsplatte des Experimentiergerätes eingebaut

Elektronischer Würfel mit Spielerselektion

1. Teil

Helmut Schweitzer

Zur Idee, den klassischen Spielwürfel (mit den sechs Augenwerten) durch eine elektronische Zufallsanzeige zu ersetzen, ist bisher eine Reihe einander ähnlicher Lösungen publiziert worden. Neu dürfte die Erweiterung der Würfelelektronik durch eine elektronische Spielerselektion sein, die die Teilnahme der Würfelbenutzer ordnet und überwacht. Für die Spieler nahezu unbewußt, unterbindet diese Spielerselektion das Mogeln.

Ausgangspunkt sind die sechs Augenwerte des Spielwürfels. Als Ersatz von Augen zeigt eine moderne 7-Segmentanzeige von Dezimalzahlen das Wurfergebnis an. Die zur Wurfanzeige nicht benötigten Dezimalzahlen der 7-Segmentanzeige sind elektronisch verriegelt.

Jeder Spieler würfelt mit Hilfe seiner Drucktaste, die über ein dünnes flexibles Zwillingskabel mit der Steuerlogik und der Anzeige verbunden ist. Steuerlogik und Anzeige sind in einem kleinen Aluminiumgehäuse untergebracht, das auch den Netzteil aufnimmt *(Bild 1)*. Ein Spieleradreßregister speichert jeweils eine Adresse, die den zugeordneten Spielerzugang selektiert und die Zugänge der übrigen Spieler sperrt. Das ebenfalls von der 7-Segmentanzeige gezeigte Adreßzeichen fordert den an der Reihe befindlichen Spieler auf, zu würfeln.

In Anlehnung an das Würfelspiel „Mensch ärgere dich nicht" ist die Spielerselektion für die Teilnahme von maximal sechs Spielern ausgelegt. Beteiligen sich weniger als sechs Spieler an einem Spiel, so werden die nicht belegten Spielerzugänge automatisch übersprungen.

Erzeugung der Zufallszahlen und der Spieleradressen

Das Blockschaltbild *(Bild 2)* vermittelt eine Übersicht über die digitalen Arbeitsvorgänge. Der Taktpulsgeber liefert ununterbrochen Pulse mit einer Wiederholungsfrequenz von rund 30 kHz und einem Tastverhältnis von 15. Über einen Torschalter, den der selektierte Spieler indirekt schließen kann, gelangen diese Pulse zum Zufallszahlenerzeuger, einem dreistelligen Ringzähler mit sechs Binärzuständen. Diese Binärzustände entsprechen Dualzahlen, die den Dezimalzahlen 1 bis 6 äquivalent sind. Bei der Taktfrequenz von 30 kHz wiederholt sich jede Dualzahl alle 0,2 ms. Da die vom Spieler manuell freigegebene Zählerlaufzeit mindestens 100 Millisekunden wirksam ist, läuft der Zähler bei einem Wurf mindestens 500mal zyklisch durch bis er wieder anhält. Damit ist gewährleistet, daß sich der Zählerendstand nicht manipulieren läßt, also ein reines Zufallsprodukt ist. Die Steuerlogik schaltet den Zählerendstand zum BCD-Decoder durch, der die Dualzahl in die äquivalente Dezimalanzeige umschlüsselt.

BCD-Decoder und 7-Segmentanzeige können natürlich alle Dezimalziffern (0...9) wiedergeben und erfordern daher zur Ansteuerung 4stellige Dualzahlen. *Tabelle 1* veranschaulicht die Beziehung

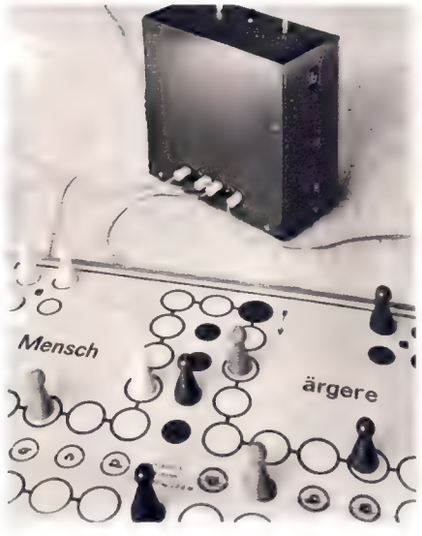


Bild 1. Steuerlogik, zwei 7-Segment-Anzeigen und Stromversorgung des elektronischen Würfels sind in einem Aluminiumgehäuse untergebracht, das folgende Abmessungen hat: Höhe 12 cm, Breite 12,6 cm, Tiefe 6 cm

zwischen Dezimal- und Dualzahlen. Da wir zur Wurfanzeige nur die Dezimalziffern von 1 bis 6 benötigen und damit die höchstwertige Bitstelle (D-Stelle) der äquivalenten Dualzahlen auf Null bleibt, braucht der Zähler nur die Bits der Stellen A, B und C zu erzeugen. Es reichen dazu drei Kippstufen aus.

Wie außerdem aus der Tabelle 1 ersichtlich, interpretiert die Kombination aus BCD-Decoder und 7-Segmentanzeige auch die Pseudotetraden durch Aufleuchten von Zifferfragmenten. Da sich diese Fragmente gut voneinander unterscheiden und mit den Normalziffern nicht verwechselt werden können, sind sie hier als Adreßzeichen verwendet worden. Geht man davon aus, daß sich für die sechs Adressen des Adreßregisters die gleiche Zählerschaltung anbietet wie die zur Zufallszahlenerzeugung und daß die Unterscheidung zu den Wurfziffern einfach durch den Einszustand der D-Stelle erreicht wird, ergeben sich die in Tabelle 1 markierten Adreßzeichen. Daß hierbei die Dezimalziffer 9 einbezogen werden muß, stört nicht.

Der Spielablauf

Jeder Spieler erhält eine Drucktaste mit Kabel und Miniatur-Klinkenstecker zugeteilt. Der Stecker ist in eine beliebige Buchse der Steuerlogik und Anzeige einzuführen. Übersichtshalber beschrifte man die Steckzugänge mit den zugeordneten Adreßzeichen.

Tabelle 1.
Anzeigeumfang der 7-Segmentanzeige

Dezimalzahl (Position)	Dualzahl (einsaktiver Zählerstand) D	C	B	A	7-Segment-Anzeige	
0	0	0	0	0	0	
1	0	0	0	L	1	Zufallszahlen
2	0	0	L	0	2	Zufallszahlen
3	0	0	L	L	3	Zufallszahlen
4	0	L	0	0	4	Zufallszahlen
5	0	L	0	L	5	Zufallszahlen
6	0	L	L	0	6	Zufallszahlen
7	0	L	L	L	7	
8	L	0	0	0	8	
9	L	0	0	L	9	Spieleradreßzeichen
10	L	0	L	0	C	Spieleradreßzeichen
11	L	0	L	L	J	Spieleradreßzeichen
12	L	L	0	0	U	Spieleradreßzeichen
13	L	L	0	L	E	Spieleradreßzeichen
14	L	L	L	0	F	Spieleradreßzeichen
15	L	L	L	L	dunkel	

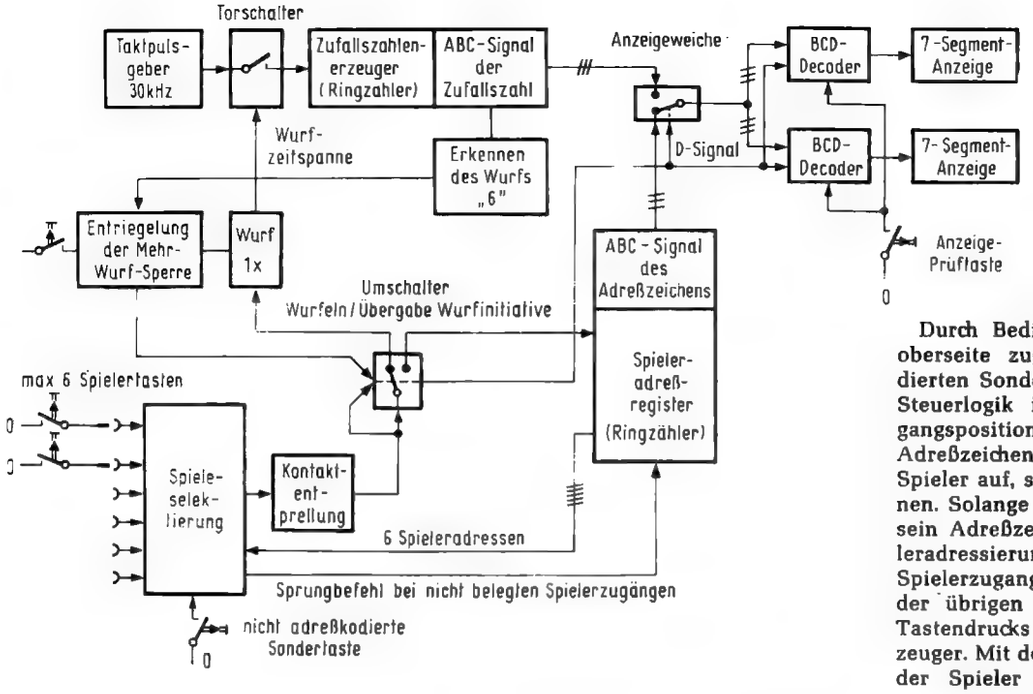


Bild 2. Blockdiagramm des elektronischen Würfels mit Spielerselektion

Durch Bedienen der an der Geräteoberseite zugänglichen *nicht* adreßcodierten Sondertaste ST 1 kann man die Steuerlogik in eine gewünschte Ausgangsposition bringen. Das angezeigte Adreßzeichen fordert den aufgerufenen Spieler auf, seine Spielertaste zu bedienen. Solange er die Taste drückt, bleibt sein Adreßzeichen angezeigt. Die Spieleradressierung selektiert jeweils *einen* Spielerzugang und sperrt die Zugänge der übrigen Mitspieler. Während des Tastendrucks läuft der Zufallszahlenerzeuger. Mit dem Loslassen der Taste hat der Spieler seinen Wurf getan. Ab

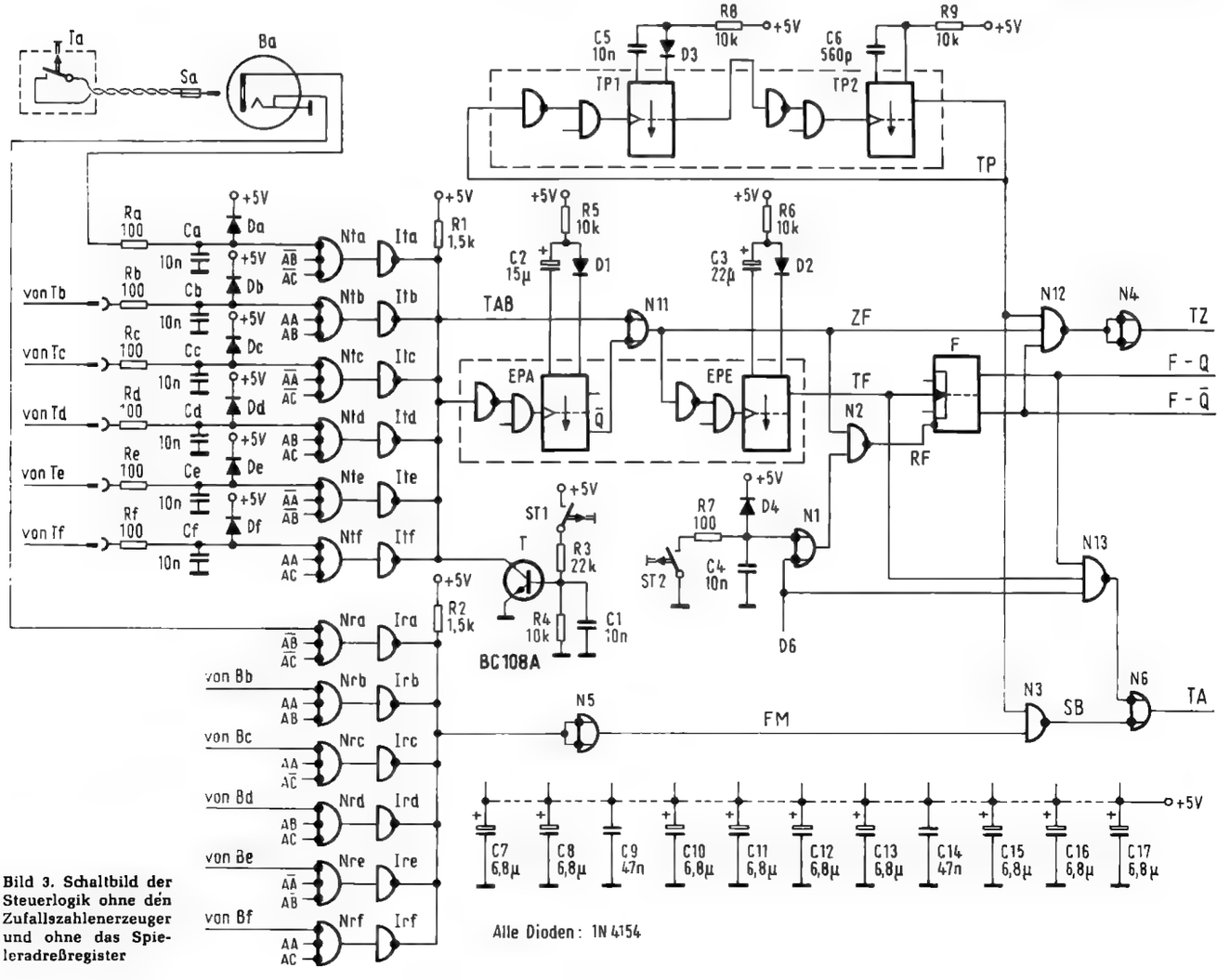


Bild 3. Schaltbild der Steuerlogik ohne den Zufallszahlenerzeuger und ohne das Spieleradreßregister

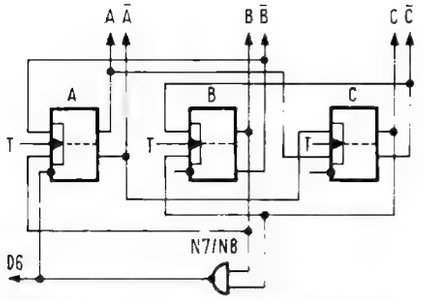


Bild 4. Zählerschaltung, die sowohl für den Zufallszahlenerzeuger wie für das Spieleradreßregister Verwendung findet

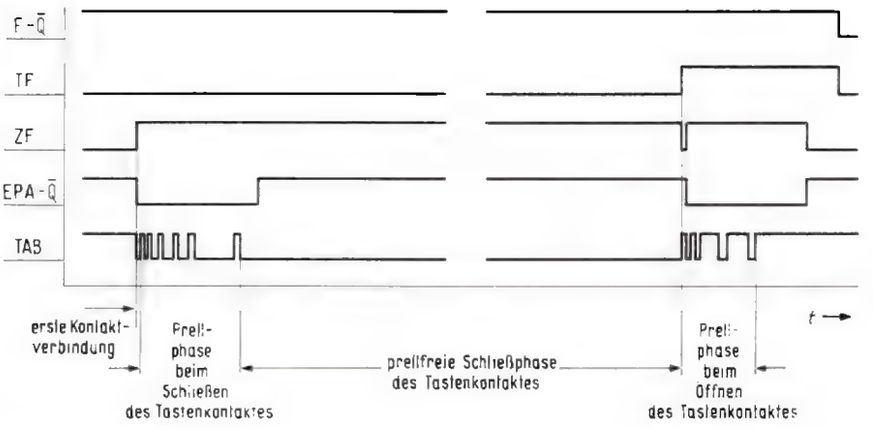


Bild 6. Ablaufbeispiel von Kontaktprellungen und deren Eliminierung durch monostabile Kippstufen

diesem Moment zeigt das Anzeigesystem eine zufällige Zahl von 1 bis 6 an. Während der Wurfanzeige bleibt die Steuerlogik auf jeden Fall noch auf den aufgerufenen Spieler adressiert. Die anderen Spieler können in die Phase der Wurfanzeige nicht eingreifen. Tastendrücke durch sie sprächen nicht an. Erst wenn der noch aufgerufene Spieler das *zweite* Mal seine Taste bedient, übergibt er dem nächsten Spieler die Wurfinitiative, vorausgesetzt der (letzte) Wurf lautete nicht 6. Ist das Wurfresultat jedoch eine 6, so räumt die Steuerlogik dem Spieler, der die 6 warf, einen Nachfolgewurf ein. In diesem Fall behandelt die Steuerlogik die Zweitbedienung der Taste als Wurf, gegebenenfalls auch die folgenden Tastenbedienungen, so oft hintereinander Sechsen erscheinen.

Beteiligen sich weniger als 6 Spieler an einem Spiel, so läßt man Kabelsteckzugänge beliebig frei. Bei der Übergabe der Wurfinitiative überspringt die Steuerlogik automatisch die nicht belegten Spielerzugänge. Die Spieler, die vor dem Spielende ausscheiden, haben ihren Kabelstecker zu ziehen.

Darf ein Spieler ohne den Wurf 6 mehrmals hintereinander würfeln[1]), so kann ihm das durch Bedienen der Sondertaste ST 2 ermöglicht werden.

[1]) Entgegen einer weit verbreiteten Praxis entspricht beim Spiel „Mensch ärgere dich nicht" das mehrmalige Würfeln für den Wiedereintritt ins Spielgeschehen nicht den Spielregeln der Spieleherstellers.

Die Schaltung

Die *Bilder 3, 4* und *7* zeigen die Digitalschaltung von Steuerlogik und Anzeige. Folgende Anordnungen arbeiten darin:

a) Taktpulsgeber

Der Taktpulsgeber setzt sich aus zwei rückgekoppelten Monoflops zusammen. Das Monoflop TP 2 erzeugt 2,3 µs lange einsaktive Taktpulse TP, das Monoflop TP 1 erzwingt rund 30 µs dauernde Abstände zwischen den Taktpulsen. Die beiden in einem IS-Baustein (SN 74123 N) untergebrachten monostabilen Kippstufen erzeugen ab Zustandswechsel ihrer Eingangsspannung Impulse, deren Dauer im wesentlichen die außen angeschalteten RC-Glieder (R 8, C 5; R 9, C 6) bestimmen. Prinzipiell wäre es denkbar, daß die Rückkopplungsschaltung nach dem Einschalten nicht anschwingt. Infolge der stark unterschiedlichen Startzeitkonstanten darf man aber stets mit einem sicheren Anschwingen rechnen.

b) Ringzähler

Die Zählerschaltung, die sowohl für den Zufallszahlenerzeuger wie für das Adreßregister Verwendung findet, ist in Bild 4 angegeben. Die Taktpulse bereiten das Kippen der J-K-Master-Slave-Kippstufen A, B, C vor und ihre L-O-Flanken lösen es abhängig von den Einspegeln an den J- und K-Eingängen aus.

Dem Modulo-6-Zählprinzip entsprechend arbeitet die Zählerschaltung als Ringzähler mit sechs A-B-C-Zuständen ohne bevorzugte Anfangs- und Endstellung. An sich könnten die drei Kippstufen gleichzeitig in Grundstellung ruhen, d. h. im Zustand OOO. Diesen Zustand, der nach dem Einschalten ohne Taktpulse möglich ist, korrigiert die NAND-Verknüpfung N 7/N 8 nach dem ersten Takt und den sich damit einstellenden LLL-Zustand durch Rücksetzen der Kippstufe A.

Die Forderung, daß die sechs Zählzustände innerhalb eines Zyklus je einmal aufzutreten haben, heißt nicht, daß dies in der Zählfolge des 8421-Code (dezimale Folge: 1, 2, 3, 4, ...) erfolgen müsse. Aus schaltungstechnischen Gründen zäh-

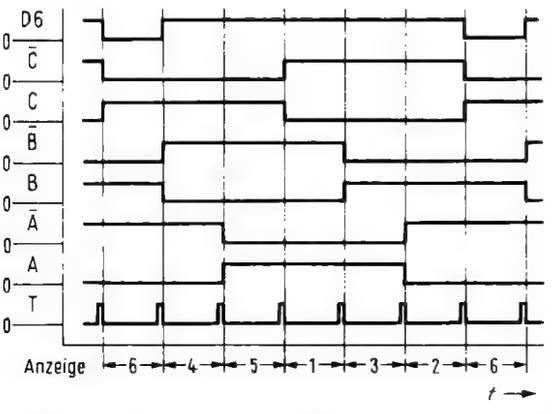


Bild 5. Signaldiagramm des zyklisch umlaufenden Zählers gemäß der Schaltung nach Bild 4. T = TA oder TZ

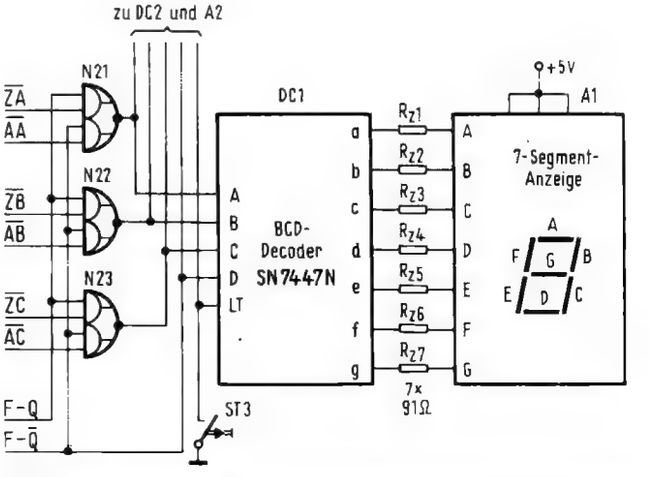


Bild 7. Anschlußschema der 7-Segment-Anzeige mit vorgeschaltetem BCD-Decoder, der über Anzeigeweichen gesteuert wird

Tabelle 2. Zählfolge des Spieleradreßregisters

laufende Schaltbildposition	Dezimalzahl gemäß Tabelle 1	Dualzahl (einsaktiver Zählerstand) (D)	C	B	A	nullaktive Decodiersignale des Spieleradreßregisters	
a	14	L	**L**	**L**	O	$\overline{AC}$	$\overline{AB}$
b	12	L	L	**O**	**O**	AB	AA
c	13	L	**L**	O	**L**	$\overline{AC}$	$\overline{AA}$
d	9	L	**O**	**O**	L	AC	AB
e	11	L	O	**L**	**L**	$\overline{AB}$	$\overline{AA}$
f	10	L	**O**	L	**O**	AC	AA

len die beiden gleichen Zähler in einer Weise, die aus dem Impulsverlauf *(Bild 5)* beziehungsweise aus der Zählfolge in *Tabelle 2* hervorgeht. Bei jedem Zustandswechsel ändert sich einem einschrittigen Code entsprechend nur eine Stelle.

Die Grundsignale der beiden gleichen Zähler lauten A, B, C. Ihnen ist ein A vorgesetzt, wenn sie vom Adreßzähler, und ein Z vorgesetzt, wenn sie vom Zufallszahlenerzeuger stammen. Sinngemäß unterscheiden sich die Taktsignale *(Tabelle 3)*. Die Decodierung des Binärzustands LLO (dezimal: 6) wird zur Wurfwiederholung benötigt und braucht daher nur vom Zufallszahlenerzeuger abgezweigt zu werden. Das Decodierresultat ist nullaktiv und heißt D 6.

c) Kontaktentprellung der Spielertasten

Alle mechanisch bewegten Schalterkontakte prellen mehr oder weniger sowohl beim Schließen wie beim Öffnen. Da die schnell schaltenden TTL-Schaltkreise bis zu ihren Laufzeiten jeden Zustandswechsel registrieren, lösen Prellungen eine undefinierte Anzahl von Befehlen aus. Wegen der Doppelfunktion der Spielertasten, nämlich Würfeln und Initiativübergabe, muß sich aber von einem Tastendruck auch ein eindeutiges Signal ableiten.

Tabelle 3. Signalnamen

Kurzname	Klartext
AA, AB, AC	Spieleradreßregister
D 6	Decodierung der Zufallszahl 6
EPA	Monoflop zur Entprellung am Anfang des Tastenbefehls
EPE	Monoflop zur Entprellung am Ende des Tastenbefehls
F	Flipflop für Umschalten Würfeln/Initiativübergabe
FM	Fehlmeldung (nicht belegter Spielerzugang)
RF	Rücksetzen des Flipflops F
SB	Sprungbefehl
TA	Takt des Adreßregisters
TAB	Tastenbefehl
TF	Takt Flipflop F
TP	Taktpulse
TP 1, TP 2	Taktpulsgeber
TZ	Takt des Zufallszahlenerzeugers
ZA, ZB, ZC	Zufallszahlenerzeuger
ZF	Zählerfreigabe

Kontaktprellungen lassen sich mit Hilfe von Speicheranordnungen unschädlich machen. Die im gemeinsamen Weg der Tastenbefehle (TAB) eingefügten monostabilen Kippstufen übernehmen diese Aufgabe. Das Monoflop EPA entprellt das Schließen des Kontakts, das Monoflop EPE das Öffnen. Die Wirkungsweise geht aus dem Ablaufbeispiel in *Bild 6* hervor. Mit der L-O-Flanke der ersten Kontaktverbindung startet das Monoflop EPA einen $\overline{Q}$-Ausgangsimpuls von rund 40 ms Dauer. Das RC-Glied R 5, C 2 ist für die Impulsdauer maßgebend. Während des nullaktiven $\overline{Q}$-Ausgangsimpulses haben L-O- und O-L-Wechsel des Signals TAB keine Wirkung, so daß das Signal ZF unbeeinflußt im Einszustand verweilt und das angekoppelte Monoflop EPE nicht startet.

In gleicher Weise überbrückt das zweite Monoflop EPE Kontaktpreller beim Wiederöffnen des Tastenkontaktes. Infolgedessen addiert sich der Wurfzeit ein Nachlauf von 40 ms, die aber die Zufallszahlenerzeugung nicht prinzipiell beeinflussen. Die L-O-Flanke des vom Monoflop EPE abgegebenen einsaktiven TF-Impulses schaltet das Flipflop F um. Die für den Musteraufbau verwendeten Drucktasten (Siemens) sind prellarm, mit Sicherheit sind ihre Prellungen nach 20 bis 30 ms beendet.

Die eingangsseitigen RC-Glieder (Ra bis Rf, Ca...Cf) sieben hochfrequente Störspannungen aus, die in die ungeschirmten Zuleitungen einstreuen. Die Dioden Da...Df verhindern das Überschwingen über den zulässigen L-Pegel.

d) Adreßdecodierung

Für den Signalzugang der Spielertasten und für die Meldung nicht belegter Spielerzugänge ist je eine Adreßdecodierung vorgesehen. Wie aus Tabelle 2 ersichtlich, besteht keine Bittitrade aus drei gleichen Bits. Zwangsläufig sind stets zwei Bits gleich, also entweder zweimal O oder zweimal L, wogegen das dritte Bit dazu komplementär sein muß. In keinem der sechs Binärzustände kommt die Stellenwertigkeit der gleichen Bits doppelt vor. Folglich reichen zur Decodierung jeweils die beiden gleichen Bits aus.

Der schließende Tastenkontakt schaltet den Fußpunkt (O-Pegel) der TTL-Schaltkreise zum Steuereingang durch. Der Schließvorgang ist damit nullaktiv. Aus Gründen eines rationellen Einsatzes von TTL-Gliedern steuert der Tastenbefehl zusammen mit dem Adressen-Bitpaar Verknüpfungsglieder (Nta...Ntf), die nennmäßig für NOR-Funktion vorgesehen sind. Wir verwenden sie hier zur AND-Verknüpfung mit eingangsseitiger Signalnegation. In diesem Sinne sind die Gattersymbole gezeichnet. Die AND-Bedingung ist erfüllt, wenn alle drei Eingänge eines Glieds Nullpegel erhalten. Ausgangsseitig erscheint dann eine Eins, die der angekoppelte Inverter (Ita...Itf) in Null wandelt. Da es sich um Inverter mit offenem Kollektor handelt, sind alle Ausgänge miteinander verbunden (wired-and-Prinzip). An dieser Leitung (TAB) liegt auch der Kollektor der Transistorstufe T, die von der nicht adreßcodierten Sondertaste ST 1 Befehle entgegennimmt.

In gleicher Weise arbeitet die Decodierung nicht belegter Spielerzugänge (Nra...Nrf, Ira...Irf). Die Decodierbedingung erfüllt sich für die Klinkensteckbuchsen (Ba...Bf), in denen kein Stecker steckt und deren Ruhestromkontakte infolgedessen nicht geöffnet sind.

Da zur Decodierung grundsätzlich die Nullen zur Auswertung kommen, werden die $\overline{Q}$-Signale des Adreßregisters verwendet, wenn die Adresse zwei Einsen enthält, und die Q-Signale, wenn sie zwei Nullen enthält.

e) Anzeige der Wurfzahlen und der Adreßzeichen

Da man Brettspiele meistens rund um den Tisch spielt, sind in das Gehäuse des elektronischen Würfels zwei entgegengesetzt gerichtete 7-Segmentanzeigen eingebaut. Dementsprechend ist je ein BCD-Decoder vorgeschaltet, deren Eingänge parallel liegen (Bild 7).

Die im Musteraufbau verwendeten 7-Segmentanzeigen arbeiten nach dem Lumineszenzprinzip der Gallium-Arsenid-Halbleiter. Sie besitzen einen Dual-in-Line-Sockel. Die Ziffernhöhe beträgt knapp 7 mm. Diese Ausführung liefert Texas Instruments unter der Typenbezeichnung TIL 302 oder Monsanto unter MAN 1-A. Als BCD-Decoder paßt der IS-Baustein SN 7447 N.

Wegen der steilen Strom-Spannungscharakteristik von Lumineszenzdiodenelementen müssen diese mit eingeprägtem Strom gespeist werden. Je Ziffernsegment bildet sich ein Spannungsabfall von rund 3,4 V. Bei 5 V Gesamtspannung (für die TTL-Stromversorgung) gibt das keine ideale Stromeinprägung (bei ver-

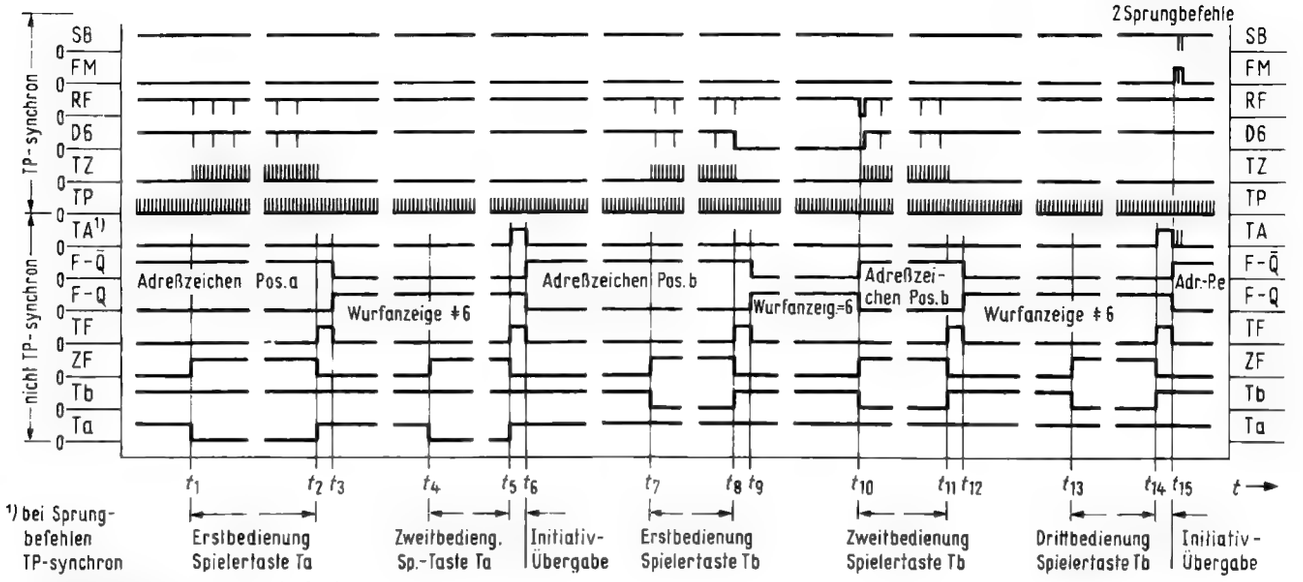


Bild 8. Signaldiagramm vom Spielablauf

nachlässigter Restspannung des Steuertransistors im BCD-Decoder). Die hier praktizierte Lösung ist seitens des Herstellers zugelassen. Die Vorwiderstände $R_{z1}...R_{z7}$ sind mit je 91 Ω so gewählt, daß die Diodenströme 20 mA nicht überschreiten.

Vor den Eingängen der BCD-Decoder liegt eine Anzeigeweiche, die entweder der Zählstand des Adreßregisters oder der des Zufallszahlenerzeugers passiert. Es handelt sich um AND-NOR-Glieder (N 21, N 22, N 23), deren Weichenfunktion das Flipflop F steuert. Dem BCD-Decoder der 7-Segmentanzeige sind im Sinne der Dualzahlen einsaktive Bitkombinationen anzubieten. Dagegen sind die Eingänge der AND-NOR-Glieder durch die entsprechenden Einerkomplemente anzusteuern, also nullaktiv. Aus diesem Grund erhalten sie ihre Eingangssignale von den $\overline{Q}$-Ausgängen der Zählerkippstufen A, B, C. Die Unterscheidung, ob Adreßzeichen oder Zufallszahl zu zeigen ist, trifft das Flipflop F über die Direktverbindung F-$\overline{Q}$- und D-Eingang.

Der Anschluß LT dient dem Lampentest. Eine an ihn gelegte Null bringt alle Segmente zum Aufleuchten (= Ziffer 8). Mit Hilfe der Sondertaste ST 3 läßt sich der Lampentest durchführen.

f) Signalablauf

Über den zeitlichen Ablauf der von den Spielern ausgelösten Signale gibt das Signaldiagramm *(Bild 8)* Auskunft. Beim Schließen des selektierten Tastenschalters bildet sich am Eingang des NAND-Glieds N 12 der einsaktive Impuls ZF. Eins am $\overline{Q}$-Ausgang des J-K-Master-Slave-Flipflops F vorausgesetzt (Adreßzeichen, Pos. a wird angezeigt), veranlaßt das Signal ZF den Durchlaß der Taktpulse TP zum Zufallszahlenerzeuger, die dort als TZ-Impulse takten. In Bild 8 ist der Zeitraum der Erstbedienung von Taste Ta durch $t_1...t_2$ abgesteckt. An das Ende der Tastenschließzeit knüpft sich der Impuls TF, dessen L-O-Flanke (t_3) das Flipflop F umschaltet, so daß anstelle des Adreßzeichens die Zufallszahl gezeigt wird.

Bedient der Spieler das zweite Mal seine Taste, so endet diese Bedienung zum Zeitpunkt t_5. Es schließt sich wieder der TF-Impuls an, dessen L-O-Flanke zum Zeitpunkt t_6 das Umkippen von F besorgt. Da vor t_6 F-Q = L, kann der TF-Impuls das NAND-Glied N 13 passieren, D 6 = L vorausgesetzt (d. h. Zufallszahl ≠ 6). Mit dem TF-Impuls korrespondiert der TA-Impuls, der das Adreßregister auf den nächsten Zählstand, nämlich Adresse, Pos. b, weiterschaltet. Damit ist die Wurfinitiative dem nächsten Spieler übergeben.

Ist D 6 jedoch Null, wie im Signaldiagramm für die Adreßposition b durchgespielt, so wird das Flipflop F bereits am Anfang (t_{10}) der zweiten Tastenbedienung über die Verknüpfungen N 1 und N 2 zurückgesetzt. Da F-$\overline{Q}$ = L, läuft der Zufallzahlenerzeuger wieder und erscheint auch das Adreßzeichen (Pos. b) noch einmal. Schließlich unterbindet F-Q = O, daß der Fortschaltbefehl TA entsteht. Der weitere Signalverlauf entspricht dann dem der Pos. a.

Durch Bedienung der Sondertaste ST 2 kann man einem Spieler Wiederholungswürfe ermöglichen. Vor der Zweitbedienung der Taste, die zu einer Initiativübergabe führen würde, ist der Kontakt der Sondertaste ST 2 zu schließen und so lange geschlossen zu halten bis der „bevorzugte" Spieler seinen Tastenkontakt herstellt. Die NOR-Verknüpfung N 1 behandelt dann seinen Tastenbefehl wie die Decodierung eines 6er-Wurfes.

Die Klinkensteckbuchsen Ba...Bf enthalten einen Ruhestromkontakt, der bei nicht eingestecktem Klinkenstecker wirksam ist. Fallen zwei Adreßnullen mit der Ruhenull des Zugangs zusammen, so bildet sich nach dem Inverter N 5 die einsaktive Meldung FM (Zeitpunkt t_{15}). Beim zeitlich nächsten Taktimpuls TP schaltet das NAND-Glied N 3 durch und löst den Sprungbefehl SB aus, mit dem der Fortschaltimpuls TA korrespondiert. Das Adreßregister wechselt auf die nächste Adresse. Hat sich auch der neu aufgerufenen Adresse kein Spieler anvertraut, so veranlaßt, wie in Bild 8 demonstriert, der nächstfolgende TP-Taktimpuls erneut einen Sprungbefehl SB. Das geschähe so oft wie die Adreßdecodierung Fehlmeldungen FM abgibt. Bleibt die Fehlmeldung aus, so ist das Adreßregister beim nächst erreichbaren Mitspieler angekommen (Pos. e in Bild 8). Wäre kein Spielerzugang belegt, liefe das Adreßregister ununterbrochen durch.

(Fortsetzung folgt)

Hans Lissy

Fuzz-Booster, ein Verzerrer für die Beat-Elektronik

Der Verzerrer gehört mit zu den wichtigen Requisiten des Gitarristen. In den meisten Fällen ist er als Pedalgerät eingerichtet, und er wird zwischen Instrument und Verstärker geschaltet. Neuerdings sind Gitarrenverzerrer auch in steckbarer Ausführung erhältlich. Dabei ist der Klinkenstecker direkt am Gehäuse des Verzerrers befestigt, und man steckt ihn in die Eingangsbuchsen des Verstärkers. Allerdings hat das den Nachteil, daß eine Umschaltung auf Normalbetrieb mit der Hand erfolgen muß, was oft umständlich ist.

Die Verzerrung wird durch eine stark übersteuerte Transistorstufe erzeugt.

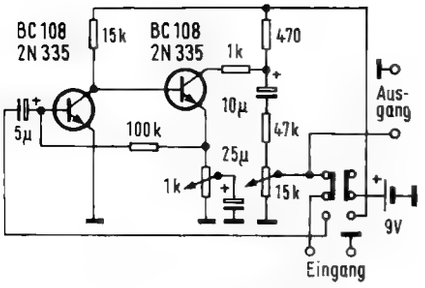


Bild 1. Schaltung eines Fuzz-Boosters

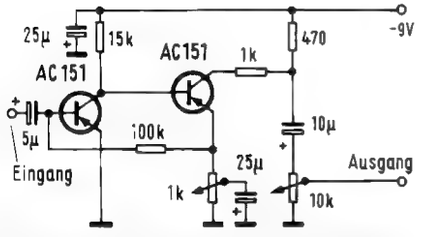


Bild 2. Variante zu Bild 1. Zur Vereinfachung wurde wie auch bei Bild 3 der Umschalter nicht eingezeichnet

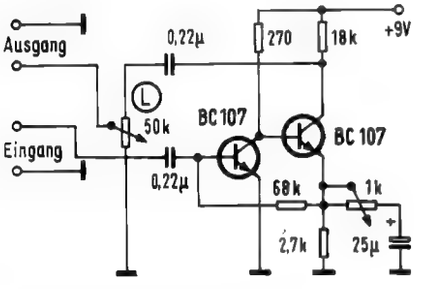
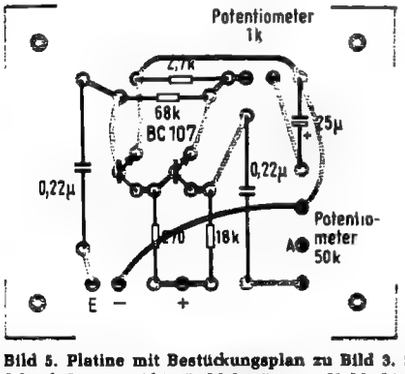


Bild 3. Weitere Variante zu Bild 1



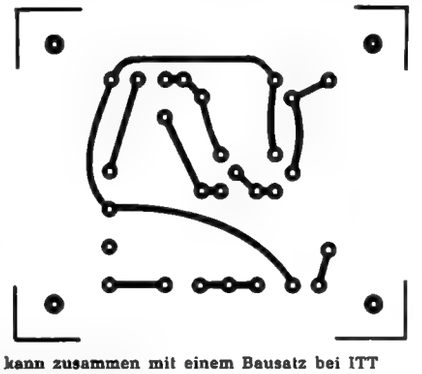
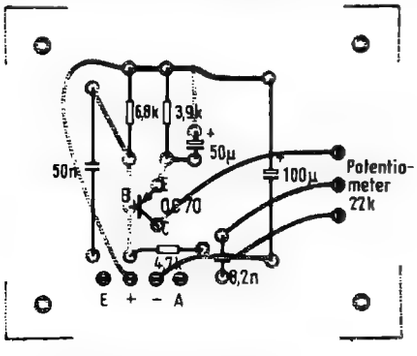


Bild 5. Platine mit Bestückungsplan zu Bild 3. Sie kann zusammen mit einem Bausatz bei ITT Schaub-Lorenz, Abt. Fachlehrgänge – Hobbykits, bezogen werden



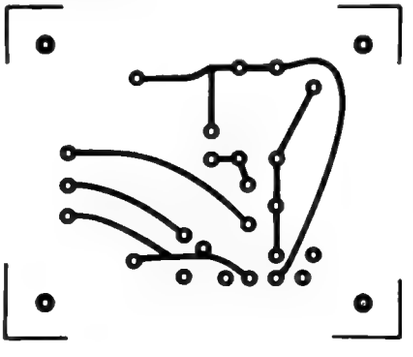


Bild 6. Platine mit Bestuckungsplan zu Bild 4. Auch hierfür ist ein Bausatz erhältlich

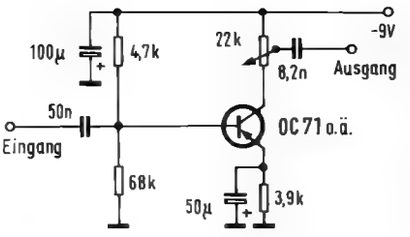


Bild 4. Schaltung eines Treble-Boosters

Die sinusförmige Eingangswechselspannung kappt man hierbei zu Rechtecken ab. Durch ein vorhandenes Potentiometer läßt sich die Stärke der Verzerrung beliebig einstellen. Da das Original nicht vollständig verschwinden darf, wird es dem Verzerrungsprodukt zugemischt.

Unter der Vielzahl von Effektgeräten ist auch der Treble-Booster zu finden. Der Treble-Booster besteht aus einer einfachen Transistorstufe welche die Höhen anhebt und kräftig verstärkt. Durch diese Vorverstärkerstufe erhält man bei Anschlag der Saiten einen scharfen, stahlharten Klang.

Die Stromversorgung der Geräte erfolgt durch eine 9-V-Batterie.

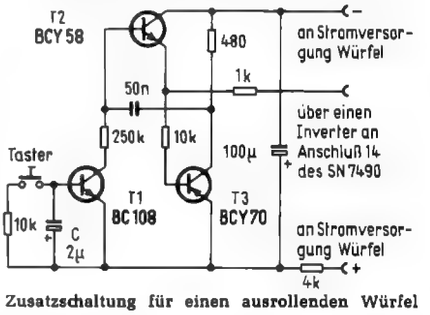
Die *Bilder 1, 2, 3* zeigen Schaltbeispiele von Fuzz-Boosters, *Bild 4* die Schaltung eines Treble-Boosters.

Als Gehäuse wurden beim Mustergerät Teko-Kleintypen verwendet, da Gußausführungen für die Pedalausführung schwer erhältlich sind. Wer den Miniaturschiebeschalter einsparen will, besorgt sich eine Klinkenbuchse mit Einschaltkontakt. Die Batterie wird dann beim Einstecken des Instrumentenkabels eingeschaltet. Allerdings entfällt dann die Umschaltung von Normal auf Fuzz. – *Bild 5* zeigt den Aufbau der Schaltungen auf Platinen sowie den Bestückungsplan. 3 und 4a auf Platinen sowie den Bestückungsplan. (I 110)

Hartmut Welzel

Ausrollender Würfel

Als Frequenzgenerator für den in der FUNKSCHAU 1972, Heft 5, Seite 159, veröffentlichten elektronischen Würfel eignet sich die im *Bild* gezeigte Schaltung. Hierdurch erreicht man, daß der Würfel nach dem Würfeln zunächst einmal „weiterrollt, langsamer wird und dann schließlich liegenbleibt". In Anlehnung an die Schaltung aus der FUNKSCHAU 1965, Heft 22, Seite 622, (Impulsgenerator großer Frequenzvariation) wurde der hochohmige Regelwiderstand durch den Transistor T 1 ersetzt. Dieser schaltet beim Betätigen des Tasters durch, bis der Kondensator C entladen ist. Während dieser Zeit arbeitet der Impulsgenerator T 2, T 3 mit sinkender Frequenz bis zum Stillstand. Die ungewöhnliche Polung der beiden npn-Transistoren T 1 und T 2 ist wegen des besseren Sperrverhaltens erforderlich. Alle Widerstände und Kondensatoren sind in ihren Werten völlig unkritisch, ebenso die Wahl der Transistoren, sofern es sich um Silizium-Typen handelt.



Zusatzschaltung für einen ausrollenden Würfel

Berichtigung

Kleinverstärker mit DNL-Schaltung für Kassettenrecorder

FUNKSCHAU 1972, Heft 18, Seite 671

Bild 2 enthält zwei Zeichenfehler. Die Widerstände 330 kΩ und 100 kΩ müssen mit der Basis von Transistor T 3 verbunden werden. Der fehlende Widerstandswert (Widerstand vom Emitter T 2 zum Trimmpotentiometer 10 kΩ) beträgt 1 kΩ.

Empfindlicher Lichtempfänger für sichtbares Licht und Infrarot-Licht

FUNKSCHAU 1972, Heft 19, Seite 705

In Bild 2 auf Seite 705 fehlt in der Schaltung ein Widerstand von 680 Ω in der Basisleitung des Transistors T 3 (AC 187 K) zum Verbindungspunkt zwischen Lautsprecher und 500-µF-Kondensator.

Dipl.-Phys. Johannes Kleemann

Digitalschaltungen in der Praxis

7. Teil

Mit diesem 7. Teil beenden wir diesen Beitrag über die praktische Anwendung von Digitalschaltungen. Wir begannen diese Reihe in Heft 12 und setzten sie jeweils in der folgenden Ausgabe der FUNKSCHAU fort.

8 Arbeitsweise des BCD-Dezimal-Decodierers

Sobald die Anzeigeeinheit nach der in Bild 35 gezeigten Schaltung in das Experimentiergerät eingebaut ist, kann die Funktion des Decodierers SN 7447 eingehend geprüft werden.

Zunächst werden die Eingänge A bis D des Decodierers an die Ausgänge A_A bis D_A des von Hand betätigten Signalgebers angeschlossen. Von diesen Buchsen A_A führt man noch gleichzeitig je eine Leitung zu den Signalanzeigern A_L bis D_L, um auf diese Weise die Signalzustände an den Eingängen des BCD-Dezimal-Decodierers kontrollieren zu können.

Werden die Taster T_A, T_B, T_C und T_D nicht betätigt, dann liegt an allen vier Eingängen des Dezimal-Decodierers je ein Nullsignal an.

Bei diesem Signalzustand am Eingang des Decodierers muß dann auch die hieran angeschlossene Ziffernanzeige eine Null wiedergeben. Sobald einer der Taster betätigt wird, entsteht an dem dazugehörigen Eingang, wie man an den parallel geschalteten Lampenanzeigern erkennen kann, ein 1-Signal. Hierbei erkennt man, daß beim Betätigen

von T_A eine $1 = (2^0)$

von T_B eine $2 = (2^1)$

von T_C eine $4 = (2^2)$

und von T_D eine $8 = (2^3)$

angezeigt werden. Beim gleichzeitigen Drücken von zwei Tasten entsteht die Summe von den beiden dazugehörigen Werten. Werden beispielsweise T_A und T_C gleichzeitig betätigt, so ergibt sich hieraus ein Zahlenwert von

$$2^0 + 2^2 = 1 + 4 = 5$$

Dieser Wert erscheint dann auch als Zahl bei dem Siebensegmentanzeiger. Die Signallampen geben gleichzeitig diese Zahl in dem dazugehörigen Binärcode wieder. Mit dem in *Bild 39* gezeigten Versuchsaufbau kann man somit Schritt für Schritt das Zählschema des Dezimal-Decodierers aufnehmen.

Wenn man gleichzeitig die Taster T_C und T_D drückt, entsteht eine Zahl $(2^2 + 2^3 = 12)$, die außerhalb des Zählbereiches des SN 7447 liegt. Dieser Zahlenwert kann von den BCD-Dezimal-Decodierer nicht weiterverarbeitet werden. An dem Ziffernanzeiger wird eine „verstümmelte" und nicht ablesbare Zahl sichtbar.

Wie man aus *Tabelle 10* entnehmen kann, lassen sich im Binärcode mit Hilfe der vier Taster T_A bis T_D alle Zahlen von 0...9 in den Decodierer eingeben.

Tabelle 10. Zur Erläuterung des Decodiervorganges

T_A 2^0 A	T_B 2^1 B	T_C 2^2 C	T_D 2^3 D	Binär-Code ausgedrückt in Potenzen zur Grundzahl 2	Umwandlung	Zahl
0	0	0	0	0	0	0
1	0	0	0	2^0	1	1
0	1	0	0	2^1	2	2
1	1	0	0	$2^0 + 2^1$	1 + 2	3
0	0	1	0	2^2	4	4
1	0	1	0	$2^0 + 2^2$	1 + 4	5
0	1	1	0	$2^1 + 2^2$	2 + 4	6
1	1	1	0	$2^0 + 2^1 + 2^2$	1 + 2 + 4	7
0	0	0	1	2^3	8	8
1	0	0	1	$2^0 + 2^3$	1 + 8	9

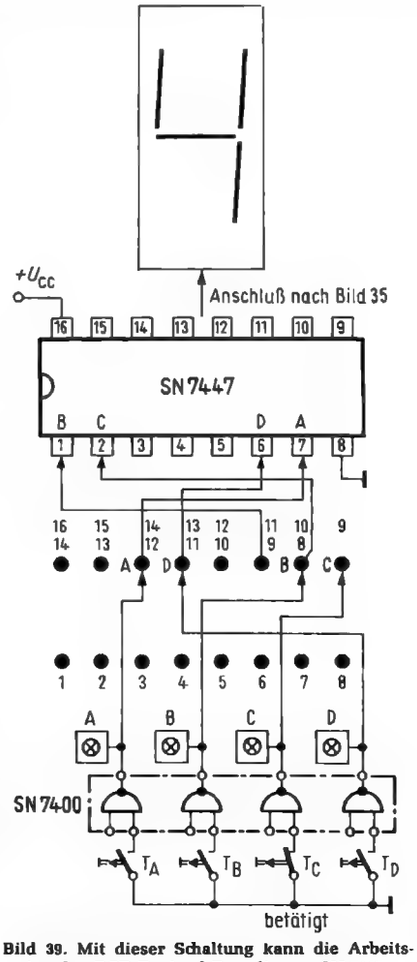


Bild 39. Mit dieser Schaltung kann die Arbeitsweise des BCD-Dezimal-Decodierers SN 7447 erprobt werden

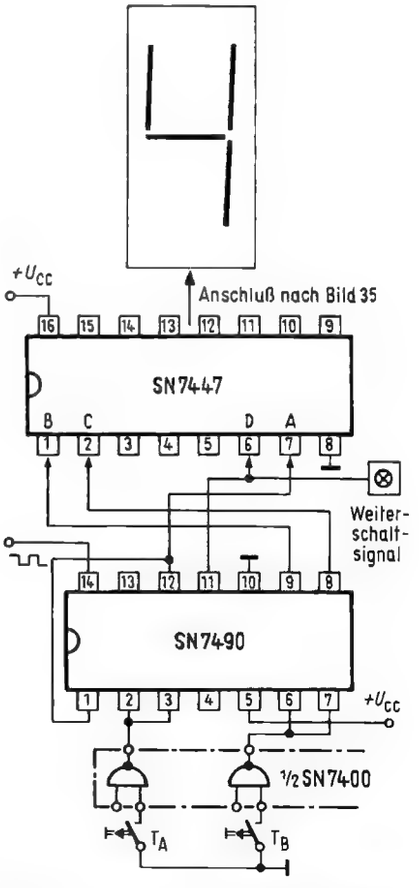


Bild 40. Schaltung einer vollfunktionsfähigen Zähldekade

9 Zähldekade

Mit der eingebauten Zahlenanzeigeeinheit kann auf einfache Weise eine komplette Zähldekade aufgebaut werden. Mit dieser in *Bild 40* gezeigten Schaltung kann man alle wichtigen Eigenschaften einer Zähldekade experimentell erproben.

9.1 Zählvorgang

Alle Signale, die in der Schaltung von Bild 39 von Hand auf den Eingang des Decodierers gegeben wurden, werden beim Zählvorgang des Dekadenzählers SN 7490 in der richtigen Reihenfolge auf die Eingänge A bis D des Decodierers SN 7447 gegeben. Der Binär-Code des Dekadenzählers wird in der schon gezeigten Weise durch diesen BCD-Dezimal-Decodierer so umgewandelt, daß an dem Ziffernanzeiger lesbare Zahlen von 0...9 entstehen. Der Takt, mit dem die Zahlen weitergeschaltet werden, hängt von der Frequenz des Rechtecksignales am Eingang 14 des Zählers ab. Wie man aus der Tabelle 5 entnehmen kann, entsteht am D-Ausgang des SN 7490 beim Umschalten von 9 auf 0 ein Sprung von 1 auf 0. Mit dieser 1–0-Flanke wird bei einem Zähler, der sich aus mehreren Zähldekaden zusammensetzt, die nächste Dekade um eine Zahl weitergeschaltet. Dieses Signal zum Weiterschalten der nachfolgenden Stufe kann über einen Signalanzeiger sichtbar gemacht werden.

9.2 Reset-Eingänge

Über die beiden Nand-Eingänge (2, 3) und (6, 7) des Dekadenzählers SN 7490 kann die Zähldekade auf Null bzw. Neun gesetzt werden. Auch dieses Verhalten kann leicht mit der Schaltung Bild 40 nachgeprüft werden. Die beiden Nand-Eingänge werden hier lediglich an die Ausgänge A_A und B_A der handbetätigten Signalgeber angeschlossen. Im Ruhezustand liegt dann an diesen Nand-Eingängen des Zählers je ein 0-Signal an, so daß der Dekadenzähler ungestört arbeitet. Wird T_A bzw. T_B betätigt, dann entsteht an den Nand-Eingängen 2, 3 bzw. 6, 7 ein 1-Signal, so daß hierdurch der Zähler auf Null bzw. Neun gesetzt wird. Der Zählvorgang selbst bleibt so lange unterbrochen, wie der Taster T_A bzw. T_B betätigt wird.

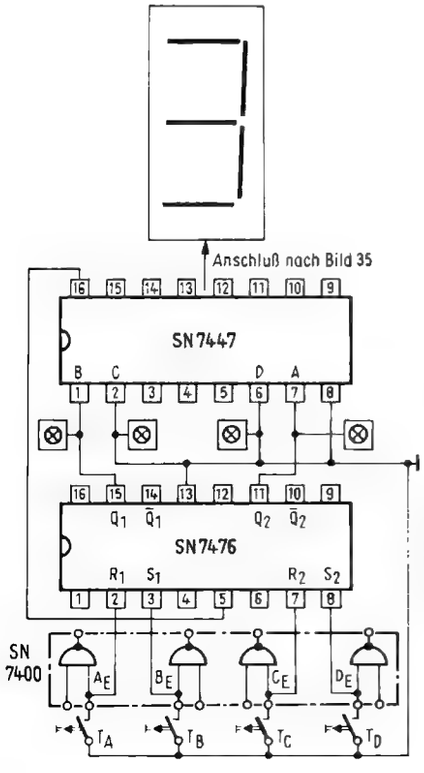


Bild 41. Mit dieser Schaltung kann gezeigt werden, daß Flipflop auch als elektronische Speicher eingesetzt werden können

10 Speicherverhalten eines Flipflops

Mit dem hier beschriebenen erweiterten Experimentiergerät kann recht anschaulich gezeigt werden, daß Flipflops auch die Eigenschaften haben, Signale und Zahlenwerte zu speichern.

Bei dem Schaltungsaufbau nach Bild 39 haben wir gesehen, daß die Zahlen im Siebensegmentanzeiger nur so lange stehen bleiben, wie einer der Taster T_A, T_B, T_C und T_D gedrückt wird. Beim Loslassen der Taster springt der Zahlenwert immer wieder auf Null zurück. Soll eine durch Tastendruck bestimmte Zahl im Anzeiger stehen bleiben, so benötigt man hierzu einen elektronischen Speicher.

Die einfachste Form eines Speichers stellt ein sogenanntes RS-Flipflop dar. Bei diesem Flipflop können die Signalzustände an den Ausgängen Q und $\bar{Q}$ über den R- bzw. S-Eingang gesetzt werden, ohne daß am Takteingang ein Rechtecksignal anliegt. In der Schaltung nach *Bild 41* wird als Speicher der aus zwei Master-Slave-Flipflops bestehende Baustein SN 7476 verwendet. Diese beiden Flipflops werden hier aber nur RS-Flipflops betrieben.

Die R_1-, S_1- und R_2-, S_2-Eingänge werden an die handbetätigten Befehlsgeber bei A_E bis D_E angeschlossen.

Die A- und B-Eingänge des Dezimal-Decodierers SN 7447 verbindet man mit Q_1 und Q_2, während die C- und D-Eingänge an das Null-Potential angelegt werden. Da bei diesem Experimentiergerät die Eingänge des Decodierers fest mit den Buchsen 8, 9, 11 und 12 verbunden sind, muß der Flipflop-Baustein SN 7476 über das Experimentierzusatzkästchen an das Grundgerät angeschlossen werden (Bild 31).

Mit diesen beiden Flipflops kann man nun in den Decodierer insgesamt vier Zahlen eingeben und speichern.

Welche Zahlen mit dieser Schaltung gespeichert werden können, ist aus der *Tabelle 11* zu entnehmen.

Tabelle 11. Zur Erläuterung des Speichervorganges

A	B	C	D	N
0	0	0	0	0
1	0	0	0	1
0	1	0	0	2
1	1	0	0	3

Zum Eingeben der gewünschten Zahl genügt es, wenn die entsprechenden Taster T_A bis T_D nur ganz kurz betätigt werden. Die Zahl bleibt dann stehen, bis die Zustände der Flipflops durch ein erneutes Betätigen der Taster T_A bis T_D wieder geändert werden. Um auf diese Weise alle Zahlen von 0 bis 9 speichern zu können, müßte man noch zwei weitere, also insgesamt vier Flipflops an den BCD-Dezimal-Decodierer anschließen.

Die hier beschriebene Zähltechnik findet beispielsweise ihre praktische Anwendung bei elektronischen Uhren und bei Frequenzmessern mit digitaler Anzeige. Bei den Zähldekaden von Frequenzmessern wird noch zwischen dem Zählerbaustein SN 7490 und dem Decodierer SN 7447 ein aus vier D-Flipflops bestehendes Speicherelement vom Typ SN 7475 eingefügt. Mit Hilfe von diesem Baustein können dann die Ziffern der Zähldekaden zum Ablesen der gemessenen Frequenz kurzzeitig angehalten bzw. gespeichert werden.

Ein Halbleiter-Vielfachtester

Hans-Georg Joepgen

Handelsübliche Transistortester unter 200 Mark erlauben zumeist nur die Prüfung bipolarer Transistoren in einem einzigen, vorgegebenen Arbeitspunkt. Der Verfasser stellte sich deshalb die Aufgabe, einen Vielfachtester zu entwerfen, der aus billigen Bauteilen für weniger als 100 Mark aufzubauen ist und dennoch genaue Messungen an allen Halbleiterbauelementen in frei wählbaren Arbeitspunkten gestattet.

Der Halbleiter-Vielfachtester HVT *(Bild 1)* ermöglicht im einzelnen die Messung nahezu aller statischer und, im Zusammenwirken mit Prüfsender und Oszillograf, vieler dynamischer Eigenschaften von bipolaren Transistoren einschließlich Leistungs- und Sendetypen, von druck- und lichtempfindlichen Transistoren, FET, UJT, Thyristoren und Halbleiter-Sonderbauelementen. Das HVT ist nicht für die schnelle Prüfung auf grundsätzliche Funktionsfähigkeit gedacht, sondern für genauere Messungen unter Bedingungen, wie sie auch in der jeweiligen Schaltung herrschen, für die das Halbleiter-Bauelement vorgesehen ist.

Grundsätzliches Funktionsprinzip

Der HVT sollte klein, leicht und billig sein – und möglichst universell verwendbar. Deshalb enthält es nur Einrichtungen, die als „Grundausrüstung" unmittelbar erforderlich sind: Eine einstellbare Spannungsquelle, eine auf zwölf Festwerte im weiten Bereich von 1 µA bis 300 mA umschaltbare Konstantstromquelle sowie Halbleiterfassungen und Schalteinrichtungen. Das Gerät wird von Fall zu Fall, je nach dem zu messenden Bauelement und nach dem Ziel der Messung, mit weiteren Geräten und Instrumenten zusammengeschaltet. Allein mit Vielfachmeßinstrument und einem Netzgerät mit einstellbarer Ausgangsspannung und auf verschiedene Werte begrenzbaren Ausgangsstrom ergeben sich viele Meßmöglichkeiten des HVT: also mit jenen Geräten, die heute in keinem Labor, in keiner Werkstatt und keiner Hobbyecke eines fortgeschrittenen Funk- oder Elektronikamateurs fehlen.

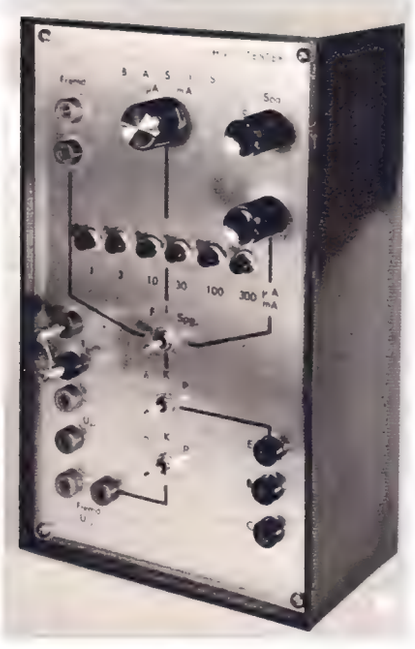


Bild 1. Außenansicht des Halbleiter-Vielfachtesters, der als Bausatz bei der Firma Wenz-Elektronik erhältlich ist

Die Schaltung des Gerätes zeigt *Bild 2*. Der Prüfling wird an die Buchsen b 7, b 8 und b 9 angeschlossen. Dabei ist b 7 die dem Ein- und Ausgang des Prüflings gemeinsame Elektrode (z. B. Emitter, Source, Katode), b 9 die gesteuerte Elektrode (z. B. Kollektor, Anode, Drain) und b 8 die steuernde Elektrode (z. B. Basis, Gate). Näheres dazu siehe *Tabelle 1*.

Über die Buchsen b 10 und b 11 wird die Spannung eines externen Netzgerätes zugeführt. Spannung und Strombegrenzung sind so eingestellt, wie es dem jeweiligen Meßzweck entspricht, und so, daß der Prüfling nicht zerstört wird. Der Schalter a 12 erlaubt Polaritätswechsel und Kurzschluß der gesteuerten gegen die Bezugselektrode.

Die steuernde Elektrode erhält ihre Energie entweder aus der Spannungsquelle mit der Batterie H 2 oder aus der Stromquelle mit der Batterie H 1. Die Umschaltung erfolgt über a 10, der eine zusätzliche Stellung „Fremd" für Messungen mit offener Steuerelektrode oder externer Steuerspannung (b 1–b 2) hat. Die Polarität der steuernden Elektrode gegen die Bezugselektrode an b 7 wird mit a 11 gewählt; dieser Schalter hat eine dritte Stellung „K" für Kurzschluß der Steuerelektrode gegen die Bezugselektrode. Der Kurzschlußbügel erlaubt zusätzlich, den steuernden Stromkreis – beispielsweise zu genauer Messung des Basisstromes – über den Buchsen b 3 und b 4 zu öffnen, um einen Meßwiderstand oder Wechselstromgenerator einzuschalten.

Bei spannungsgesteuertem Betrieb des Prüflings wird die Steuerspannung an den Potentiometern R 51 und R 50 grob und fein eingestellt. Sie beträgt bei leistungslos gesteuerten Prüflingen (FET's) 0...8,5 V und bricht bei leistungsgesteuerten Prüflingen – Potentiometer in Stellung größte Spannung – auf einen materialabhängigen Wert zusammen (etwa 200 mV bei Germaniumtypen, etwa 600 mV bei Siliziumtypen).

Zum stromgesteuerten Betrieb des Prüflings dient die Konstantstromquelle mit der Batterie H 1. Über den Schalter a 9 wird der Strombereich „Milliampere" oder „Mikroampere" vorgewählt, mit den Tastschaltern a 3 bis a 8 einer der Werte 1, 3, 10, 30, 100, 300.

Die mit dem Potentiometer R 51 (Spannung grob) gekoppelten Schalter a 1/a 2 dienen zum Einschalten der internen Stromversorgung; Schalter a 13 am Potentiometer R 50 (Spannung fein) erlaubt ebenfalls Betrieb des Prüflings mit offener Steuerelektrode. Im Unterschied zur Betriebsart mit Schalter a 10 in Stellung „Fremd" – bei beiden Betriebsarten liegt die Steuerelektrode *gleichstrommäßig* „in der Luft" – ist sie hier wechselstrommäßig über den Kondensator C mit der Bezugselektrode kurzgeschlossen. Der Kondensator schützt vor zusätzlichen Meßfehlern

Tabelle 1. Anschluß der Prüflinge an die Meßbuchsen des HVT

Prüfling	Bezugs-elektrode b 7	steuernde Elektrode b 8	Ausgang b 9
bipolarer Transistor	Emitter	Basis	Kollektor
Feldeffekt-Transistor	Source	Gate	Drain
Thyristor	Katode	Gate	Anode
Thyristor-Tetrode, Anodengate frei	Katode	Katodengate	Anode
Katodengate frei	Anode	Anodengate	Katode
Unijunction-Transistor	Basis Eins	Basis Zwei	Emitter
Programmierbarer Unijunction-Transistor	Katode	Gate	Anode

Anmerkung:

Die Tabelle zeigt, wie Prüflinge an die Meßbuchsen des Halbleiter-Vielfachtesters im normalen Vorwärtsbetrieb anzuschließen sind. Zweipolige Bauteile, wie Dioden, Fotoelemente, spannungsabhängige Widerstände, Z-Dioden und Lumineszenzdioden, werden je nach Meßzweck zwischen den Klemmen b 7 und b 8 oder b 7 und b 9 angeschlossen.

Beim Messen eines Unijunction-Transistors ist zu beachten, daß dieses Bauteil eine Sonderstellung einnimmt: Der Emitter ist zugleich steuernde und „gesteuerte" Elektrode.

durch Brumm- und Hf-Einstreuungen und verhindert unerwünschtes Schwingen des Prüflings. Andererseits kann sein endlicher Isolationswiderstand bei Messung statischer Daten wie des Reststromes I_{CEO} von Nachteil sein, so daß in solchen Fällen die Auftrennung des steuernden Stromkreises mit Schalter a zehn Vorteile bringt.

Bei Stellung „Aus" von a 1/a 2 und Stellung „Ein" von a 13 sind Messungen der Restströme I_{CER} möglich; dazu ist vor Anschluß des Prüflings mit Hilfe eines Ohmmeters zwischen den Buchsen b 7 und b 8 mit beiden Potentiometern der gewünschte Widerstandswert vorzujustieren.

Messungen mit dem HVT

Es ist in diesem Rahmen bei weitem nicht möglich, alle Meßmöglichkeiten mit dem HVT auch nur annähernd erschöpfend zu beschreiben. Deswegen soll im folgenden nur ein Anwendungsfall kurz skizziert sein, der dem Messenden als Anregung zu eigenen Überlegungen dienen möge.

Grundsätzlich ist zu sagen, daß mit Hilfe des HVT und gegebenenfalls mit Hilfe von Zusatzgeräten die Bedingungen hergestellt werden, unter denen das zu prüfende Halbleiter-Bauelement in der Schaltung arbeitet. Darauf werden mit beliebigen externen Meßgeräten die interessierenden Werte ermittelt.

Tabelle 2. Schalterstellungen für Betrieb im normalen Arbeitsbereich

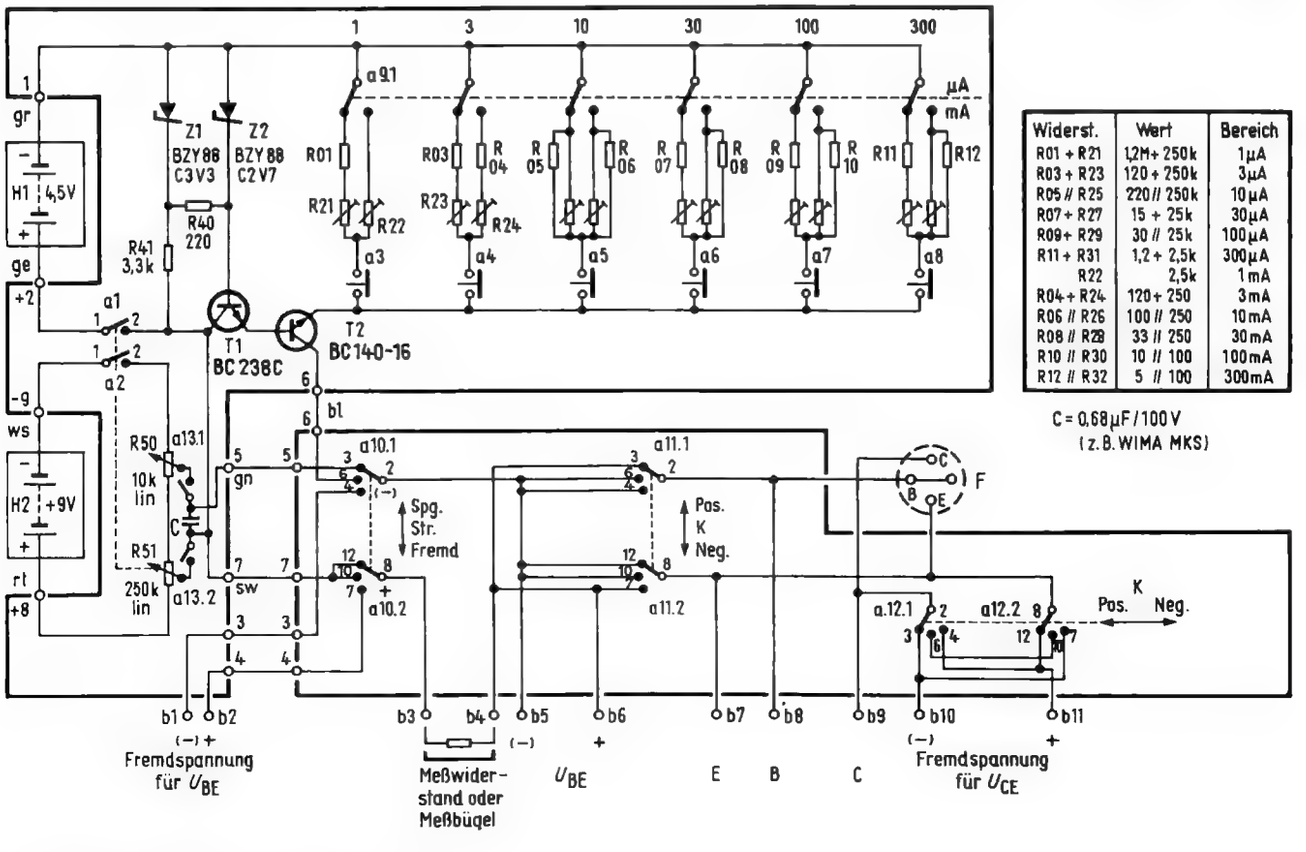
Prüfling	a 12	a 11	a 10	Buchsen b 3 – b 4
pnp-Transistor	n	n	Str	Bügel ein
npn-Transistor	p	p	Str	Bügel ein
Sperrschicht-FET				
selbstleitend				
n-Kanal	p	n	Spg	Bügel ein
p-Kanal	n	p	Spg	Bügel ein
selbstsperrend				
n-Kanal	p	p	Spg	Bügel ein
p-Kanal	n	n	Spg	Bügel ein
Isolier-FETs	p	n/p	Spg	Bügel ein
Thyristoren	p	p	Spg	Meß-R ein
Thyristor-Tetroden				
Anodengate frei	p	p	Spg	Meß-R ein
Katodengate frei,				
Bezugspol o. Anode	n	n	Spg	Meß-R ein
Unijunction-Transistor	p	p	Spg	Meß-R ein
PUTs	p	p	Spg	Meß-R ein

Anmerkung:.
Die vorstehenden Schalterstellungen beziehen sich auf den regulären Arbeitsbereich des Prüflings. Zur Untersuchung von Halbleiter-Eigenschaften in Grenzsituationen kann und muß von den vorstehenden Angaben von Fall zu Fall abgewichen werden.

Hier die Prüfung eines unbekannten bipolaren Transistors: Das externe Netzgerät sei auf 5 V eingestellt, sein maximaler Strom auf 5 mA begrenzt. Die Schalterstellungen zu Beginn der Prüfung: a 12 : K, a 11 : K, a 10 : Fremd. B 3 und 4 seien überbrückt.

Nun schalten wir a 12 abwechselnd in Stellung n und in Stellung p; dabei lesen wir am Strommeßgerät des externen Netzteils den Strom ab. Fließt in beiden Stellungen von a 12 kein Strom, dann hat der Transistor Unterbrechung; fließt in beiden Stellungen der maximale Strom von 5 mA, liegt Kurzschluß vor.

Ist der Transistor bis dahin in Ordnung, wird in einer Stellung von a 12 der größere Strom fließen: in Stellung n



Widerst.	Wert	Bereich
R01 + R21	1,2M + 250k	1µA
R03 + R23	120 + 250k	3µA
R05 // R25	220 // 250k	10µA
R07 + R27	15 + 25k	30µA
R09 + R29	30 // 25k	100µA
R11 + R31	1,2 + 2,5k	300µA
R22	2,5k	1mA
R04 + R24	120 + 250	3mA
R06 // R26	100 // 250	10mA
R08 // R28	33 // 250	30mA
R10 // R30	10 // 100	100mA
R12 // R32	5 // 100	300mA

C = 0,68µF/100V (z.B. WIMA MKS)

Bild 2. Schaltung des Halbleiter-Vielfachtesters HVT

bei npn-Typen, in Stellung p bei pnp-Typen. Im vorliegenden Fall möge es ein npn-Typ sein.

Nun prüfen wir Reststrom und Steuerbarkeit: a 12 : p (denn bei npn-Typen ist betriebsmäßig die gesteuerte Elektrode Kollektor positiv gegen die Bezugselektrode Emitter). a 11 : p. (Auch die Basis muß positiv sein.) a 10 : Fremd. Der Strom, den wir jetzt am Netzteil messen, ist der Reststrom I_{CEO}.

Nun schalten wir a 11 auf K: Jetzt lesen wir den Reststrom I_{CES} ab. Unser Transistor sei so gut, daß wir keinen meßbaren Reststrom ablesen. Darauf bringen wir a 9 in Stellung „µA", drücken a 3 und speisen damit 1 µA in die Basis ein: Aus dem sich jetzt einstellenden Kollektorstrom, abgelesen am Netzteil, errechnen wir leicht die Gleichstromverstärkung B im Arbeitspunkt $I_B = 1\ \mu A$ bei $U_{CE} = 5$ V nach der Formel $B = I_C : I_B$. Hätten wir zuvor einen größeren Reststrom I_{CES} festgestellt, dann hätten wir seinen Betrag vom gemessenen Kollektorstrom vor dem Teilen abziehen müssen.

Nun können wir B in beliebigen Arbeitspunkten messen, wenn wir Spannung und Strombegrenzung des Netzteils entsprechend einstellen und den gewünschten Basisstrom einspeisen. Dabei dürfen die Datenblatt-Grenzwerte für Strom und Leistung nicht überschritten werden.

Schließen wir zwischen die Buchsen b 5 und b 6 ein genügend hochohmiges Spannungsmeßinstrument an, können wir die zu jedem beliebigen Arbeitspunkt gehörige Spannung U_{BE} ablesen. Es ist möglich, um zum Beispiel Eingangskennlinienfelder aufzunehmen, auch mit stufenlos variablen Basisströmen zu arbeiten: a 10 : Spg. Zwischen den Buchsen b 3 und b 4 muß dabei anstatt des Kurzschlußbügels ein Strommeßgerät liegen. Der Basisstrom wird mit den Potentiometern verändert.

Die Spannungsfestigkeit von Transistoren wird gemessen, indem wir den Strom des Netzteils auf den zur interessierenden Spannung $U_{CEO\ max}$ gehörenden geringen Wert begrenzen und die Spannung des Netzteils so lange steigern, bis sich dieser Stromwert einstellt.

FETs müssen immer in Stellung Spg von a 10 gemessen werden. Beim Ausmessen von Thyristoren sollte die Spannung des Netzteils allmählich hochgefahren werden, damit nicht durch einen Schalterimpuls die kritische Spannungsanstiegsgeschwindigkeit überschritten und der Thyristor zu früh gezündet wird. *Tabelle 2* nennt die Schalterstellungen für Messungen an verschiedenen Halbleitern.

Das Gerät ist in ähnlicher Ausführung beim Verfasser jetzt ein Jahr im Betrieb. Es hat sich inzwischen, was die Gestehungskosten angeht, mehr als bezahlt gemacht: Denn beim Aufbau verschiedener Schaltungen hat sich erwiesen, daß oft anstatt teurer Spezialtransistoren mit eng tolerierten Eigenschaften billigere Typen verwendbar sind, wenn sie gezielt mit dem HVT ausgemessen wurden. Dies gilt besonders für die Spannungsfestigkeit: Es hat sich gezeigt, daß viele Transistor-Exemplare in dieser Hinsicht besser sind als ihr Ruf (sprich Datenblatt).

(W 801)

Sönke Friederich

Lichtorgel mit Thyristoren

Es gibt wohl heute kaum noch eine Diskothek, in der nicht eine Lichtorgel zu finden ist, die durch ihre Effektbeleuchtung die Beatmusik untermalt. Die Elektronik solcher Lichtorgeln ist aber viel zu umfangreich und zu teuer, um sie für den privaten Beatkeller nachzubauen. In diesem Artikel wird eine Schaltung beschrieben, die trotz geringstem Aufwand und damit niedrigem Preis eine sehr gute Kanaltrennung und einen großen Dynamikumfang zeigt.

Die Lichtorgel gliedert sich grundsätzlich in drei Teile: Filter, Kanalverstärker und Schaltverstärker. Das von der Tonquelle kommende Signal wird im Filter in mehrere Frequenzbereiche unterteilt, die dann getrennt weiterverstärkt werden, um in den Schaltverstärkern die Lampen anzusteuern.

Jedem Kanal ist eine bestimmte Lampenfarbe zugeordnet, wobei sich folgende Reihenfolge bewährt hat: Wegen der aufpeitschenden Wirkung der hohen Töne wird hier das kalte Blau verwendet, für die ruhigeren Bässe verwendet man das warme Rot, und den Mitteltönen werden gelbe Lampen zugeordnet, die psychologisch neutral sind. Interessant an dieser Aufteilung ist, daß zu den höchsten Tönen auch das Licht mit der höchsten Frequenz aufleuchtet.

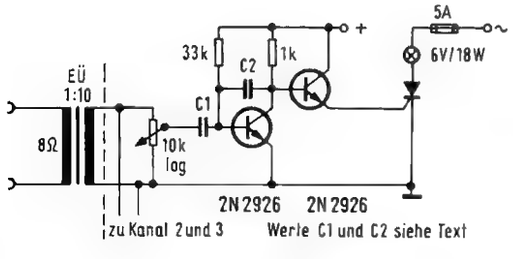
Durch geschickte Schaltungsauslegung kann man das Filter und den Kanalverstärker als eine Einheit bauen *(Bild 1)*. Über einen Eingangstransformator, der nur bei Bedarf, d. h. bei einer Eingangsspannung von weniger als 1 V, benötigt wird, um die Tonfrequenzspannung hochzutransformieren, werden die drei Potentiometer angesteuert, an denen die eingeregelten Spannungen abgenommen werden. Der erste Transistor, ein billiger Silizium-Planar-Typ 2 N 2926, verstärkt nur ein durch die Kapazitäten C 1 und C 2 begrenztes Frequenzband. Da der Wechselspannungswiderstand eines Kondensators mit steigender Frequenz abnimmt, bestimmen C 1 die untere und C 2 in der Gegenkopplung die obere Grenzfrequenz. Bei einer 3-Kanal-Lichtorgel ergeben sich folgende Werte: (siehe *Tabelle*).

Mit dem zweiten Transistor wird die positive Steuerspannung des Thyristors geregelt, der bei Überschreitung einer Schwellspannung durchschaltet.

Im Mustergerät wurde der Thyristor T 3 N 0,6 C 00 verwendet; es lassen sich aber auch beispielsweise die von Völkner als Sonderangebot herausgebrachten Typen 3/400 und 5/400 verwenden, die einen maximalen Strom von 3 A bzw. 5 A verkraften.

Die Leistung der Lichtorgel hängt von dem verwendeten Transformator ab. Mit einem Ladetransformator, der sekundär 16 V/9 A abgibt, können die Thyristoren voll ausgefahren werden, wobei aber auf ausreichende Kühlung zu achten ist.

Der Verfasser verwendet mit Erfolg drei Auto-Rückfahrscheinwerfer, bestückt mit je einer Lampe 6 V/18 W. Zur Farbgebung wurden zwischen Reflektor und Streuscheibe mehrere Lagen durchsichtiges, farbiges Cellophanpapier ge-



◀ Bild 1. Gesamtschaltung der Lichtorgel

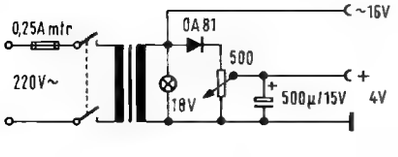
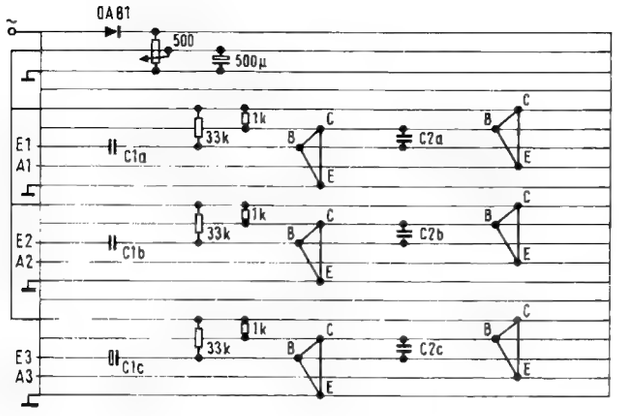


Tabelle der Filterkondensatoren

		C 1	C 2
Baßkanal:	5... 100 Hz:	50 µF/15 V	0,47 µF
Mittelkanal:	300...1000 Hz:	0,22 µF	0,068 µF
Höhenkanal:	2000...9000 Hz:	4,7 nF	140 pF



◀ **Bild 2. Vorschlag für den Aufbau der Lichtorgel auf einer Veroboardplatte**

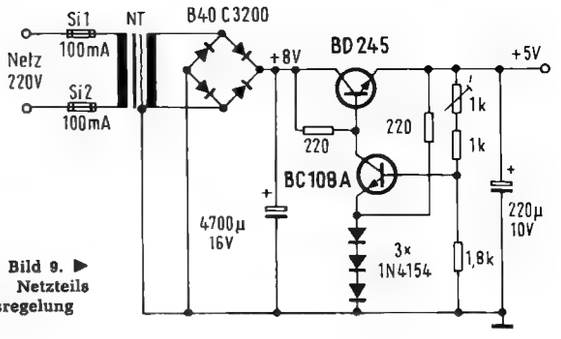


Bild 9. ▶ Schaltung des Netzteils mit Spannungsregelung

legt, wie es auch zum Einbinden von Schulbüchern Verwendung findet.

Wegen der starken Bündelung des Scheinwerferlichtes reicht die Wattzahl auch zur Beleuchtung größerer Räume aus, da bei Parties ohnehin meist gedämpfteres Licht bevorzugt wird.

Die gesamte Elektronik läßt sich auf einer Veroboardplatte mit 20 Bahnen unterbringen; die Thyristoren werden getrennt auf Kühlflächen gebaut. Es reichen hierfür Aluminiumplatten von 10 cm × 4,5 cm × 0,2 cm aus, die aber isoliert voneinander aufgebaut werden müssen, da bei T 3 N 0,6 C 00 die Anode am Bolzen liegt *(Bild 2)*.

Von der Bedienung her gesehen ist die Lichtorgel sehr anspruchslos und daher bestens für Dauerbetrieb auf Parties geeignet. Der Trimmer im Netzteil – er sollte möglichst eine Belastbarkeit von 0,5 W haben – muß nur einmal so eingestellt werden, daß am Siebkondensator bei offenem Eingang 4 V liegen; wird die Lichtorgel dann von einem Tonträger angesteuert, so brauchen nur noch die Regler der einzelnen Kanäle eingestellt zu werden, damit die Lichtorgel mit ihrem Farbenspiel zur Attraktion jeder Party wird. Die Bauteile des Mustergerätes wurden von Völkner-electronic bezogen.

An den Schmalseiten des aus 1,2 mm dickem Aluminiumblech gefertigten Gehäuses ist je eine 7-Segmentanzeige mit ihrem BCD-Decoder montiert *(Bild 12)*. Die 7-Segmentanzeigen liegen in Höhe von Rechteckfenstern von innen an. *Tabelle 4* zählt alle verwendeten IS-Bausteine auf.

Für die Stromversorgung ist eine eigene Leiterplatte vorgesehen, deren Bestückung *Bild 13* wiedergibt. Die Leiterplatte trägt auch den Netztransformator.

Die Spielertasten sind in kleine Plastikgehäuse mit 20 mm Kantenlängen eingebaut (Teko-Modulgehäuse L 20). 2 × 0,14 mm² empfiehlt sich als Litzenquerschnitt für die Zuleitungskabel. Die Normbezeichnungen der Klinkensteckverbindung lauten PG-104 P für den Stecker und PG-104 J für die Buchse (Stiftdurchmesser 2,5 mm).

Die Spielerzugänge sind so angeschlossen, daß sie nacheinander von rechts nach links aufgerufen werden, einschließlich dem Sprung von der äußeren linken Buchse zur äußeren rechten

Helmut Schweitzer

Elektronischer Würfel mit Spielerselektion 2. Teil

Stromversorgung

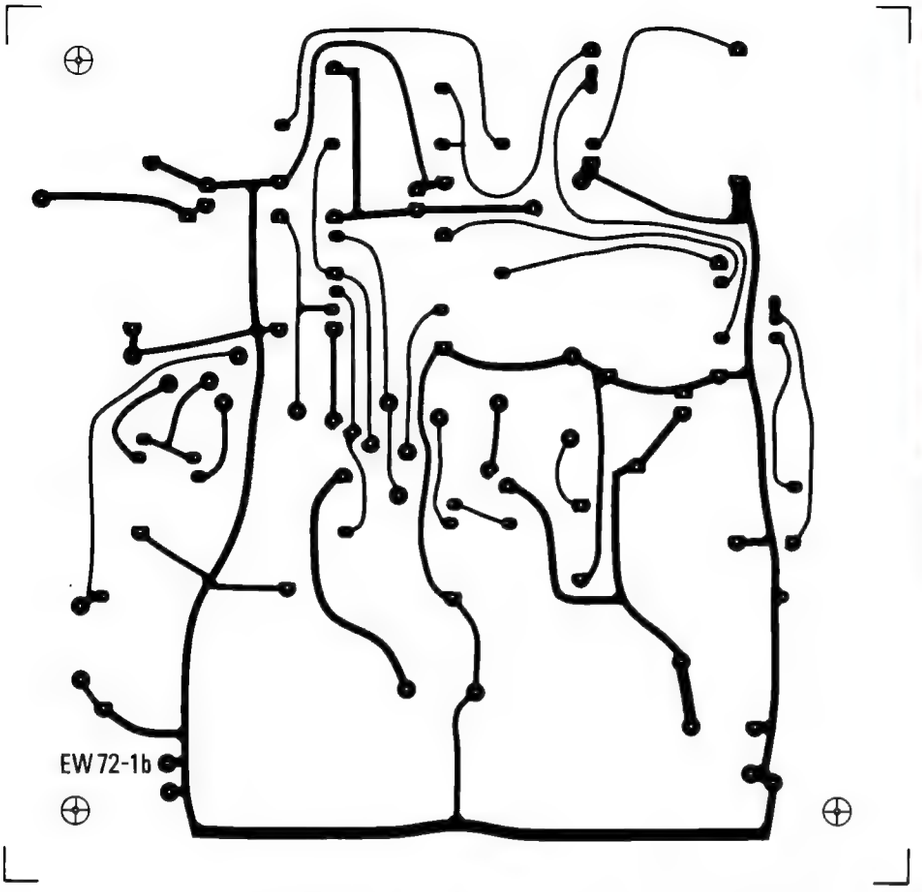
Die Speisespannung der TTL-Bausteine muß innerhalb der Grenzen 4,75 und 5,25 V liegen. Diese Bedingung erfüllt die Spannungsregelschaltung im Netzteil gemäß *Bild 9*. Der Stabilisierungsfaktor ist 5, so daß Netzspannungsschwankungen von −15 % und + 10 % abgefangen werden. Je nach angezeigter Ziffer oder angezeigtem Zeichen schwankt der Stromverbrauch im Bereich von 440 bis 510 mA. Da der statische Innenwiderstand der Regelschaltung 1,5 Ω beträgt, hält sie auch in dieser Hinsicht die Spannungsbedingung ein. Die Regelschaltung bleibt auch unter Grenzbedingungen funktionsfähig, wenn das Stromverhältnis $I_C : I_B$ des Stelltransistors BD 245 nicht kleiner als 100. *Tabelle 5* vermittelt die Wickeldaten des Netztransformators NT. Die Netzleistungsaufnahme beträgt 8 VA.

Aufbaueinzelheiten

Bild 10 zeigt den Innenaufbau des elektronischen Würfels. Die Bauelemente der Steuerlogik sind auf einer Leiterplatte zusammengefaßt, in die auch die Klinkensteckbuchsen der Spielerzugänge eingesetzt sind. Diese Leiterplatte *(Bild 11)* trägt 17 IS-Bausteine in Dual-in-Line-Gehäusen N 1 und N 2. Sie ist beidseitig kaschiert, eine Reihe von Kontaktlöchern ist durchplattiert.

Tabelle 4. Integrierte Schaltungen

Schaltbild-position	Handels-bezeichnung	Stück-zahl	Nennfunktion je IS
A 1, A 2	TIL 302 oder MAN 1-A	2	1 7-Segmentanzeige
N 1...N 8	SN 7400 N	2	4 NAND-Glieder mit je 2 Eingängen
Ita...Itf Ira...Irf	SN 7405 N	2	6 Inverter (offene Kollektoren)
N 11, N 12, N 13	SN 7410 N	1	1 NAND-Glied mit 3 Eingängen
Nta...Ntf Nra...Nrf	SN 7427 N	4	3 NOR-Glieder mit je 3 Eingängen
DC 1, DC 2	SN 7447 N	2	1 BCD-Decoder für 7-Segmentanzeige
N 21, N 22, N 23	SN 7451 N	2	2 AND-NOR-Glieder mit je 2mal 2 Eingängen
AA, AB, AC, F, ZA, ZB, ZC	SN 74107 N	4	2 J-K-Master-Slave-Flipflops
EPA, EPE, TP 1, TP 2	SN 74123 N	2	2 Monoflops



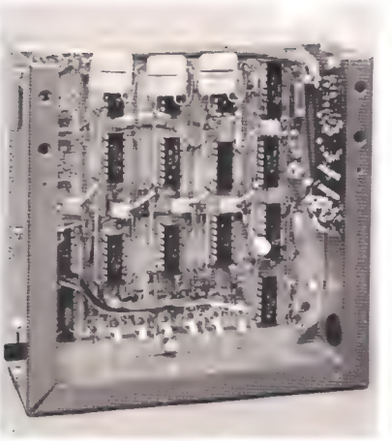
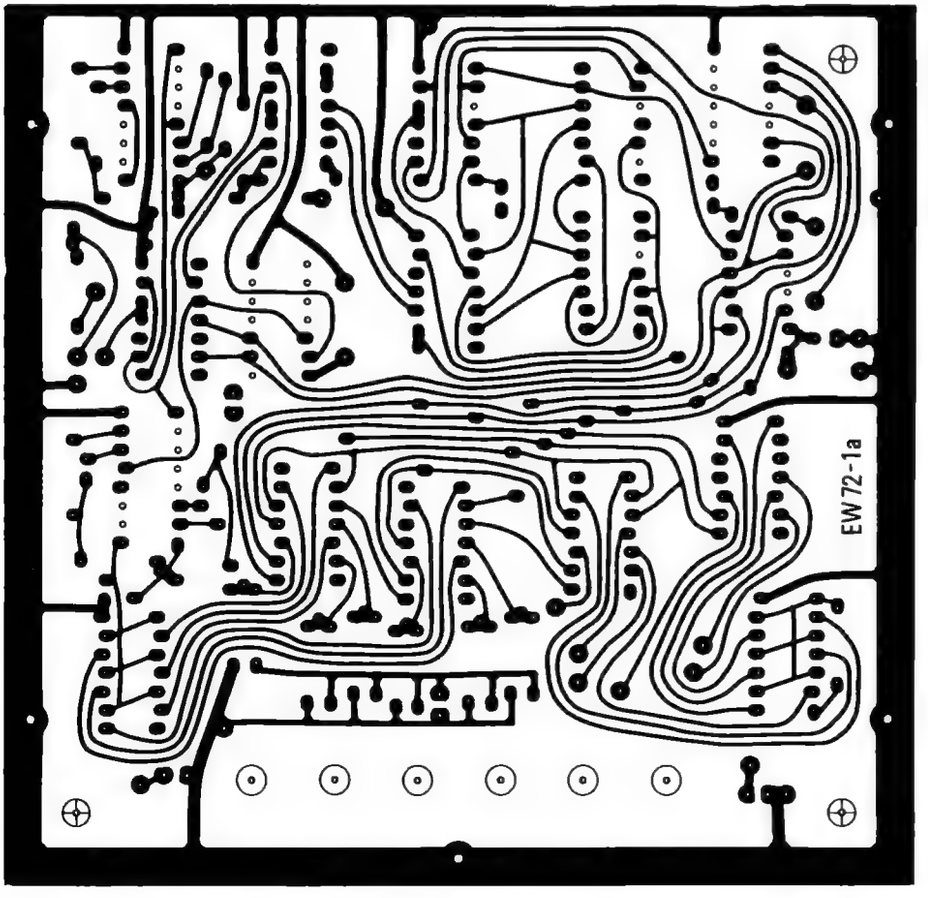


Bild 10. Die mit 17 integrierten Schaltungen bestückte Leiterplatte umfaßt die Steuerlogik. An den Gehäuseschmalseiten ist je eine 7-Segment-Anzeige angeschraubt. (Der Stützwinkel mit den drei Sondertasten und der Stromversorgungsteil sind entfernt)



◀ Bild 11. Vorder- und Rückseite der doppelt kaschierten Logik-Steuer-Leiterplatte. Der Bestückungsplan ist auf Seite 792 abgebildet

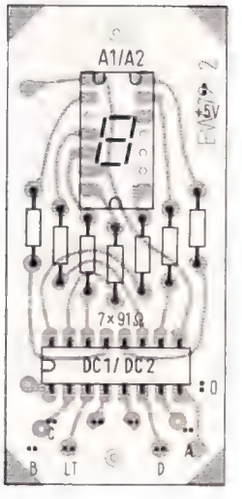
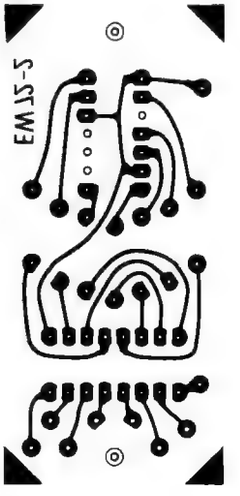
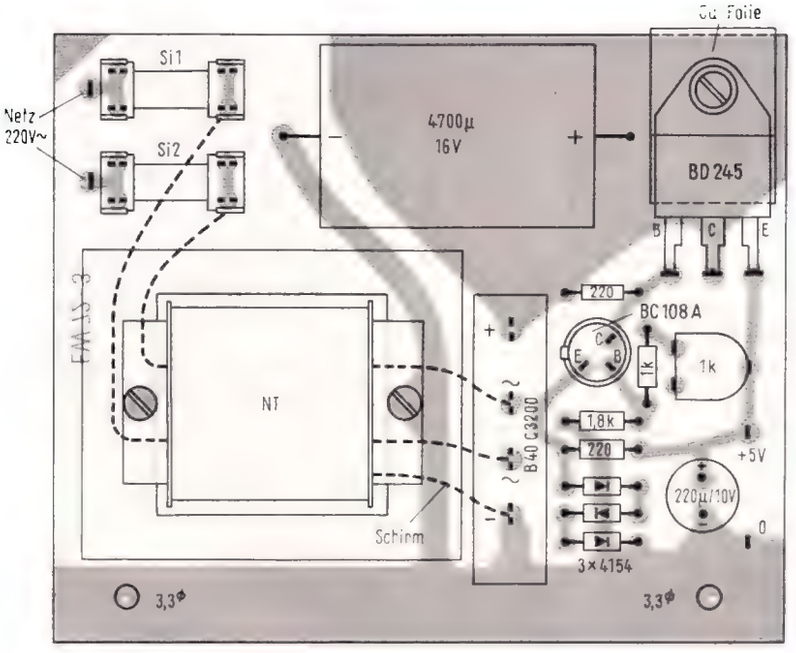
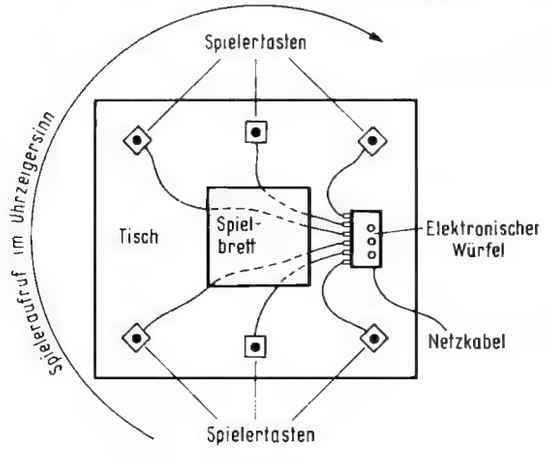


Bild 12. ▶ 7-Segment-Anzeige und BCD-Decoder





▲ Bild 13. Bestückung der Stromversorgungs-Leiterplatte



◀ Bild 14. Einsatzschema des elektronischen Würfels beim Brettspiel

Buchse. Wie *Bild 14* veranschaulicht, hat das den Vorteil, daß beim Spielen im Uhrzeigersinn sich die Tastenzuleitungen nicht kreuzen.

Schutzbedingungen beim Umgang in Kinderhand

Da der elektronische Würfel den Kindern als Spielzeug dient, ist dem Schutz vor der Netzspannung und gefährlichen Störungsfällen besondere Aufmerksamkeit zu schenken. Die einschlägigen VDE-Bestimmungen sind als Mindestanforderung an den elektrischen und mechanischen Aufbau aufzufassen. Zuständig ist in erster Linie VDE 0860 H (1969) und zum Teil auch VDE 0760 (Entwurf 1968). Nach entsprechender Auslegung der beiden Bestimmungen, die sich der IEC-Publikation 65 anpassen, bietet sich der Netzbetrieb nach Schutzklasse II (ohne Schutzleiter) an, wenn die hierfür vorgesehenen Aufbau- und Betriebsbedingungen gewährleistet sind.

Laut Tabelle 5 soll zwischen Primärwicklung und Sekundärwicklung bzw. Schirmlage des Netztransformators NT eine Doppellage aus Folie, z. B. Hostaphan eingelegt werden. Diese Isolierung erfüllt ein Vielfaches der nach VDE 0551 vorgeschriebenen Isolationsbedingung. Offene, mit dem Netz verbundene Metallteile ergeben sich nur durch die beiden Sicherungshalter auf der Stromversorgungs-Leiterplatte. Sie sind aber so angeordnet, daß die vorgeschriebenen Abstände und Kriechstrecken gewährleistet sind. Zum zusätzlichen Berührungsschutz stülpe man über die Sicherungshalter eine Kunststoffkappe, die eine Kunststoffschraube hält. Auf der kupferkaschierten Seite überziehe man die Lötpunkte der Sicherungshalter mit Kunstharz (Uhu-plus).

Das Netzkabel muß mit Hilfe einer Isolationsklemmvorrichtung zugentlastet sein. Mindestquerschnitt ist 0,5 mm² je Ader. An der Netzseite ist das Kabel durch einen Netzstecker (ohne Schutzkontakt) gemäß DIN 49 406 abzuschließen.

Tabelle 5.
Wickeldaten des Netztransformators NT

Kern MD 42 a (Bleche wechselseitig schichten), Spulenkörper ohne Lötösenleiste

1 Lage Hostaphan-Folie (0,036)

Primärwicklung (200...240 V): 4320 Wdg., 0,09 CuL-Draht, lagenweise mit Lackpapier oder Folie (rund 0,04)

2 Lagen Hostaphan-Folie (28 mm breit, beidseitig gefiedert)

1 Lage Cu-Folie 0,025 (24 mm breit, nicht kurzschließend)

1 Lage Hostaphan-Folie

Sekundärwicklung (im Mittel 9 V): 205 Wdg., 0,42 CuL-Draht, lagenweise (4 Lagen)

Egon Koch

Selektivruf beim Amateurfunk

1. Teil

Durch die begrenzte Anzahl der zur Verfügung stehenden Hf-Betriebskanäle in den UKW- und UHF-Bändern müssen viele Teilnehmer der kommerziellen und behördlichen Funkdienste die gleiche Frequenz benützen. Sie würden zwangsläufig alle auf dem verwendeten Kanal geführten Gespräche mithören, wenn die Sprechfunkanlagen nicht mit Selektivruf ausgerüstet wären. Jedem Gerät eines Funknetzes ist ein bestimmtes Tonsignal zugeordnet, das bei einem Anruf vor Durchgabe der Meldung ausgestrahlt wird. Der Empfänger wertet das Signal aus und schaltet den Nf-Verstärker bzw. den Lautsprecher auf Wiedergabe. Das Gespräch kann nun in üblicher Weise geführt werden. Den Amateuren bietet der Selektivruf ein neues interessantes Betätigungsfeld beim Hobby.

Beim Amateurfunk hat sich im letzten Jahr auf dem 2-m-Band der Kanalbetrieb und der Funkverkehr über Relaisstationen weitgehend durchgesetzt. Wenn man einen Anruf erwartet, werden auch zwangsläufig alle anderen über den eingestellten Kanal bzw. die Relaisstation abgewickelten Funkgespräche mitgehört, die meist gar nicht interessieren, ja sogar bei der Arbeit stören. Der Einsatz von Selektivruf würde daher auch beim Amateurfunk große Vorteile bieten. Voraussetzung aber ist, daß zahlreiche Stationen oder bestimmte Teilnehmergruppen ihre Geräte mit einer entsprechenden Einrichtung ausstatten und sie Zuhause oder während der Fahrt im Wagen auf Empfangsbereitschaft schalten. Dann kann man wie beim Telefon seinen Partner gezielt anrufen. Wichtig ist jedoch die Verwendung eines einheitlichen Selektivrufsystems in Deutschland.

Der vorliegende Beitrag behandelt die für den Amateurfunk in Frage kommenden drei Tonrufverfahren und setzt sich mit deren Vor- und Nachteile auseinander. Anschließend werden Bauanleitungen in vereinfachter Schaltungstechnik gegenüber den recht aufwendigen Konzepten bei kommerziellen Anlagen über Tonrufgeber, Tonrufauswerter und über eine Funkbesprechungsstelle mit Selektivruf gebracht. Gedruckte Schaltungen erleichtern den Nachbau. Die mechanischen Arbeiten erstrecken sich fast durchweg auf das Bohren der Löcher in der Frontplatte und am Gehäuse zur Befestigung der Bauelemente und Bausteine. Die benötigten Teile sind über den einschlägigen Handel erhältlich.

Selektivrufverfahren

Von den verschiedenen Selektivrufverfahren [1] kommen für den Amateur die drei nachstehend beschriebenen Systeme in Frage:

Ruf mit einer Tonfrequenz

Für kleine Amateurfunknetze bis zu zehn Teilnehmern kann man das Einton-Rufverfahren nehmen, das vor allem auch zur Auftastung der Relaisstationen mit der Frequenz 1750 Hz verwendet wird. Durch Hineinpfeifen ins Mikrofon lassen sich die Eintonsignale mitunter auch imitieren, so daß es zu Fehlanrufen kommt. Allerdings ist das Verfahren weniger aufwendig.

Frequenzcoderuf ohne zeitliche Staffelung der Tonfrequenzen

Bei dem Frequenzcoderuf werden zwei oder mehrere verschiedene Tonfrequenzen mit gleicher Amplitude gleichzeitig etwa 2 Sekunden lang ausgestrahlt. Die Sicherheit gegenüber Fehlanrufen ist sehr groß, allerdings müssen dann zwei (bei Zweiton-Coderuf) auf alle Ruffrequenzen einstellbare Tongeneratoren senderseitig vorhanden sein, die gleichzeitig zu tasten sind, was einen größeren Aufwand erfordert. Bei dem Zweiton-Coderuf stehen 45 verschiedene Rufnummern *(Tabelle 1)* zur Verfügung. Im übrigen müssen in Dänemark einige Relaisstationen mit Zweiton-Coderuf aufgetastet werden, wodurch sich eine größere Sicherheit gegen mißbräuchliche Einschaltung erreichen ließ.

Frequenzcoderuf mit zeitlicher Staffelung der Töne

Dieses Selektivrufsystem wird allgemein als *Tonfolgeruf* bezeichnet, bei dem zum Anruf zwei, drei oder gar fünf Tonfrequenzen nacheinander zur Abstrahlung gelangen. Es ermöglicht eine sehr große Teilnehmerzahl selektiv anzurufen, wobei Fehlrufe weitgehend ausgeschaltet sind. Nach diesem Verfahren arbeiten u. a. Taxi-, Verkehrs- und EVU-Unternehmen sowie die Sicherheitsbehörden. Man sollte daher dem Tonfolgeruf gegenüber dem Zweiton-Coderuf auch beim Amateurfunk den Vorzug geben, weil dann senderseitig nur ein einfacher Tongenerator für zehn Ruffrequenzen benötigt wird und der Mehraufwand beim Auswerter (je Tonfolge u. a. zwei Transistoren und drei Dioden) unwesentlich ist. Außerdem läßt sich der Auswerter von Zwei- auf Dreitonfolge erweitern, wenn in Ballungsgebieten nachträglich eine noch größere Zahl von Rufnummern benötigt wird. Bei Zweitonfolge stehen für 90 Teilnehmer Rufnummern *(Tabelle 2)* zur Verfügung, was für die meisten regionalen Netze ausreichen dürfte.

Ruffrequenzen

Die für den Anruf benützten Tonfrequenzen müssen innerhalb des Sprachbandes von 300...3000 Hz liegen. Es gibt

Tabelle 1. 45 Rufnummern für Zweitoncoderuf

Ton		1	2	3	4	5	6	7	8	9
		370	450	550	675	825	1010	1240	1520	1860 Hz
Ton 2	450 Hz	12								
Ton 3	550 Hz	13	23							
Ton 4	675 Hz	14	24	34						
Ton 5	825 Hz	15	25	35	45					
Ton 6	1010 Hz	16	26	36	46	56				
Ton 7	1240 Hz	17	27	37	47	57	67			
Ton 8	1520 Hz	18	28	38	48	58	68	78		
Ton 9	1860 Hz	19	29	39	49	59	69	79	89	
Ton 0	2280 Hz	10	20	30	40	50	60	70	80	90

Tabelle 2. 90 Rufnummern beim Zweitonfolgeruf

Ton		1	2	3	4	5	6	7	8	9	0
		370	450	550	675	825	1010	1240	1520	1860	2280 Hz
Ton 1	370 Hz	–	21	31	41	51	61	71	81	91	01
Ton 2	450 Hz	12	–	32	42	52	62	72	82	92	02
Ton 3	550 Hz	13	23	–	43	53	63	73	83	93	03
Ton 4	675 Hz	14	24	34	–	54	64	74	84	94	04
Ton 5	825 Hz	15	25	35	45	–	65	75	85	95	05
Ton 6	1010 Hz	16	26	36	46	56	–	76	86	96	06
Ton 7	1240 Hz	17	27	37	47	57	67	–	87	97	07
Ton 8	1520 Hz	18	28	38	48	58	68	77	–	98	08
Ton 9	1860 Hz	19	29	39	49	59	69	78	89	–	09
Ton 0	2280 Hz	10	20	30	40	50	60	70	80	90	–

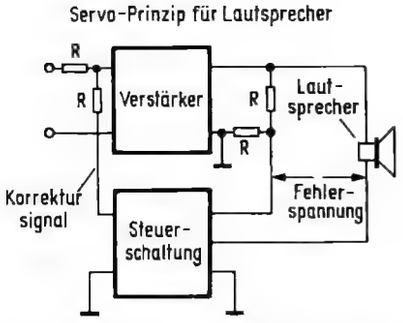


Bild 2. Prinzip des Servo-Lautsprecher-Systems

Bewegung nimmt stark zu. Die Gegen-EMK steigt aufgrund der größeren Schnelle und mit ihr der Scheinwiderstand der Sprechspule, was eine Verringerung des Stromflusses in der Sprechspule zur Folge hat.

Diese Zusammenhänge kann man sehr schön an einem Lautsprecher beobachten, der an einem herkömmlichen Verstärker betrieben wird. Die Ausgangsspannung des Verstärkers steigt bei Erreichen der Lautsprecherresonanz deutlich an. Auf dem Wege der klassischen Gegenkopplung kann man jedoch den Innenwiderstand des Verstärkers verringern und somit die Resonanzerscheinungen des Lautsprechers bis zu einem gewissen Grade bedämpfen.

Wird jedoch ein Lautsprecher mit einer Servoeinrichtung betrieben, die die Sprechspule in der schon beschriebenen Weise steuern kann, geschieht folgendes: Gesteuert durch den verringerten Stromfluß in der Sprechspule im Resonanzbereich wird die Amplitude des zugeführten elektrischen Signals vom Verstärker her verringert. Dies hat eine Verringerung der Schnelle der Membranbewegung zur Folge und hält diese auf einem konstanten Wert. Das Ziel einer gleichmäßigen Amplitude unabhängig von der mechanischen Resonanz des verwendeten Lautsprechers ist erreicht.

Einen Lautsprecher mit Servounterstützung zu bauen, gestaltet sich freilich erheblich schwieriger, als die Erkenntnisse über geregelte Gleichstrommotoren anzuwenden. Die hauptsächlichen Schwierigkeiten liegen in der Induktivität der Sprechspule. Ungeeignete Verfahren, die Bewegungsimpedanz der Sprechspule durch entsprechende negative Impedanzen auszugleichen, führen zu sehr unstabilen parasitären Resonanzen, die in ihren Auswirkungen oft unangenehmer sind als die Hauptresonanz des Lautsprechers, die man zu beseitigen sucht.

Eine wirkungsvolle Servounterstützung, die sich für Serienfertigung eignet, erfordert eine aufwendige Schaltung, die parasitäre Resonanzen sicher vermeidet und den verwendeten Lautsprecher zuverlässig steuert. Eine richtig bemessene Servoanordnung *(Bild 2)* vollzieht nacheinander diese Schritte:

1. Die Schnelle der schwingenden Membran wird „abgetastet".
2. Die Bewegung wird mit dem Original-Steuersignal verglichen.
3. Ein „Fehlersignal" wird erzeugt, aufbereitet und phasenrichtig dem Verstärker zugeführt, damit
4. der Verstärker auf dem Wege der Dosierung der dem Lautsprecher zugeführten Energie die Membran zu einem dem Steuersignal gerechten Verhalten „zwingen" kann.

Solch eine Servoeinrichtung, die die Schnelle der Sprechspule als Kriterium heranzieht, erfordert ein sorgfältig bemessenes Korrekturnetzwerk, welches die akustische Belastung des Lautsprechers so kompensiert, daß ein ausgeglichener Frequenzgang gemessen werden kann. Es muß jedoch betont werden, daß es ein großer Fehler wäre, die Kompensation der akustischen Belastung des Lautsprechers nach Angaben vorzunehmen, die etwa in einem schalltoten Raum ermittelt worden wären. Die wirkliche akustische Belastung eines schwingenden Systems ist nur in der normalen Umgebung eines Abhörraumes zu finden und weicht von der in einem echolosen Raum stark ab. Ihr Wert muß auf andere Weise errechnet werden.

Praktische Anwendung

Das beschriebene Verfahren der elektronischen Aufhängung, nämlich der Einsatz einer Servounterstützung, kann die Resonanz der Lautsprecher bis zu 12 dB bedämpfen. Somit spielt die Resonanzfrequenz f_o in der Beurteilung der Wiedergabequalität keine Rolle mehr. Praktisch angewendet wird das Servosystem in den danach benannten Servo-Sound-Lautsprechern *(Bild 3)*. Das Gehäusevolumen beträgt nur 10 l (!). Die Membranfläche liegt bei 175 cm², und die Schalleistung von 0,2 akustischen Watt wird bei tiefen Frequenzen mit einem vernünftigen Membranhub (3 mm) und vertretbaren Dopplerverzerrungen (0,3 %) erreicht.

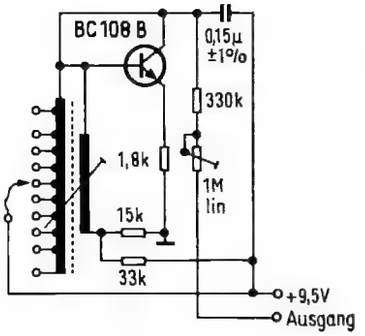
Die geringe bewegte Masse der verwendeten Lautsprecherchassis (4,8 g) verspricht einen ausgezeichneten Wirkungsgrad, der den Einsatz nicht zu großer Leistungsverstärker gestattet (etwa 20 W). Es ist Tatsache, daß besonders durch das kleine Gehäuse die Resonanzfrequenz dieser Lautsprecherkombination mit etwa 140 Hz sehr hoch liegt. Das ist auf den ersten Blick kaum im Sinne der High Fidelity. Aber das verwendete Servosystem reduziert die Resonanz um mehr als 11 dB, was zu einem vollkommen glatten Frequenzgang führt.

Die totale Beseitigung der systembedingten Resonanzen auf elektronischem Wege erbringt eine naturgetreue Wiedergabe, als es mit vielen herkömmlichen Lautsprecherboxen mit Resonanzfrequenzen zwischen 40 und 50 Hz möglich ist. Dies ist besonders deutlich bei der Wiedergabe von Schlaginstrumenten und allen Tönen, die im Original eine kurze Einschwingzeit haben und daher zur naturgetreuen Wiedergabe hohe Impulstreue erfordern.

Ein kritischer Punkt innerhalb dieses Systems sind die Verbindungsleitungen zwischen Verstärker und Sprechspule, die mit ihrem Kupferwiderstand ein integrierter Bestandteil des Servosystems sind. Um diesen Widerstandswert klein und in jedem Falle konstant zu halten, sind Lautsprecher und Leistungsverstärker zu einer untrennbaren Einheit verbunden worden. Die restlichen elektrischen und Bedienungsfunktionen werden in einem kleinen Steuervorverstärker zusammengefaßt.

Eine integrierte Verstärker-Lautsprecher-Kombination in Hi-Fi-Qualität bietet noch weitere Vorzüge, die mit normalen Gehäuselautsprechern nicht zu erzielen sind: Bei der Beschallung größerer Räume läßt sich durch sorgfältige Verteilung mehrerer Servo-Sound-Lautsprecher ein angenehmes, homogenes Schallfeld erzielen, welches die Nachteile der Beschallung mit einem exponiert angeordneten Lautsprecherpaar hoher Leistung vermeidet. Anpassungsprobleme beim Anschluß einer Vielzahl von Lautsprechern entfallen wegen der integrierten Verstärker und eine Leistungsbeschränkung gibt es nicht. Bis zu 50 Lautsprecher mit einer elektrischen Gesamtleistung von 1000 W lassen sich von einem Vorverstärker aus steuern.

Bild 3. Servo-Sound-Hi-Fi-Lautsprecher mit integriertem Endverstärker. Das Gehäusevolumen ist mit 10 l ungewöhnlich klein. Der Vorverstärker ist weitgehend in konventioneller Technik ausgeführt



◀ **Bild 1. Tonrufgeberschaltung in kommerziellen Sprechfunkanlagen**

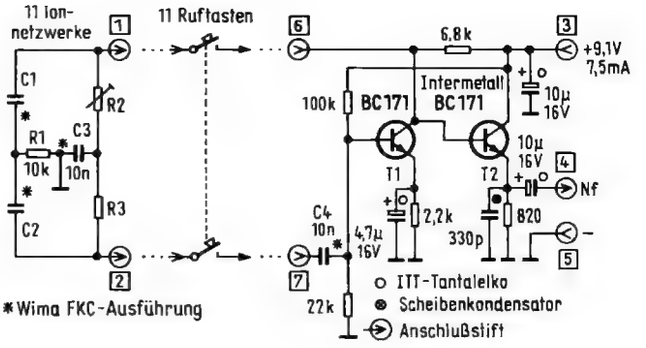


Bild 2. ▶ Schaltung eines Tonrufgebers für Amateurfunk mit elf umschaltbaren RC-Netzwerken

hier zwei frequenzmäßig festgelegte Ziffernreihen. Die vom ZVEI für das Tonfolgeverfahren genormten Frequenzen und Nummern sind:

1 = 1060 Hz, 2 = 1160 Hz, 3 = 1270 Hz, 4 = 1400 Hz, 5 = 1530 Hz, 6 = 1670 Hz, 7 = 1830 Hz, 8 = 2000 Hz, 9 = 2200 Hz, 0 = 2400 Hz

Elektrizitäts-, Gas- und Wasserversorgungsunternehmen und ähnliche private Dienste verwenden bei ihren Funknetzen die folgenden zehn geometrisch gestaffelten Ruffrequenzen:

1 = 370 Hz, 2 = 450 Hz, 3 = 550 Hz, 4 = 675 Hz, 5 = 825 Hz, 6 = 1010 Hz, 7 = 1240 Hz, 8 = 1520 Hz, 9 = 1860 Hz, 0 = 2280 Hz

Der Staffelungsfaktor ist so gewählt, daß Klirr- und Mischprodukte niedriger Ordnung der zehn Frequenzen in Frequenzlücken fallen und daher nicht zu Fehlauswertungen führen können. Diese Frequenzreihe sollte auch aus diesem Grunde beim Amateurfunk angewendet werden, weil dann die bei der Begrenzung im Modulationsverstärker zwangsläufig entstehenden Oberwellen wirkungslos bleiben. Ferner ist bei dieser Tonreihe der Abstand der Frequenzen zueinander größer, so daß nicht exakt abgeglichene Tongeber und Auswerter weniger zu Störungen und Fehlanrufen führen. Die nachstehend zum Bau beschriebenen Tongeber und Auswerter lassen sich jedoch auf beide Frequenzreihen abstimmen.

Tonrufgeber

Für diesen Zweck können LC- und RC-Generatoren benützt werden.

Tonrufgeber
für kommerzielle Sprechfunknetze

Als Tongeber dienen bei kommerziellen Funknetzen wegen der hohen Frequenzstabilität und der einfachen Schaltungstechnik fast ausschließlich LC-Oszillatorschaltungen *(Bild 1)*. Die Kreisspule hat zehn Anzapfungen für die genormten zehn Ruffrequenzen, die durch Tasten entsprechend der Teilnehmernummer gewählt werden. Den Ausgangspegel stellt man mit dem Trimmwiderstand ein. Die zum Bau eines solchen Tongebers benötigte Oszillatorspule ist käuflich noch nicht zu erwerben. Den Amateuren dürfte aber die Anfertigung der Spule mit ihren 13 Anschlüssen bei einer Bewicklung mit etwa 1800 Windungen 0,07 mm Kupferlackdraht fast durchweg unüberwindliche Schwierigkeiten bereiten. Außerdem muß die Windungszahl bei den einzelnen Anzapfungen genau eingehalten werden, damit die vorgeschriebenen Tonfrequenzen nicht mehr als ∓ 1 % vom Sollwert abweichen. Der Oszillator wird lediglich mit dem Eisenkern auf eine Frequenz optimal abgeglichen: die anderen Frequenzen stimmen zwangsläufig. Ferner dürfte die Beschaffung des Kreiskondensators mit einer Kapazität von 0,15 µF und einer sehr engen Toleranz von 1 % nicht leicht sein.

Tonrufgeber für Amateurfunk

So gern der Autor die vorbesprochene LC-Schaltung verwendet hätte, so mußte er aus den geschilderten Gründen darauf verzichten. Daher wurde ein RC-Sinus-Tongenerator mit der wenig bekannten „Twin-T-Oszillatorschaltung" *(Bild 2)* benützt, die über eine gute Frequenzstabilität selbst bei geringen Schwankungen der Versorgungsspannung verfügt. Das frequenzbestimmende Netzwerk besteht aus den Widerständen R 1, R 2, R 3 und den Kondensatoren C 1, C 2, C 3, das zwischen Kollektor und über den Kondensator C 4 an der Basis des Intermetall-Transistors BC 171 liegt. Für die benötigten zehn Ruffrequenzen (370, 450, 550, 675, 825, 1010, 1240, 1520, 1860 und 2280 Hz) und die Relaisansprechfrequenz 1750 Hz sind elf Netzwerke mit Trimmwiderständen (R 2) für den Frequenzabgleich vorhanden, die über 2polige Taster mit Arbeitskontakten an den Transistorkreis angeschlossen werden. Die Werte für die Bauelemente der einzelnen Netzwerke können der *Tabelle 3* entnommen werden. Eine an den Oszillator galvanisch angekoppelte Transistorstufe in Kollektorschaltung verhindert eine Beeinflussung der Frequenz durch den nachgeschalteten Verbraucher. Den Tonrufgeber-Baustein, dessen gedruckte Schaltung und den dazugehörigen Bestückungsplan zeigen die *Bilder 3, 4* und *5*.

Für die Netzwerke wurden handelsübliche Wima-Kondensatoren der FKC-Ausführung (Farbe gelb, ± 10 % Toleranz) für gedruckte Leiterplatten verwendet, die sich besonders für frequenzbestimmende Schaltungen eignen, zumal sie dämpfungsarm sind und einen gün-

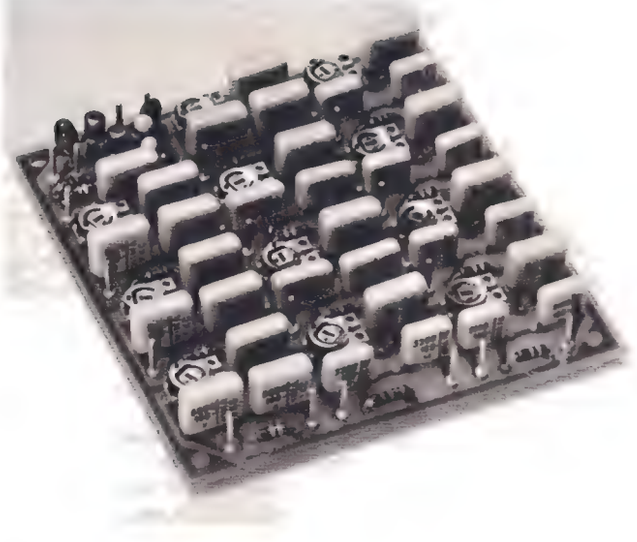


Bild 3. Tonrufgeberbaustein für Amateurfunk

Tabelle 3. Werte der Bauelemente für die 11 Netzwerke vom Tonrufgeber

Netzwerk	Frequenz	C1, C2	R 2	R 3
1	370 Hz	10 nF	250 kΩ	220 kΩ
2	450 Hz	10 nF	100 kΩ	100 kΩ
3	550 Hz	6,8 nF	100 kΩ	100 kΩ
4	675 Hz	6,8 nF	100 kΩ	100 kΩ
5	825 Hz	4,7 nF	100 kΩ	100 kΩ
6	1010 Hz	4,7 nF	50 kΩ	50 kΩ
7	1240 Hz	3,3 nF	50 kΩ	50 kΩ
8	1520 Hz	2,2 nF	50 kΩ	50 kΩ
9	1860 Hz	2,2 nF	50 kΩ	50 kΩ
0	2280 Hz	2,2 nF	50 kΩ	50 kΩ
Relais	1750 Hz	2,2 nF	50 kΩ	50 kΩ

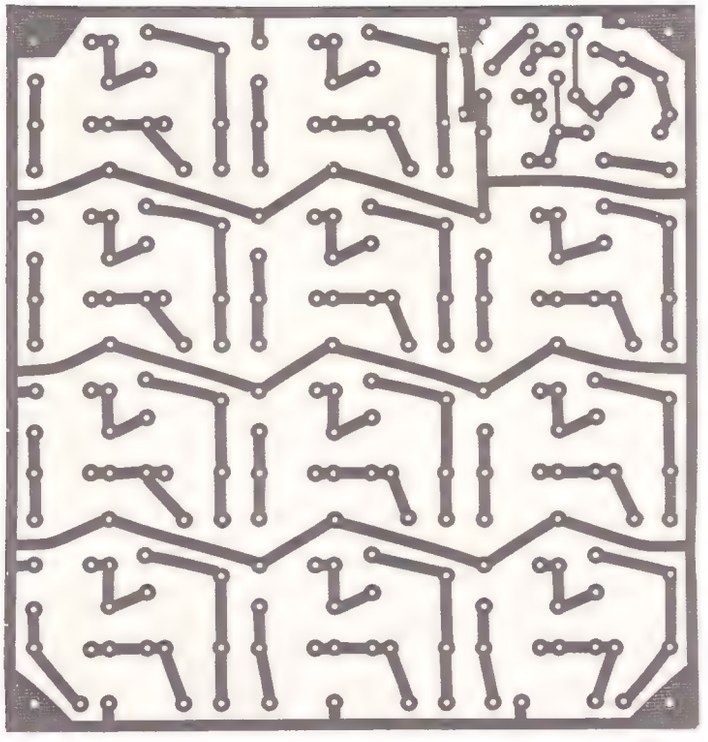


Bild 4. Gedruckte Leiterplatte vom Tonrufgeber, Maßstab 1 : 1

tisch erscheint, kann einen Trimmwiderstand mit kleinerem Ohmwert (vorher erforderlicher Regelbereich ausmessen) einbauen und entsprechende Widerstände davor und dahinterschalten. Genügend Platz ist vorhanden.

Die Ausgangsspannung des RC-Generators beträgt bei einer Speisespannung von 9,1 V etwa 1,5 V_{eff}. Die Spannungstoleranzen der elf Ruffrequenzen liegen bei $\mp$ 1 dB. Der Ausgangspegel ist mit einem Spannungsteiler so weit zu reduzieren, daß beim nachgeschalteten Modulationsverstärker gerade die Begrenzung einsetzt. Die Einspeisung des Tonsignals muß vor der Begrenzerstufe im Sprechfunkgerät erfolgen. Damit wird sichergestellt, daß der Sender bei Tonruf den eingestellten Hub nicht überschreitet.

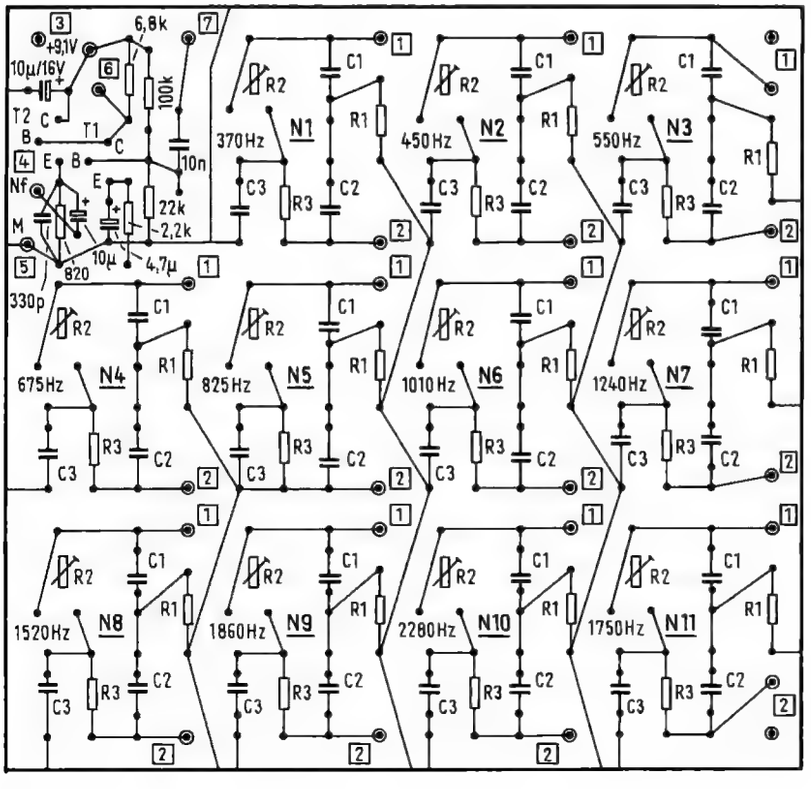
Der Tonrufgeber kann für alle Selektivrufverfahren verwendet werden, die mit Zwei-, Drei- oder Fünftonfolge sowie mit Eintonruf arbeiten. Für Netze mit Zweiton-Coderuf ohne zeitliche Staffelung sind zwei Tongeneratoren und zwei Tastenreihen 0...9 zu verwenden.

(Fortsetzung folgt)

stigen Verlustwinkel haben. Mit dem Trimmwiderstand R 2 wird die gewünschte Frequenz eingestellt. Sollte sich beim Abgleich der Wert von R 2 als etwas zu klein erweisen, was auf die Kapazitätstoleranz (engtolerierte Ausführungen im Handel schwer erhältlich) bei dem einen oder anderen Kondensator zurückzuführen ist, so bekommt man durch Vergrößern des Widerstandswertes von R 1 von 10 kΩ auf 12, 15 oder 18 kΩ eine etwas tiefere Frequenz. Andererseits läßt sich durch Verkleinern von R 1 auf 9,1, 8,5 oder 7,5 kΩ eine etwas höhere Frequenz erzielen. Bei Ruffrequenzen über 1240 Hz ist der mit R 2 einstellbare Frequenzbereich relativ groß, so daß die Justierung auf die Sollfrequenz sorgfältig vorgenommen werden muß. Wem die Einstellung zu kri-

● Befestigungsloch 3mm⌀ bohren
◉ Lötstift 1,2mm⌀ bohren
• 0,9mm⌀ bohren

Bild 5. Bestückungsplan der Leiterplatte vom Tonrufgeber (von der Leiterseite aus gesehen)



„Hörrohr-Radio"

Ein lustiges, auf alle Fälle aber auffälliges kleines Rundfunkgerät bringt National unter der Typenbezeichnung R-72 S in fünf verschiedenen Farben heraus. Man kann das eigenwillig geformte Gehäuse zu einem Ring zusammenfügen und es dann am Handgelenk tragen, man kann es aber auch aufstel-

Dieses Transistorradio von National empfängt Mittelwellen und leistet 250 mW am Ausgang. Lieferbar in fünf Farben (Aufnahme: Leutmayr)

len *(Bild)*, so daß es ähnlich wie ein Hörrohr aus Omas Zeiten aussieht. Eingebaut ist ein Empfangsteil mit integrierter Schaltung für den Bereich 525 bis 1605 kHz; die Skala ist groß und übersichtlich. Am Gehäuse befinden sich der Lautstärkeregler und eine Buchse zum Anschluß eines Kleinhörers. Die Ausgangsleistung beträgt 250 mW, der Lautsprecher hat 6 cm Durchmesser. Gewicht: 540 g ohne Batterien.

Dipl.-Ing. Dietmar Mallon

Matrix-Stereodecoder mit der integrierten Schaltung TBA 450

Bei Stereodecodern hat sich in nur zehn Jahren ein grundlegender Wandel in der Schaltungstechnik, von der Röhre über den Transistor zur integrierten Schaltung, vollzogen. Die hier beschriebene Ausführung arbeitet mit einer IS vom Typ TBA 450 und enthält nur wenige zusätzliche Bauelemente.

Arbeitsweise des Stereodecoders

Die Aufgabe eines Stereodecoders besteht hauptsächlich darin, aus dem Multiplex-(MPX-)Signal, die Nf-Signale L (links) und R (rechts) wieder in ihre ursprüngliche Form zurückzuführen. Die IS TBA 450 trennt zu diesem Zweck zunächst das Summen- oder Monosignal $M = L + R$ von dem Differenz- oder Stereozusatzsignal $S = L - R$. Die Trennung der einzelnen Signalanteile ist möglich, da für jedes Signal ein eigenes Frequenzband zur Übertragung verwendet wird. Der 38-kHz-Hilfsträger (HT) des Stereozusatzsignales wird senderseitig unterdrückt und muß daher aus dem mitgesendeten 19-kHz-Pilotton (PT) durch Frequenzverdopplung wiedergewonnen und phasenrichtig zugesetzt werden. Nach der Demodulation des (L – R)-Signals werden durch Matrizierungen nach den Gleichungen

$$(L + R) + (L - R) = 2L$$

$$(L + R) - (L - R) = 2R$$

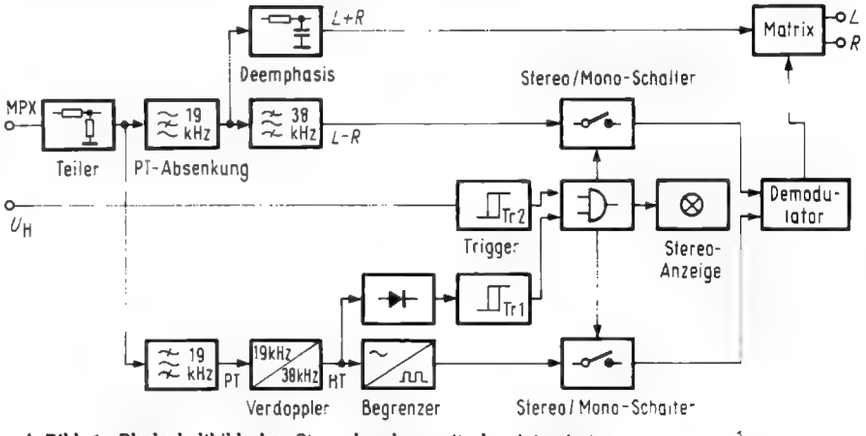
die Signale L und R wiedergewonnen. Im Blockschaltbild *(Bild 1)* sind die einzelnen Stufen erkennbar.

Über die Hauptaufgabe der Signaldecodierung hinaus muß ein Stereodecoder noch Nebenaufgaben erfüllen, wie das automatische Umschalten von Mono- auf Stereowiedergabe und das Anzeigen des Schaltzustandes (Stereoanzeige). Das Umschalten und die Anzeige ist von der Größe des Pilottones und von der Hilfsspannung U_H abhängig.

Aus dem wiedergewonnenen Hilfsträger wird mittels Gleichrichtung eine Schaltspannung erzeugt. Diese Spannung U_4 und die Hilfsspannung U_H werden in den Triggern Tr 1 und Tr 2 in digitale Signale umgeformt, danach verknüpft und steuern dann die Stereo/Mono-Schalter und die Stereoanzeige an.

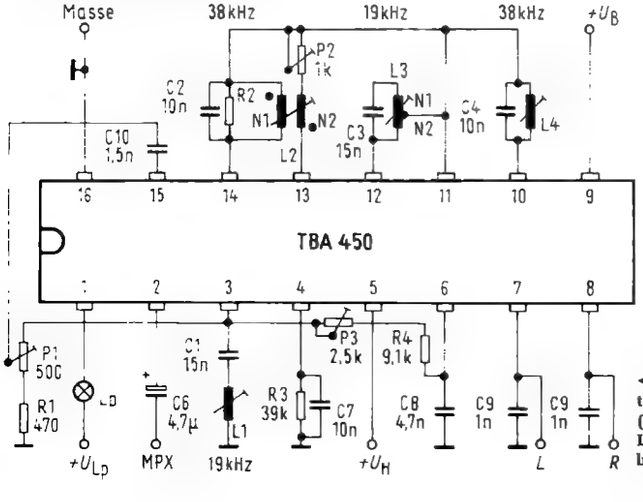
Signalverarbeitung

Das MPX-Signal gelangt vom Anschluß 2 *(Bild 2)* auf den Eingangsteiler. Der Reihenschwingkreis L 1, C 1 am Anschluß 3 senkt die 19-kHz-Pilottonspannung von beiden Signalanteilen ab. *Bild 3* zeigt die Schaltungsteile, in denen die Nf-Signale verarbeitet wer-



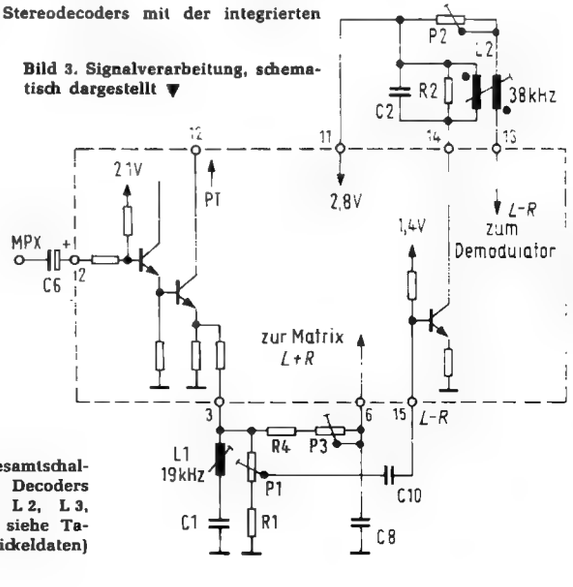
▲ **Bild 1. Blockschaltbild des Stereodecoders mit der integrierten Schaltung TBA 450**

Der Verfasser ist Mitarbeiter der Siemens AG, München.



◀ **Bild 2. Gesamtschaltung des Decoders (Werte L 1, L 2, L 3, L 4 und R 2 siehe Tabelle der Wickeldaten)**

Bild 3. Signalverarbeitung, schematisch dargestellt ▼



den. Über das RC-Deemphasisglied [(R 4 + P 3) C 8 = 50 µs] wird das (L − R)-Signal abgesenkt und das (L + R)-Summensignal gelangt vom Anschluß 6 an die Matrix. Über den Widerstandsteiler R 1, P 1 und den Koppelkondensator C 10 kommt das Differenzsignal zu einem LC-Verstärker (L 2, C 2), dessen Bandbreite mit dem Parallelwiderstand R 2 auf einen Wert von B = 6,4 kHz eingestellt ist. Die Bandbreite ergibt sich durch Verdoppeln der Grenzfrequenz des Deemphasisgliedes $B = 2 \times 3{,}18$ kHz = 6,4 kHz. Die Resonanzfrequenz des LC-Verstärkers beträgt 38 kHz. Die exakt eingestellte Bandbreite bewirkt die Deemphasis des (L − R)-Signales, die vor der Demodulation erfolgt. Hierdurch werden die Rauschanteile höherer Nf-Frequenzen, die durch die Demodulation in den Hörbereich transponiert werden, stark abgesenkt.

Pilottonaufbereitung

Der Pilotton wird mit dem Parallelschwingkreis L 3 C 3 aus dem MPX-Signal ausgefiltert (*Bild 4*). Der Reihenschwingkreis L 1 C 1 wirkt dabei als frequenzabhängige Gegenkopplung, d. h. er bewirkt für die Pilottonfrequenz f_{PT} = 19 kHz eine größere Verstärkung. Die Anzapfung der Spule L 3 soll so gewählt werden, daß der maximale Pilotton am Anschluß 12 einen Spitze-Spitze-Wert von etwa 0,5 V nicht überschreitet, da sonst die folgende Frequenzverdopplerstufe übersteuert wird. Die Hilfsträgerfrequenz von $f_{HT} = 2 f_{PT}$ = 38 kHz wird aus dem Pilotton durch eine Zweiweggleichrichtung gewonnen. Der Parallelschwingkreis L 4 C 4 filtert die 38-kHz-HT-Frequenz aus. Zwei nachfolgende Begrenzer formen die Sinusspannung zu einer Rechteckspannung konstanter Amplitude um und führen die Hilfsträgerspannung dem Demodulator zu. Durch die Genauigkeit der Rückgewinnung des Hilfsträgers (Phasenstarrheit, Impulsverhältnis 1 : 1, konstante Amplitude) ist das Übersprechen am Ausgang von der Größe der Eingangsspannung unabhängig.

Mono-Stereo-Umschaltung und Stereoanzeige

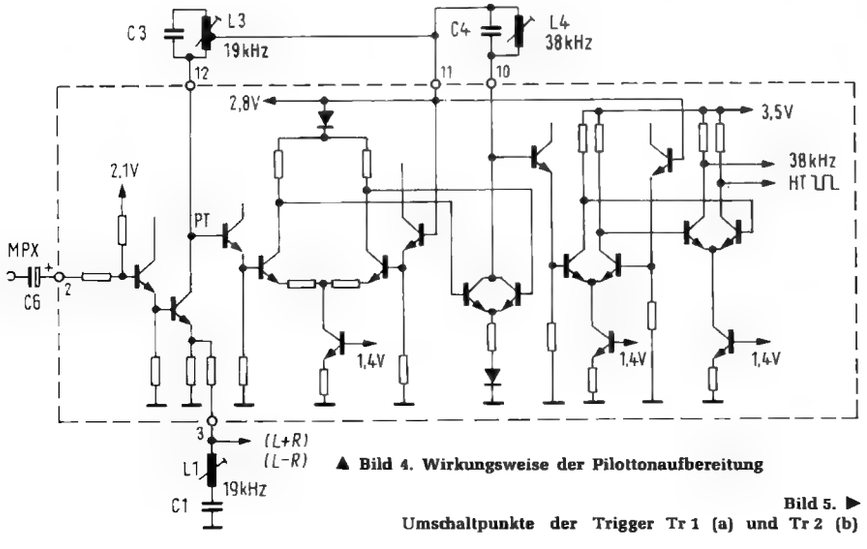
Da sich der Rausch-Signalabstand systembedingt (größere Bandbreite, 10 % geringerer Hub) bei Stereoempfang gegenüber Monoempfang verschlechtert, ist es sinnvoll, bei stark verrauschtem Eingangssignal (Fernempfang) von Stereo- auf Monowiedergabe umzuschalten. Man erhält dann durch Verzicht auf den Stereoeffekt ein geringeres Ausgangsrauschen. Die automatische Stereo-Monoumschaltung der IS TBA 450 hängt von zwei Parametern ab:

1. von der Größe des Pilottones und
2. von einer am Anschluß 5 angelegten Hilfsspannung U_H.

Diese Spannung kann von einer geregelten Zf-Stufe abgeleitet werden. Die gleichgerichtete Hilfsträgerspannung U_4, die am Anschluß 4 mit einem hochohmigen Instrument gemessen werden kann, und die Hilfsspannung gelangen je auf einen Trigger. Die Ausgangssignale der Trigger werden „UND"-verknüpft und schalten die Anzeigelampe am Anschluß 1. (Der Lampenstrom darf bis zu 100 mA betragen. Die Betriebsspannung für die Lampe, wie für die IS selbst soll 18 V nicht übersteigen.) Das verknüpfte Signal wird gleichzeitig für die Mono-Stereoumschaltung verwendet. Die Umschaltschwellen der Trigger sind aus *Bild 5* zu entnehmen. Nur wenn beide Trigger auf H[1]) geschaltet haben, ist eine Stereowiedergabe möglich. Da die Trigger eine Hysterese besitzen, wird ein zu häufiges, störendes Schalten vermieden. Bleibt der Anschluß 5 (U_H) unbeschaltet, so liegt der zugehörige Trigger automatisch auf H, und die Umschaltung ist nur noch vom Vorhandensein eines genügend großen Pilottones abhängig. Die Spannung U_4 ist von der Größe des Pilottones, von der gewählten Anzapfung der Spule L 3 und von dem Widerstand R 3 abhängig. Wird R 3 zu klein gewählt, so reicht die an ihm abfallende Spannung nicht aus, um den folgenden Trigger auf H zu schalten. Zweckmäßig wird R 3 = 39 kΩ gewählt. Die Abhängigkeit der Spannung U_4 von der Größe des Pilottones bei verschiedenen Anzapfungen von L 3 zeigt *Bild 6*. Für den Musteraufbau wurde ein Windungsverhältnis von $N_2/N_1 + N_2$ = 0,333 gewählt.

[1]) Entspricht neuem Normentwurf DIN 41 785, Blatt 4: Zuordnung der logischen „0" und der logischen „1". Bei bisher positiver Logikdefinition gilt:

alt	neu DIN 41 785, Blatt 4
1 (oder L)	H (High)
0 (oder O)	L (Low)



▲ Bild 4. Wirkungsweise der Pilottonaufbereitung

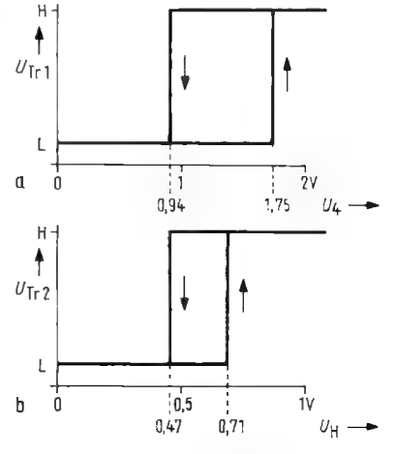


Bild 5. ▶ Umschaltpunkte der Trigger Tr 1 (a) und Tr 2 (b)

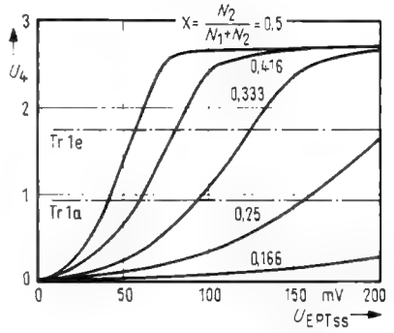


Bild 6. Spannung U_4 am Anschlußpunkt 4 der integrierten Schaltung TBA 450 in Abhängigkeit der Pilotton-Eingangsspannung. Tr 1e, Tr 1a, Trigger 1 Schaltschwellen

Aufbau

Der Aufbau der Platine ist einfach. Zu beachten ist lediglich, daß Verkopplungen über die Streufelder der Spulen vermieden werden. Bei dem Musteraufbau, dessen Platine in *Bild 7* gezeigt ist, wird dem durch eine getrennte räumliche Anordnung der Spulen Rechnung getragen. Die Anordnung aller anderen Bauteile ist unkritisch. Es wurden Spulenbau-

sätze D 41-2540 der Firma Vogt verwendet.

Der Aufbau kann auch mit Siemens-Schalenkernen 9 ⌀ × 5 mit Luftspalt versehen werden. Der Werkstoff N 28 gestattet einen A_L-Wert von $A_L = 160$.

Der Bausatz besteht aus:

Schalenkern	B 65517–A 0160–A 028
Spulenkörper	B 65522–A 0000–M 001
Halterung	B 65518–A 2001–X 000
Abgleichelement	B 65518–A 3000–X 022

Die folgende *Tabelle* gibt die Wickeldaten sowie den Wert R 2 für beide Bausätze an.

Da die Schalenkerne einen geringeren Verlustfaktor als die Vogt-Spulen haben, muß zum Erreichen der Bandbreite B = 6,4 kHz des Parallelschwingkreises L 2, C 2 der Dämpfungswiderstand R 2 auf 2,7 kΩ festgelegt werden.

Bild 8 zeigt das Muster des Stereodecoders.

Abgleich

Für den Abgleich benötigt man einen Stereocoder, wie z. B. den Stereocoder MSC (BN 4192/2) von Rohde & Schwarz, einen Oszillografen sowie ein Nf-Voltmeter. Notfalls kann der Abgleich auch ohne Stereocoder vorgenommen werden, wenn man für den Abgleich die Stereotestsendungen verwendet, die von manchen Sendern ausgestrahlt werden.

Zunächst werden die Spulen L 1, L 3 und L 4 abgeglichen. Hierzu wird der Stereocoder nicht moduliert. Es wird nur der Pilotton mit einem Spitze-Spitze-Wert von 200 mV an den Eingang des Stereodecoders gelegt. An den Anschluß 12 schließt man den Oszillografen an.

Wenn möglich sollte ein Tastkopf 10 : 1 (10 MΩ/7 pF) verwendet werden, da die kleine Kapazität einen vernachlässigbaren Abgleichfehler bewirkt. Die Spulen L 3 und L 1 werden in der angegebenen Reihenfolge abgeglichen, wobei das Signal am Anschluß 12 einen Höchstwert erreicht. Nachfolgend gleicht man den Schwingkreis auf Maximum am Anschluß 10 mit der Spule L 4 ab. Das Aufleuchten der Anzeigelampe muß spätestens während dieses Abgleichs erfolgen. An den Ausgängen können nun auch 38-kHz-Reste auftreten; diese stellt man mittels des Einstellers P 2 auf Minimum.

Für den Abgleich des Differenzsignal-Schwingkreises L 2, C 2 wird der Stereocoder auf einem z. B. dem *L*-Kanal zu 100 % mit etwa 250 Hz moduliert. Diese Frequenz wählt man, weil die bei der Modulation entstehenden Seitenbandfrequenzen nahe genug der Hilfsträgerfrequenz liegen (38,25 kHz und 37,75 kHz). Das MPX-Eingangssignal (Spitze-Spitze) sollte etwa 2 V betragen.

Bild 8. ▶ Aufbau des Musters

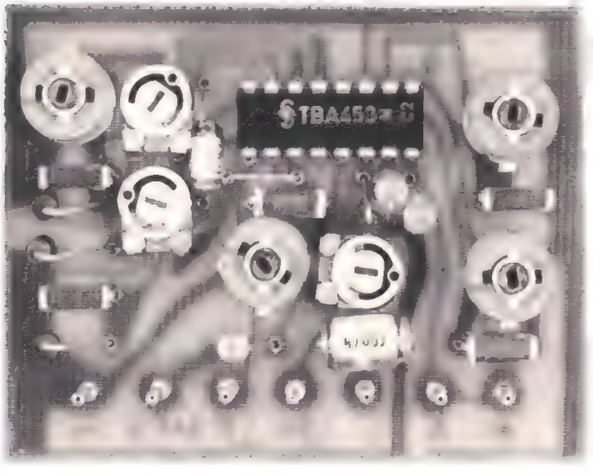
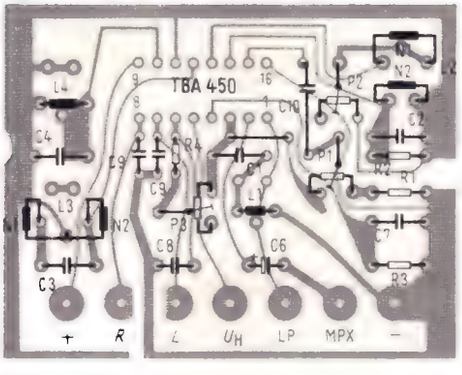
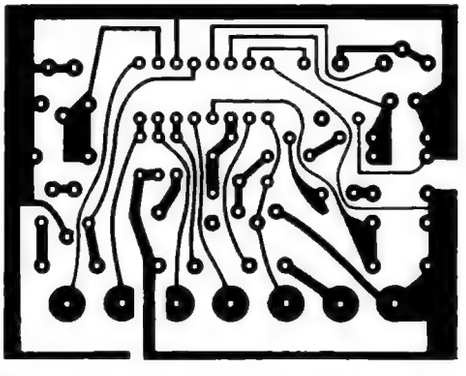


Tabelle der Wickeldaten

		Vogt D 41-2540	Siemens-Schalenkern 9 ⌀ × 5
L 1 = 4,7 mH		600 Wdgn. 0,12 ⌀ Cul	165 Wdgn. 0,1 ⌀ Cul
L 2 = 2 × 1,8 mH	N_1	365 Wdgn. 0,12 ⌀ Cul	105 Wdgn. 0,1 ⌀ Cul
	N_2	365 Wdgn. 0,12 ⌀ Cul	105 Wdgn. 0,1 ⌀ Cul
L 3 = 4,7 mH	N_1	400 Wdgn. 0,12 ⌀ Cul	120 Wdgn. 0,1 ⌀ Cul
	N_2	200 Wdgn. 0,12 ⌀ Cul	45 Wdgn. 0,1 ⌀ Cul
L 4 = 1,8 mH		365 Wdgn. 0,15 ⌀ Cul	105 Wdgn. 0,1 ⌀ Cul
R 2		3,0 kΩ	2,7 kΩ





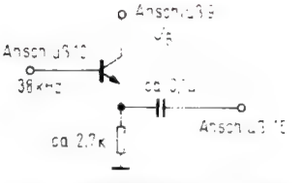


Bild 10. Hilfsschaltung zum Abgleich von L 2

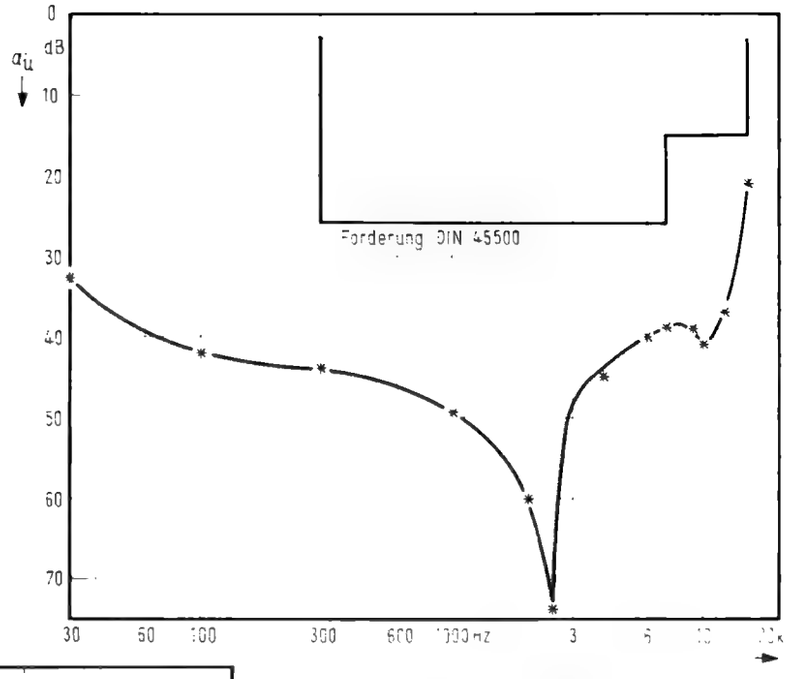
Bild 7. Platine mit Bestückungsplan, beides von unten gesehen

Bild 9a. Oszillogramm bei gutem Abgleich von L 2

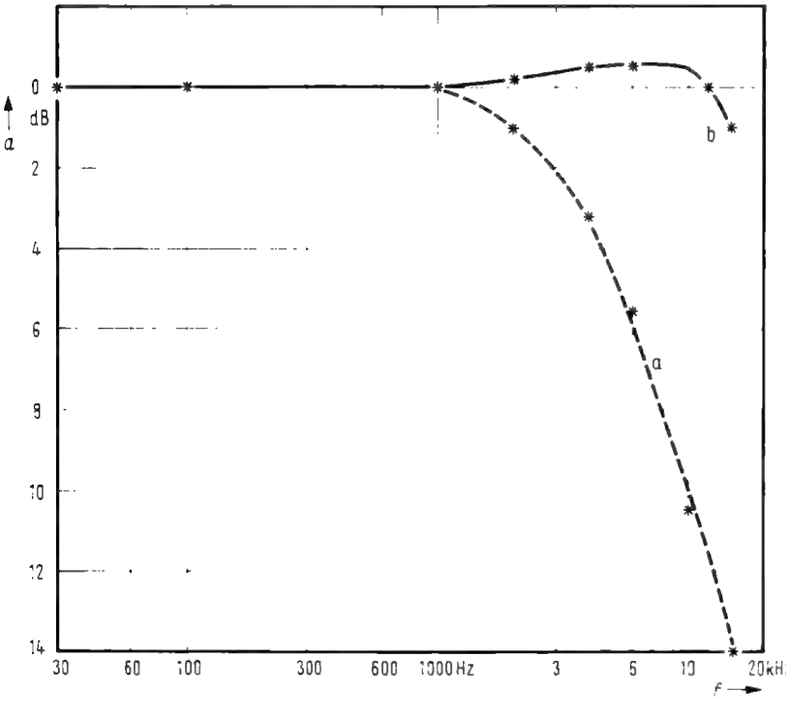
b. Oszillogramm bei schlechtem Abgleich von L 2

Mit L 2 wird das Differenzsignal auf Maximum und scharfe Nulldurchgänge abgeglichen. Der Oszillograf ist dabei am Anschluß 13 oder 14 angeschlossen (*Bild 9a* und *b*). Für diesen Abgleich kann der Widerstand R 2 entfernt werden. Eine zweite Abgleichmöglichkeit besteht darin, einen Emitterfolger gemäß *Bild 10* an die Anschlüsse 9, 10 und 15 anzuschließen. Die Signalspannung am Anschluß 13 oder 14 wird dann mit der Spule L 2 auf Maximum abgeglichen. Den Emitterfolger kann man danach wieder entfernen.

Das Übersprechen ist nur dann minimal, wenn der unterdrückte Hilfsträger, der mit dem Differenzsignal moduliert ist, und der aus dem Pilotton gewonnene Hilfsträger keine Phasendifferenz aufweisen. Nur dann wird das Ausgangssignal des Demodulators maximal. Ferner müssen die Amplituden und die Phasen des Summensignals und des demodulierten Differenzsignales übereinstimmen. Um das Übersprechen auf ein Minimum einzustellen, sind daher folgende Schritte nötig:



▲ Bild 11. Übersprechdämpfung $a_{ü}$ (rechts), Abgleich bei f = 2,5 kHz, links moduliert



◀ Bild 12. Frequenzgang des Decoders ohne (a) und mit (b) Preemphasisglied T = 50 µs

Der Stereocoder wird mit einer Nf-Frequenz von 2,5 kHz auf dem L-Kanal zu 100 % moduliert (Ausgangsspannung Spitze-Spitze 2 V). Um die oben erwähnte Phasendifferenz auf einen minimalen Wert zu bringen, wird ein Nf-Voltmeter über einen Tiefpaß, dessen Grenzfrequenz bei etwa 2 kHz bis 3 kHz liegen soll (z. B. R_{TP} = 10 kΩ, C_{TP} = 6,8 nF) an den Ausgang 7 (*L*-Kanal) der IS TBA 450 angeschlossen.

Mittels L 4 wird das Ausgangssignal auf Maximum abgeglichen. Danach wird das Nf-Voltmeter mit dem Tiefpaß an den Ausgang 8 (*R*-Kanal) angeschlossen. Mittels wechselweiser Betätigung der Einsteller P 1 und P 3 wird das Übersprechen auf ein Minimum gebracht. Der Tiefpaß ist nötig, damit das Voltmeter nicht auf Resthilfsträger und Restpilotton anspricht. Diese Frequenzen, die über 15 kHz liegen, werden stark abgesenkt.

Bei einwandfreiem, guten Abgleich kann eine Übersprechdämpfung erreicht werden, die über den Anforderungen der DIN 45 500 liegt.

In *Bild 11, 12* und *13* sind einige am Muster gemessene Daten zu sehen. ■

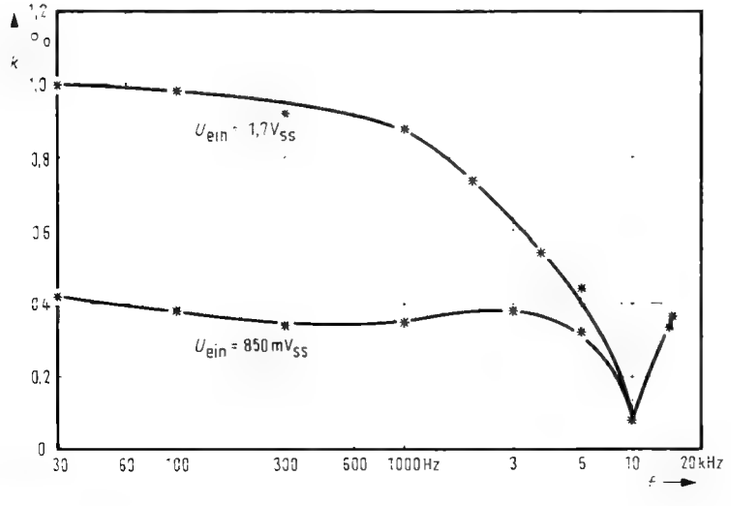


Bild 13. Klirrfaktor des Stereodecoders

Manfred Horst

Elektronischer Zeitraffer

Bessere Filmkameras sind mit einem Drahtauslöseranschluß für Einzelbildaufnahmen ausgerüstet. Durch periodisches Auslösen in konstanten zeitlichen Abständen entstehen Zeitrafferaufnahmen, die einen längeren zeitlichen Ablauf in einem Bruchteil der tatsächlich benötigten Zeit darstellen. Diese Aufnahmetechnik wird vorwiegend bei wissenschaftlichen Untersuchungen und bei Lehrfilmen angewandt, z. B. um Wachstumsprozesse bei Kristallen oder Pflanzen zu demonstrieren. Doch ist dieses Aufnahmeverfahren auch für den Filmamateur interessant.

Vor allem bei längeren Szenen und größeren Pausen zwischen den einzelnen Bildern ist es für den Kameramann unbequem und zeitraubend, in bestimmten Abständen die Kamera von Hand auszulösen. Diese Arbeit überträgt man besser einem elektronischen Zeitschalter. Ein von einer Spezialfirma zu diesem Zweck angebotenes Gerät kostet mit dem benötigten Zubehör über 2000 DM und ist damit für den Amateur völlig indiskutabel. Das hier beschriebene Gerät kostet mit allen Einzelteilen und samt Metallgehäuse je nach Einkaufsquellen zwischen 50 DM und 100 DM.

Als Zeitgeber dient ein unsymmetrischer astabiler Multivibrator mit Komplementärtransistoren. Diese Schaltungsart kommt trotz der recht großen Variation des Tastverhältnisses mit einem Kondensator mit relativ kleiner Kapazität aus. Nach dem Einschalten des Gerätes lädt sich der MP-Kondensator mit der Kapazität 20 µF über die Emitter-Basis-Strecke des pnp-Transistors T 1, die Schutzdiode D 1 und den Begrenzungswiderstand 150 Ω auf. Dabei leiten der Transistor T 1 und – von T 1 gesteuert – der Transistor T 2. Das Potential am Kollektor des Transistors T 2 sinkt fast auf 0 V ab, so daß der Kondensator fast auf die volle Betriebsspannung geladen werden kann. Über den Spannungsteiler 100 kΩ/47 kΩ liegt die Basis des Transistors T 3 auf einem so niedrigen Potential, daß die Schleusenspannung mit Sicherheit unterschritten bleibt. Durch das Sperren von T 3 vermeidet man den Ladungsabfluß während des Ladevorgangs.

Mit zunehmender Aufladung des Kondensators verringert sich die Spannungsdifferenz, so daß der Ladestrom (exponentiell) geringer wird und schließlich nicht mehr zum Öffnen des Transistors T 1 ausreicht. Die beiden Transistoren T 1 und T 2 sperren, dabei steigt das Potential am Kollektor des Transistors T 2. Der Transistor T 3 öffnet beim Überschreiten der Schleusenspannung und entlädt den Kondensator über den Widerstand 15 kΩ und das Potentiometer 10 MΩ. Die Schutzdiode D 1 verhindert die Zerstörung des Transistors T 1 bei zu großer Sperrspannung zwischen Basis und Emitter.

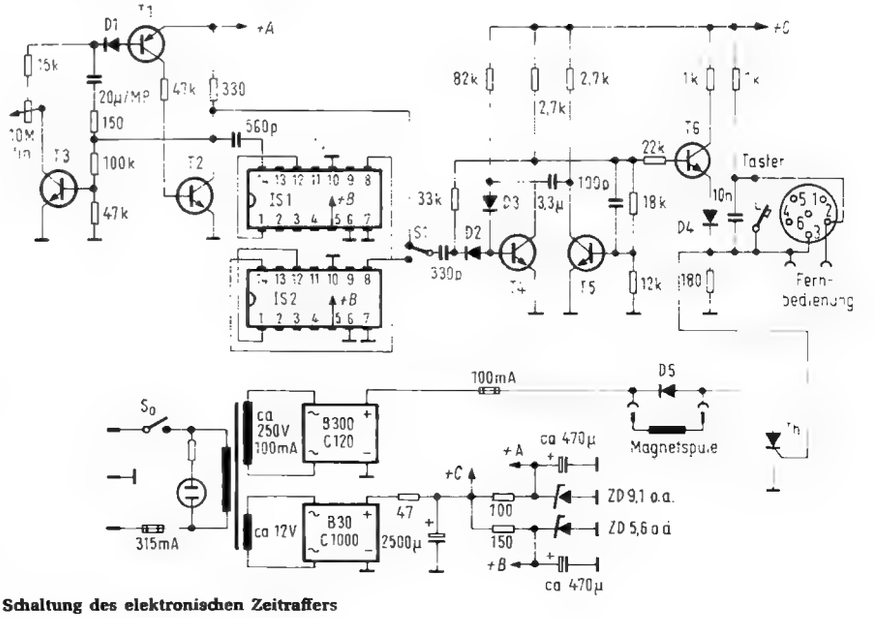
Nach dem Entladen des Kondensators kippt der Multivibrator in den anfangs beschriebenen Zustand, so daß ein neuer Zyklus beginnen kann. Mit dem Potentiometer stellt man die Impulspause ein. Hier wird (abweichend von der üblichen Praxis) nicht der Lade- sondern der Entladevorgang bei einer Kondensator-Widerstands-Kombination als Zeitbasis genutzt, so daß man ohne allzu große Einbußen an Schaltgenauigkeit auch einen guten (!) Elektrolytkondensator einsetzen kann.

Der astabile Multivibrator liefert in der angegebenen Dimensionierung 2,5 Impulse pro Sekunde bis 26 Impulse pro Stunde. Um auch größere Schaltpausen zu erzielen, wurde eine digitale Teilerstufe mit zwei integrierten Schaltungen eingefügt. Dadurch ergibt sich eine Teilung im Verhältnis 144 : 1, so daß man 1 Impuls pro Minute bis 1 Impuls pro 5½ Stunden erhält. Der einpolige Umschalter S 1 ermöglicht die Bereichswahl.

Die negativen Impulsflanken beim Kippvorgang überführen den nachfolgenden monostabilen Multivibrator mit den Transistoren T 4 und T 5 in den metastabilen Zustand. Dieser Zustand wird etwa 0,2 s gehalten, dann kippt der Multivibrator in den stabilen Zustand zurück. Im stabilen Zustand ist der Transistor T 4 geöffnet. Der Kollektor dieses Transistors liegt daher auf so niedrigem Potential, daß die galvanisch angekoppelten Transistoren T 5 und T 6 gesperrt werden. Ein negativer Impuls an der Basis des Transistors T 4 kehrt die Arbeitsweisen kurzzeitig um.

Beim Durchsteuern des Transistors T 6 steigt der Spannungsabfall am Emitterwiderstand 180 Ω, so daß der Thyristor gezündet wird. Außerdem ist das Auslösen von Hand über einen Taster oder über ein Fernbedienungskabel (z. B. von einem Diaprojektor) möglich. Die Diode D 4 hat nur eine Schutzfunktion. Der Thyristor liegt in Reihe mit einer Magnetspule, die berührungssicher angeschlossen werden muß. Geeignet ist die Magnetspule BV 9281–256 aus Grundig-Fernsehgeräten; der Spulenwiderstand liegt bei 2,5 kΩ. Läßt man einen Drahtauslöser vom Weicheisenkern der Spule betätigen, so wird bei jedem Durchschalten des Thyristors ein Filmbild belichtet und transportiert. Die Einstellung des Auslösers auf die Kamera ist sorgfältig vorzunehmen. Eine Netzgleichrichterdiode parallel zur Spule schließt Induktionsspannungen kurz. Ein Graetzgleichrichter liefert eine pulsierende Gleichspannung, damit der Thyristor bei jedem Nulldurchgang der Spannung löscht und nur bei geöffnetem Transistor T 6 oder bei Schaltung von Hand jeweils neu gezündet wird.

Z-Dioden mit Vorwiderständen stabilisieren die Betriebsspannungen für den astabilen Multivibrator und für die integrierten Schaltungen. Wenn gelegentlich nur von Hand ausgelöst werden soll (Betrieb als Fernauslöser für die Film- oder Fotokamera), sollte man die Be-



Schaltung des elektronischen Zeitraffers

triebsspannungen des Multivibrators und der IS über einen zusätzlichen Schalter führen.

Es muß noch darauf hingewiesen werden, daß man die Filmkamera bei Zeitrafferaufnahmen über längere Zeiträume zweckmäßig mit einem stabilisierten Netzgerät versieht. Bei den hohen Preisen, zu denen diese Zusatzgeräte von den Filmkamera-Herstellern oder den Vertriebsfirmen angeboten werden, lohnt sich auch hier der Selbstbau. Wenn die Filmkamera einen Blitzkontakt besitzt, kann man die Ausleuchtung der mit dem Zeitraffer aufzunehmenden Objekte mit Blitzlichtgeräten vornehmen, die einfach am Netz angeschlossen bleiben. Vielfach kann ein Blitzkontakt nachträglich in eine vorhandene Filmkamera eingebaut werden.

Tabelle für einige spezielle Bauteile

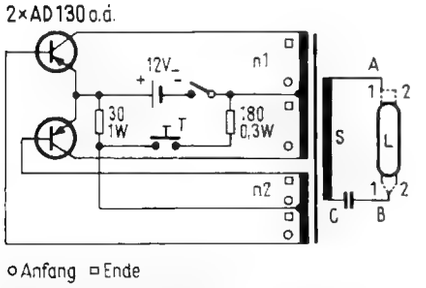
Transistor T 1: BC 177, BC 178, BC 179, BC 250 o. ä.
Transistoren T 2 bis T 6: BC 107, BC 108, BC 109, BC 170 o. ä.
Dioden D 1 bis D 4: 1 N 914 o. ä.
Diode D 5: Netzgleichrichterdiode, z. B. BY 127
Integrierte Schaltungen IS 1 und IS 2: SN 7492 N (Teiler 12 : 1)
Magnetspule: BV 9281-256 (Grundig)
Drahtauslöser ohne Feststeller
Thyristor: etwa 400 V/1 A
Z-Dioden: Z-Spannung: 5,6 V und 9,1 V

Spannungswandlerschaltung für Leuchtstofflampen

Für den Betrieb von Leuchtstofflampen an Netzspannung, meist 220 V~, sind Vorschaltgeräte erforderlich. Sie dienen – abgesehen von ihrer Aufgabe bei der Zündung – zur Strombegrenzung des Entladevorganges.

Bei der Erzeugung der Betriebswechselspannung aus einem Gegentaktwandler, lassen sich diese Vorschaltgeräte wegen der großen Eigenverluste nicht verwenden. Es gibt zwar Schaltungen, bei denen diese Vorschaltgeräte entfallen können, aber sie erfordern einen großen Aufwand an Bauelementen, und sie sind nur für Leuchtstofflampen bis 8 W geeignet.

Neu in der vorliegenden Schaltung *(Bild)* ist der zur Strombegrenzung verwendete Kondensator, der mit der Leuchtstofflampe in Serie geschaltet ist. Im Bild ist S die Sekundärwicklung des Gegentaktwandlers Gl, C der Kondensator und L die Leuchtstofflampe. Geeignet sind sowohl Leuchtstofflampen mit Starterbetrieb als auch starterlos betriebene Leuchtstofflampen. Es ist gleichgültig an welchen Stift, 1 oder 2, der Anschluß A und B erfolgt. Da der Kondensator nur eine Strombegrenzung bewirkt, muß zum Zünden der Leuchtstofflampe die effektive Wechselspannung auf der Sekundärseite des Wandlers etwa 275 V betragen, so daß für den Zündungsvorgang eine Spitzenspannung von 400 V (Leerlaufspannung) zur Verfügung steht. Nach der Zündung übernimmt der Kondensator die Strombegrenzung für die Leuchtstofflampe. Eine Heizwicklung für das Vorheizen der Leuchtstofflampe ist bei dieser Schaltung nicht mehr erforderlich.



Spannungswandlerschaltung für Leuchtstofflampen

Der elektrische Wert des Kondensators wird bestimmt von der Leistung der verwendeten Leuchtstofflampe und der Frequenz des Gegentaktwandlers. Als Gegentaktwandler läßt sich selbstverständlich jede andere Ausführung verwenden, wenn er in der Lage ist, die geforderte Leistung sowie Spannung abzugeben. Nur sollte seine Frequenz nicht unter 100 Hz liegen, weil sich sonst beim Brennen der Leuchtstofflampe ein geringes Flattern oder Flimmern bemerkbar macht. Am besten geeignet sind Gegentaktwandler, die einen Transformator mit Ferroxcube-, oder Siferrit-Schalen haben; hier liegt die Frequenz teilweise über dem Hörbereich. Das Muster, mit einer 15-W-Leuchtstofflampe, die als Zeltbeleuchtung diente, hatte die in der *Tabelle* genannten elektrischen Daten.

Hermann Degel

Technische Daten

Transformatorblech: M 55/20 Dyn. IV/0,35 o. L. wechselseitig geschachtelt;
Wicklung n 1 = 4 Lagen 0,65 Ø CuL, etwa 2 × 76 Wdg., bifilar gewickelt;
Wicklung n 2 = 2 × 15 Wdg. 0,35 Ø CuL über n 1;
Isolation = 2 × Lackpapier 37 × 0,05 mm gefiedert;
Wicklung S = 2400 Wdg. 0,16 Ø CuL; nach je 600 Wdg. 1 × Lackpapier 37 × 0,05 mm;
Kondensator C, 1 µF, 250 V, Typ MKS o. ä. Dieser Kondensator wurde in der Fassung der Leuchtstofflampe untergebracht.
Die Taste T dient zum Anschwingen des Gegentaktwandlers.
Leuchtstofflampe = L 15/25 Universal weiß, 38 Ø, Länge 438 mm

Die vom Hersteller angegebenen technischen Daten für Leuchtstofflampen werden bei dieser Schaltungs- und Betriebsart nicht verändert.

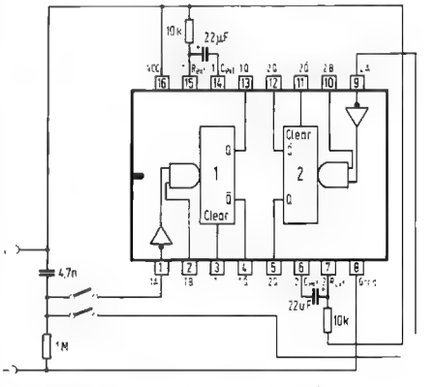
Einzelimpulsgenerator mit integrierter Schaltung

Einzelne Impulse lassen sich nicht exakt mit Tastern oder Schaltern erzeugen, da die Kontakte zu Prellungen neigen. Für viele Zwecke der digitalen Elektronik benötigt man aber exakte Einzelimpulse (Digitaluhr, Tischrechner usw.).

Mit der integrierten Schaltung SN 74123, die zwei monostabile Multivibratoren enthält, kann man auf einfache Weise Einzelimpulse erzeugen. Die Ausgangsimpulsdauer (t_w) läßt sich durch ein externes RC-Glied in weiten Grenzen einstellen. Für $C_{ext} > 1000$ pF gilt folgende Beziehung:

$$t_w = 0{,}32\, R_{ext}\, C_{ext} \left(1 + \frac{0{,}7}{R_{ext}}\right)$$

(R_{ext} in kΩ, C_{ext} in pF, t_w in ns)



Schaltung des zweifachen Einzelimpulsgenerators mit SN 74123

So ergibt sich für die im *Bild* gezeigte Schaltung folgender Wert für t_w:

$$t_w = 0{,}32 \cdot 10 \cdot 22 \cdot 10^6 \left(1 + \frac{0{,}7}{10}\right) \approx 75\ \text{ms}$$

Die Auslöseschaltung für die Monoflops besteht aus einem weiteren RC-Glied.

Die Wahrheitstabelle ist nachstehend dargestellt.

H.-J. Albrecht

Eingänge		Ausgänge	
A	B	Q	$\overline{Q}$
1	X	0	1
X	0	0	1
0	↑	⎍	⎌
↓	1	⎍	⎌

↑ = Übergang von 0 zu 1, ↓ = Übergang von 1 zu 0, X = entweder 1 oder 0 oder Übergänge.

Egon Koch

Selektivruf beim Amateurfunk

2. Teil

3 Tonrufauswerter

Da für den Amateurfunk die drei oben besprochenen Selektivrufverfahren in Frage kommen, wurde der Tonrufauswerter hierfür universell verwendbar und umschaltbar ausgelegt. Er verfügt über zwei Tonauswerterkanäle, doch ist eine Erweiterung auf Dreitonfolge möglich. Durch die Umschaltung ergeben sich bei zwei Tonkanälen vier Auswertemöglichkeiten für zwei verschiedene Eintonsignale, ein Zweiton-Coderufsignal und ein Zweiton-Folgesignal.

Die Amateure sollten wegen der größeren Zahl der Rufnummern, der Verwendung eines einfachen Tongenerators auf der Senderseite, sich für das Zweiton-Folgesystem entscheiden. Dann stehen gewissermaßen als „Geheimnummer" noch drei weitere Auswertemöglichkeiten mit Ruffrequenzen, auf die die Tonkreise abgestimmt sind, zur Verfügung. Allerdings darf man dann nicht vergessen, den Auswerteschalter entsprechend der Verabredung einzustellen.

3.1 Schaltung des Tonrufauswerters

Der Auswerter *(Bild 6)* hat am Eingang zwei Trimmpotentiometer mit denen sich der Ansprechpegel für jeden Tonkreis optimal einstellen läßt. Die Transistoren T 1 und T 2 verstärken die Signale. Damit die Kreise L 1 und L 2 von den Transistoren nicht bedämpft werden, liegen deren Kollektoren an Spulenanzapfungen. Man erhält dadurch eine höhere Kreisgüte und eine bessere Selektion. Die Grobabstimmung auf die gewünschte Frequenz geschieht mit Festkapazitäten. Die Werte für die einzelnen Ruffrequenzen sind *Bild 7* zu entnehmen. Mitunter ist es nötig, ein oder zwei Kondensatoren zusätzlich parallel zu schalten, wenn der ermittelte Kapazitätswert nicht in der Normreihe liegt. Zur Unterbringung weist die Leiterplatte bereits Löcher im Rastermaß auf. Die Bestellnummer des Schalenkerns und die Wickeldaten sind in *Tabelle 4* angegeben. Wer keinen Schalenhalter verwenden will, klebt den Schalenkern mit Araldit direkt auf die Leiterplatte und lötet die Drahtenden in die dafür vorgesehenen Löcher der gedruckten Schaltung ein.

Tonrufauswerter von kommerziellen Sprechfunkgeräten haben Kreisspulen mit zehn Anzapfungen für die Einstellung auf die gewünschte Ruffrequenz *(Bild 8)*. Auch in diesem Falle wurde wegen der schwierigen Herstellung auf deren Verwendung verzichtet. Wer durch Beziehungen zur Funkindustrie diese Spulen bekommt, kann sie unter Berücksichtigung der erforderlichen geringfügigen Schaltungsänderungen bei der Tonkreisstufe einbauen. An der nachfolgenden Schaltung ändert sich nichts. Die Kreisgüte von kommerziell gefertigter und selbst hergestellter Spule sind nach eigenen Messungen praktisch gleich.

Auf die Verwendung von aktiven Filtern zur Tonselektion wurde bewußt verzichtet, weil diese – wie auch von anderer Seite bestätigt – zu Selbsterregung neigen, was auch eigene Versuche zeigten.

Damit die Kreisspulen nicht von den in Verdopplerschaltung arbeitenden Nf-

Tabelle 4. Material und Wickeldaten für Auswerterspule

Auswerterspule

1. Schalenkern 26 ϕ × 16 mm (genormt)
   Werkstoff: Siferit N 28
   A_L-Wert: 400
   Luftspalt: 0,24 mm
   Bestell-Nr.
   Siemens B 65671 - L 0400 - AO 28
2. Spulenkörper mit einer Kammer
   Bestell-Nr. Siemens B 65672 - A 0000 - H 001
   Gewindeflansch
   Bestell-Nr. B 65679 - J 0001 - X 000
   Abgleichschraube
   Bestell-Nr. B 65679 - B 0002 - X 022
3. Bügelhalterung für gedruckte Schaltung
   Bestell-Nr. B 65675
4. Bewicklung
   (Anfang) 700 Windungen (80 Ω Gleichstromwiderstand) + 1400 Windungen (200 Ω Gleichstromwiderstand) = 2100 Windungen (280 Ω)
   L = 1,75 H ohne Abgleichschraube

Der 1. Teil erschien in Heft 21/72, S. 772.

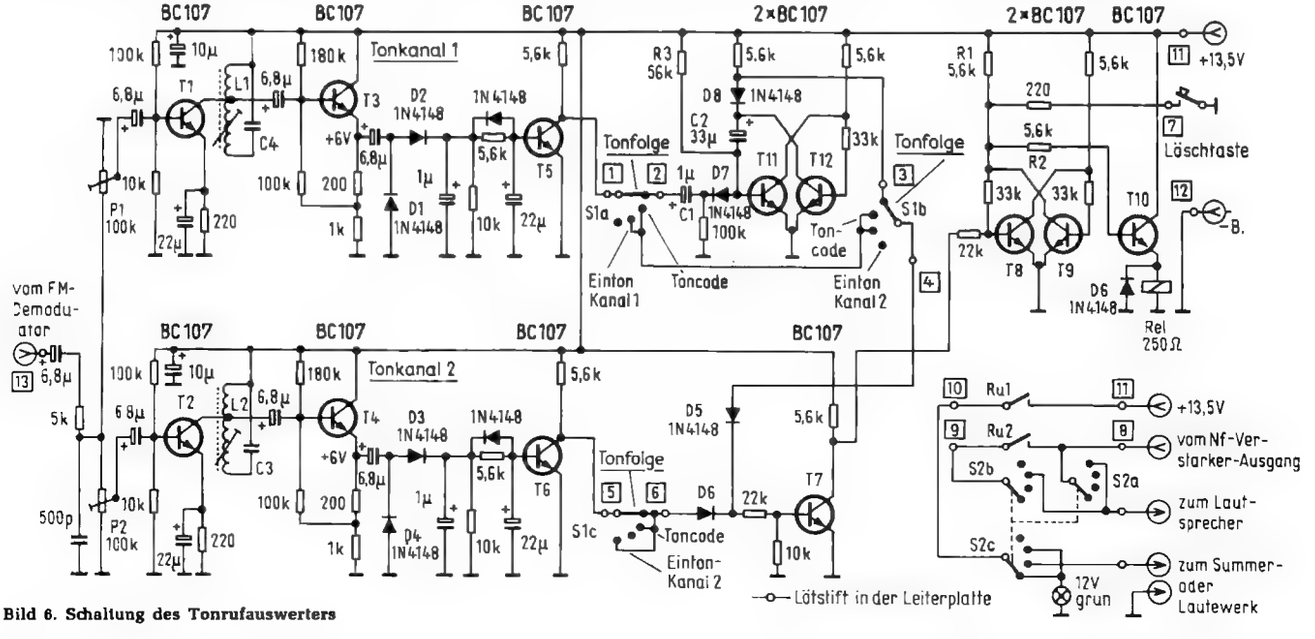


Bild 6. Schaltung des Tonrufauswerters

Schlußfolgerungen

Leider hat offensichtlich die Lizenzpolitik der Entwickler zu einer verhältnismäßig aufwendigen Farbdecoderschaltung gezwungen, die nicht nur teilweise kompliziert und für den Service ungewohnt ist, sondern auch vom System her nicht die gewohnte Pal-Qualität liefern kann. Dies wird sich weniger in den heute schon häufiger anzutreffenden Gemeinschaftsantennen-Anlagen bemerkbar machen, wo man erfahrungsgemäß auch mit NTSC-Signalen brauchbare Bilder erzielen kann, sondern in jenen Empfangssituationen, die durch Mehrwegeempfang (Reflexionen) und schwache Empfangsfeldstärken gekennzeichnet sind. Für einen Portable dürften allerdings diese schlechten Empfangsbedingungen typisch sein. Seltener wird wohl der Fall sein, wo das Gerät an einer guten Gemeinschaftsantennen-Anlage betrieben wird. FS

Literatur

[1] Sony Service Manual. Color TV KV-1300 E.

[2] *Koubek, M. F.:* Pal-Decoder ohne Laufzeitleitung. FUNKSCHAU 1971, Heft 13, S. 409.

Rundstrahlantenne auf dem Brandenkopf (Schwarzwald)

Demnächst wird als Pendant zur Anlage auf dem Stuttgarter Frauenkopf die Zentralstation auf dem 913 m hohen Brandenkopf, etwa 20 km von Offenburg entfernt, mit dem Zweiten und Dritten Fernsehprogramm in Betrieb genommen. Diese Station steuert verschiedene Umsetzer, um in dem hügeligen Gelände den einzelnen Ortschaften im Umkreis von etwa 50 km einwandfreie Fernsehbilder zu liefern. Der 100 m hohe Betonturm trägt eine 30 m lange UHF-Fernseh-Senderantenne für den Frequenzbereich 470...790 MHz (Bereich IV und V) mit 40 kW effektiver Strahlungsleistung (ERP) bei 2 kW Senderleistung (= 20-facher Antennengewinn). In absehbarer Zeit steht diese von AEG-Telefunken gelieferte Antennenart auch bis 847 MHz zur Verfügung. Weithin leuchtet der weiß und rot eingefärbte zylindrische Rohrmast (Durchmesser 1,5 m) aus glasfaserverstärktem Epoxyharz *(Bild 1)*. In seinem Innern enthält er je Mastschuß (1 Mastschuß gleich 4,8 m Länge) vier axiale Drehkreuz-Vierergruppen als Strahler.

Dieser neue Typ von Fernseh-Senderantenne, der in der Mitte des zu versorgenden Gebietes aufgestellt wird, hat ein Horizontaldiagramm, das nur unwesentlich von der geforderten idealen Kreisform abweicht *(Bild 2)*. Während der Montage der neuen Antennen sorgen zwei mobile Sender dafür, daß die Sendungen des ZDF und des Dritten Programms mit je einem 10-kW-Sender ausgestrahlt werden.

Bild 1. Die neue UHF-Antenne des Senders Brandenkopf/Schwarzwald mit axialen Drehkreuz-Viererdipolen im Innern des glasfaserverstärkten Epoxyharz-Zylinders

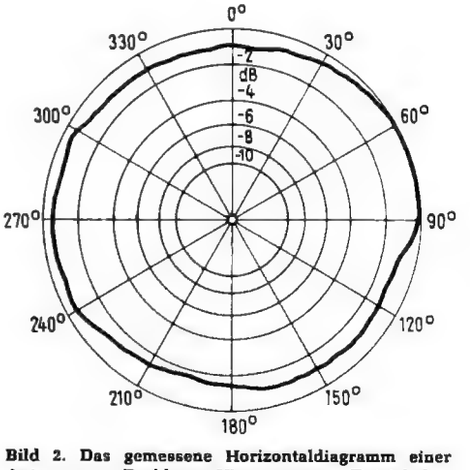


Bild 2. Das gemessene Horizontaldiagramm einer Antenne aus Drehkreuz-Vierergruppen (Betriebsfrequenz 616 MHz)

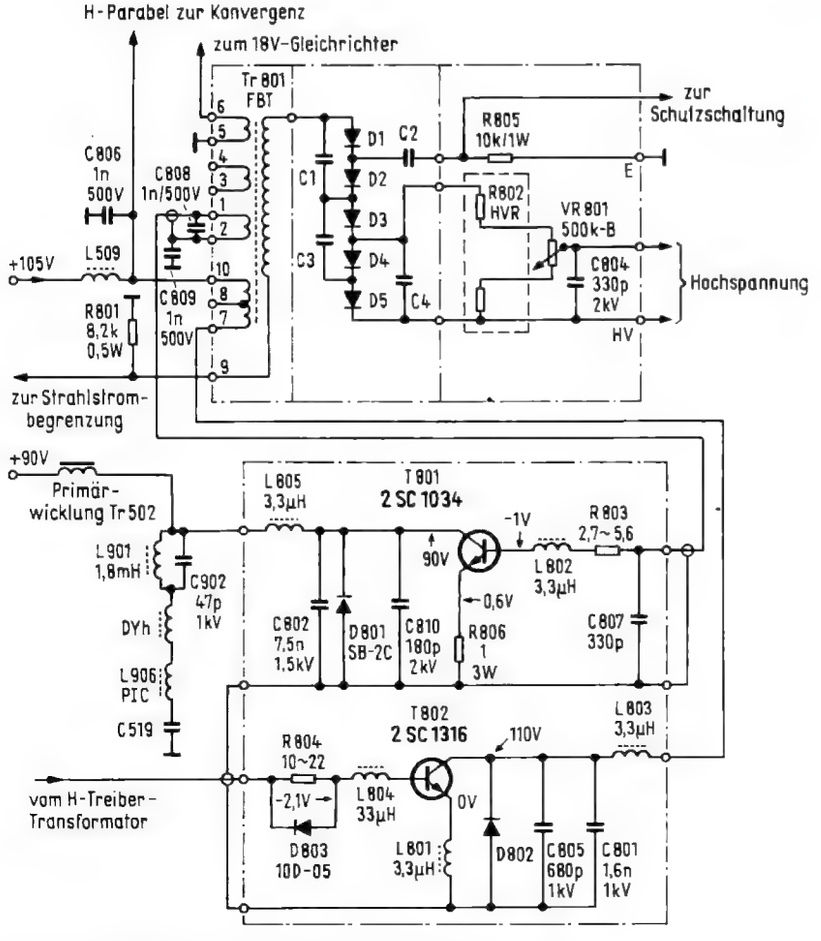


Bild 9. Schaltung der H-Endstufe und der Hochspannungserzeugung

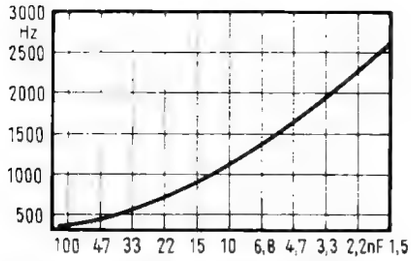


Bild 7. Diagramm zur Ermittlung der Kreiskondensatoren für die Auswerterspulen

Gleichrichtern D 1 bis D 4 bedämpft werden und somit eine Verschlechterung der Güte eintritt, wurden die Transistoren T 3 und T 4 als Impedanzwandler dazwischen geschaltet. Bei Eintreffen eines Zweiton-Coderufes schalten (Auswerterschalter S 1 in Zweitoncode-Stellung) die gewonnenen Gleichspannungen die Transistoren T 5 und T 6 durch, so daß .hre Kollektoren während der kurzen Dauer des Anrufs negatives Potential haben. Das bewirkt, daß die sonst über die Dioden D 5 und D 6 an der Basis des Schalttransistors T 7 liegende positive Spannung entfällt. Er wird daher geöffnet; an seinem Kollektor steht jetzt eine positive Spannung, die zur Basis des in einer bistabilen Kippschaltung (T 8, T 9) arbeitenden Transistors T 8 gelangt und diesen durchsteuert. Dadurch liegt die Basis von T 9 auf negativem Potential, und er ist geöffnet. Über die Widerstände R 1, R 2 gelangt jetzt die positive Spannung zur Basis von Transistor T 10 und steuert ihn durch. Sein Emitterstrom fließt durch die Erregerspule eines Kleinrelais, das zwei Kontakte (Ru 1 und Ru 2) schaltet. Die der Wicklung parallel liegende Diode D 6 schützt T 10 vor der Zerstörung durch Spannungsspitzen. Durch die bistabile Kippschaltung verbleiben T 8, T 9 und T 10 so lange in diesem geschalteten Zustand, bis das Funkgespräch beendet ist und die Löschtaste gedrückt wird. Der Auswerter steht jetzt wieder in Anrufbereitschaft.

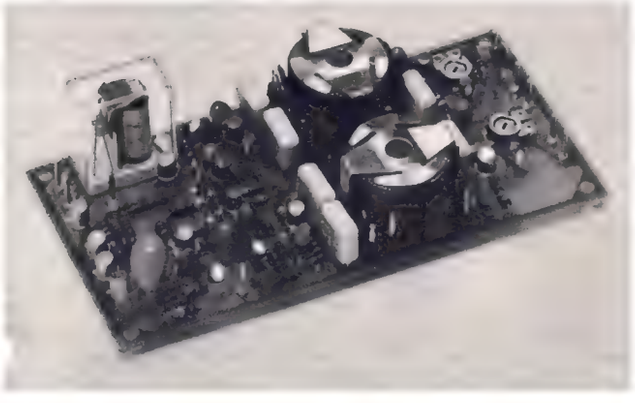
Der Signalschalter S 2 mit 3 × 4 Kontakten bietet folgende Möglichkeiten:

1. Ohne Tonrufauswertung: Wiedergabe aller auf dem eingestellten Hf-Kanal geführten Gespräche über den Lautsprecher.
2. Mit Tonrufauswertung: Wiedergabe eines Anrufes sofort über den Lautsprecher, gleichzeitig leuchtet die grüne Signallampe auf.
3. Mit Tonrufauswertung: Einschalten eines Läutewerkes.
4. Mit Tonrufauswertung: Einschalten der grünen Signallampe. Wenn der Amateur beim Anruf nicht zuhause war, weiß er bei der Rückkehr, daß ihn sein Partner angerufen hat und kann rückrufen.

Nach Beendigung eines über Selektivruf eingeleiteten Funkgesprächs muß man die Löschtaste drücken, wobei die grüne Lampe erlischt und somit anzeigt, daß die Anlage wieder auf Anrufbereitschaft geschaltet ist. Sinngemäß arbeitet der Auswerter auch bei Eintonruf.

Bei Schalterstellung *„Tonfolge"* liegt beim Tonkanal 1 zwischen den Stufen mit den Transistoren T 5 und T 7 eine monostabile Kippschaltung T 11, T 12. Sie hat die Aufgabe, bei Eintreffen des Tonsignals für Kanal 1 die positive Spannung von der Diode D 5 für etwa 2 Sekunden abzuschalten, bis das zweite über den Tonkanal 2 eintreffende Signal den Transistor T 6 durchsteuert und ebenfalls die an der Diode D 6 anstehende positive Spannung abschaltet. Damit ist auch bei Zweitonfolgeruf T 7 geöffnet. Der weitere Vorgang wickelt sich in der bereits beschriebenen Weise ab.

Kurz noch zur Schaltungsfunktion der monostabilen Kippschaltung. Bei Eintreffen des Signals über Tonkanal 1 ist T 5 durchgesteuert, und sein Kollektor liegt auf negativem Potential. Der entstandene negative Impuls gelangt über den Kondensator C 1 und die Diode D 7 zur Basis des Transistors T 11 und öffnet ihn. Dadurch wird aber die Basis von T 12 positiv und steuert diesen Transistor durch. Der Spannungssprung an seinem Kollektor wird über den Kondensator C 2 zur Basis von T 11 übertragen, die nun nach Abklingen des nega-



◀ Bild 9. Tonrufauswerter-Baustein

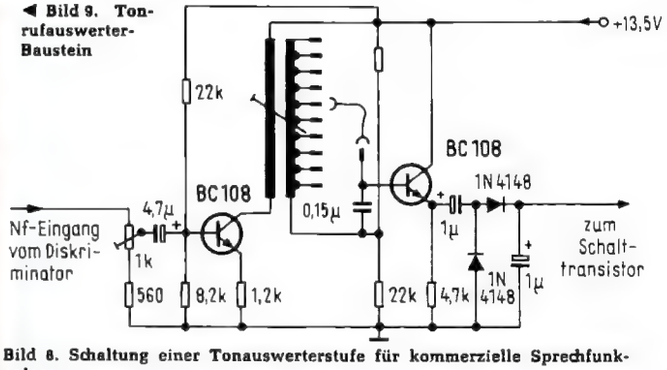


Bild 8. Schaltung einer Tonauswerterstufe für kommerzielle Sprechfunkanlagen

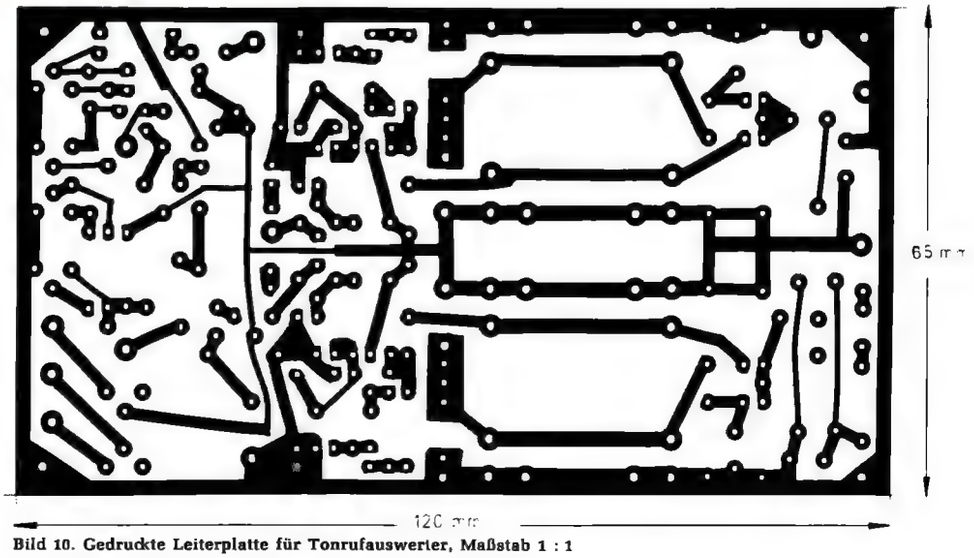
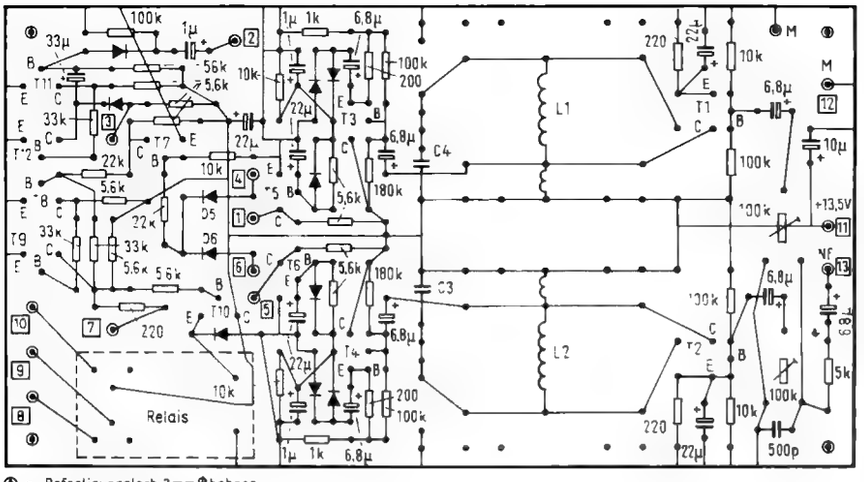


Bild 10. Gedruckte Leiterplatte für Tonrufauswerter, Maßstab 1 : 1



⊛ = Befestigungsloch 3mm⌀ bohren
◉ = Anschlußstift 1,2mm⌀ bohren
• = Löcher 0,8mm⌀ bohren

Bild 11. Bestückungsplan der Leiterplatte des Tonrufauswerters (von der Leiterseite aus gesehen) Alle Dioden 1 N 4148 (Intermetall), alle Transistoren BC 107 u. ä., Tantal-Kondensatoren 20 V$_{=}$ in Tropfenform

tiven Eingangsimpulses so lange auf negativem Potential liegen bleibt, bis sich über den Widerstand R 3 der Kondensator C 2 aufgeladen hat, also die Schwellenspannung von T 11 überschritten wird. In diesem Augenblick steuert T 11 durch und öffnet T 12. Dann gelangt wieder die positive Spannung über die Diode D 5 zur Basis von T 7. Die Diode D 8 verhindert, daß bei einem zuerst auf Tonkanal 2 ankommenden und darauf abgestimmten Signal die monostabile Kippschaltung durch einen Störimpuls über die Diode D 5 in den anderen Zustand versetzt wird und es zu einer Fehlauswertung kommt.

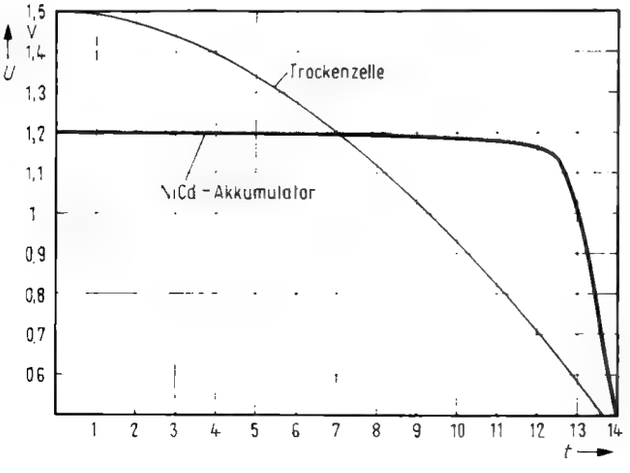
Den Auswerterbaustein, seine gedruckte Leiterplatte und den dazugehörigen Bestückungsplan zeigen die *Bilder 9, 10* und *11*. Sämtliche Anschlußpunkte u. a. für den Auswerter- und den Signalschalter liegen an Lötstiften.

„Batterie-durstige" Handfunkgeräte

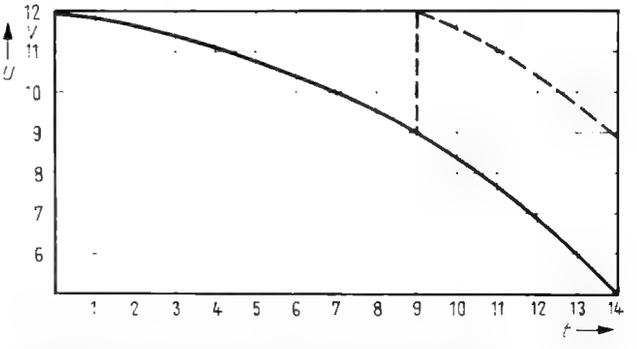
Modernen FM-Handfunkgeräten, die mit einer 12-V-Batterie aus acht 1,5-V-Mignon-Trockenzellen gespeist werden, sagt man hohen Batterieverbrauch nach. Das hat einen ganz natürlichen Grund: Sie arbeiten nur solange einwandfrei, wie die Batteriespannung nicht unter 10 V abgesunken ist. Trockenzellen haben aber eine nahezu stetig absinkende Entladespannung, weshalb die 10-V-Grenze erreicht wird, lange bevor die Batterie entladen ist. Man wirft also die Zellen weg, ohne sie richtig ausgenutzt zu haben.

Bild 1 zeigt die Tendenzen der Entladespannungen von Trockenzellen und von NiCd-Zellen. Die Letztgenannten halten dagegen ihre Klemmenspannung nahezu über die ganze Entladungszeit konstant, aber da sie nur 1,2 V abgeben, muß man für eine 12-V-Batterie zehn Zellen hintereinander schalten. Die beiden Kurven sind stark vereinfacht, aber sie zeigen das Wesentliche. Gleiche Kapazität vorausgesetzt, hält die wiederaufladbare NiCd-Batterie doppelt so lange vor wie eine Trockenbatterie. Für Pfennigbeträge läßt sie sich neu aufladen. So weit, so gut! Aber acht Trockenzellen kosten rund 5 DM, zehn gleichgroße NiCd-Zellen bekommt man nur für rund 125 DM. Obwohl sie sich vie öfter als 25mal aufladen lassen, werden viele Amateure den teureren Trockenbatteriebetrieb vorziehen.

Mit einem naheliegenden „Klimmzug" läßt sich diese Betriebsart verbilligen. In einigen Handfunkgeräten ist der Batterieeinsatz für zehn Zellen eingerichtet. Wer Akkumulatoren benutzt, braucht zehn Zellen, bei Trockenbatterien werden acht Fächer gefüllt und die beiden übrigen mit Blindadaptern überbrückt. Der Verfasser wartete bei seinem Gerät SR-C 146, bis die Batterie auf 9 V abgesunken war. Dann wurden die Blindadapter entfernt und durch zwei neue Varta-Super-dry-Mignonzellen ersetzt. Die jetzt wieder „aufgestockte" Betriebsspannung *(Bild 2)* erlaubte ein fast volles Ausnutzen der Erstbestückungskapazität, was nahezu einer Verdoppelung der Betriebszeit entspricht. Geht die Speisespannung wieder auf etwa 9 V zurück, bestückt man neu mit acht Trok kenzellen und zwei Blindadaptern. Die „Aufstockzellen" lassen sich ein zweites Mal benutzen. DL 6 KS



◀ **Bild 1. Stark vereinfachte Entladekurven einer Trocken- und einer NiCd-Zelle, gleiche Kapazitäten angenommen**



▲ **Bild 2. Entladekurve (idealisiert) einer 12-V-Batterie, die nach neun Zeiteinheiten durch Zusatzzellen „aufgestockt" wurde**

Gerhard Gehring

4-W-Nf-Verstärker mit dem Operationsverstärker TAA 761

Operationsverstärker sind ursprünglich für die Analogrechentechnik, für die Steuer- und Regelungstechnik entwickelt worden. Es sind Gleichspannungsverstärker mit sehr hoher Verstärkung und großer Bandbreite, die nahezu beliebig gegengekoppelt werden können. Ihr Eingangswiderstand ist sehr hoch, ihr Ausgangswiderstand ist sehr klein.

In monolithischer Integration sind Operationsverstärker sehr wirtschaftlich herstellbar und daher bei wachsenden Stückzahlen in den letzten Jahren äußerst preiswert geworden. Die Bandbreite integrierter Operationsverstärker ist so groß, daß sie auch als Nf-Verstärker sehr gut verwendet werden können. Es ergeben sich dabei sehr wirtschaftliche Lösungen mit zum Teil ausgezeichneten Eigenschaften. Der Operationsverstärker TAA 761 hat sich hierbei besonders bewährt.

Bild 1 zeigt einen 4-W-Verstärker mit dem Baustein TAA 761 A und den Endtransistoren AD 161/AD 162. Die Verstärkung der Schaltung wird, sieht man von den Koppelkondensatoren C_1, C_6, C_3 ab, durch die Gegenkopplung über R_4 und R_5 bestimmt:

$$V_{KL} = 1 + \frac{R_5}{R_4} \quad \text{solange } V_o \gg V_{KL}$$

(V_o ist die Leerlaufverstärkung d. h. ohne Gegenkopplung)

Mit der Zeitkonstante $R_4 \cdot C_3$ nimmt die Verstärkung zwischen nicht invertierendem Eingang und den Emittern der Ausgangstransistoren mit fallender Frequenz ab und ist bei Gleichspannung 1. Am Emitter der Ausgangstransistoren stellt sich daher (ohne temperaturabhängigen Einfluß von Dioden) dieselbe Gleichspannung ein wie am Spannungsteiler $(R_1 + R_3) / R_2$. Mit diesem Spannungsteiler läßt sich der Arbeitspunkt der Endstufe für maximale Aussteuerbarkeit stabil (etwa halbe Speisespannung + 0,4 V) und weitgehend unabhängig von der Batteriespannung einstellen.

Der Ruhestrom der Gegentaktausgangstransistoren ist Null, weil die Basen und Emitter direkt verbunden sind. Dadurch entfallen Heißleiter oder Dioden, die mit dem Kühlblech thermisch gekoppelt sind, um den Ruhestrom über der Temperatur konstant zu halten. Ein Abgleich des Ruhestromes ist nicht erforderlich, Schwankungen der Basisemitterspannung haben keinen Einfluß. Die Schaltung arbeitet über einen größeren Temperaturbereich stabil. Die geringe Ruhestromaufnahme der gesamten Schaltung ist besonders bei Batteriebetrieb interessant. *Bild 2* zeigt eine Ausführung des Verstärkers für 20 V Betriebsspannung.

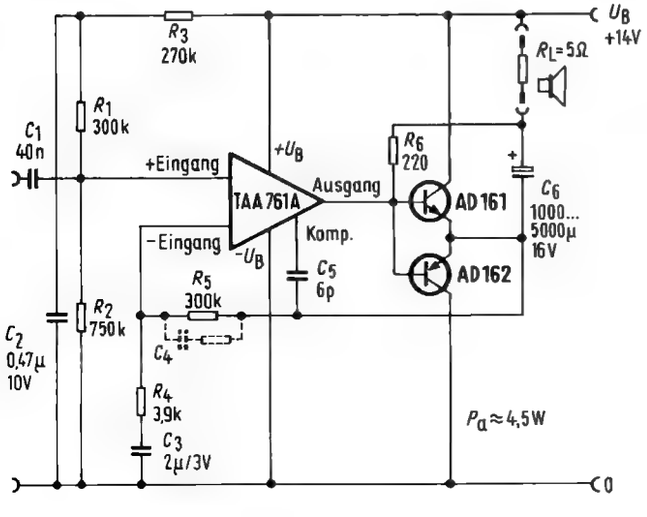
In einem Bereich, der durch die Basisemitterspannungen gegeben ist, ist keiner der beiden Ausgangstransistoren leitend („Totzone"). Dies verursacht Klirrverzerrungen der Signale im Nulldurchgang. Ohne Gegenkopplung kann man diesen Effekt deutlich erkennen (*Bild 3* bis *7*).

Der durch die „Totzone" im Bereich kleiner Aussteuerungen verursachte Klirrfaktor ist in erster Näherung

$$k = \text{const} \cdot \frac{U_{BE}}{U_{a\,eff} \cdot \sqrt{2}}$$

Er ist also um so höher, je größer U_{BE} (bei Siliziumtransistoren größer als bei Germaniumtransistoren) und je kleiner die Aussteuerung $U_{a\,eff}$ ist (in *Bild 8* zu erkennen). Bei Verstärkern im A-Betrieb fällt der Klirrfaktor dagegen bekanntlich monoton ab mit abnehmender Aussteuerung. Durch die Wirkung der Gegenkopplung wird die „Totzone" jedoch erheblich reduziert und der Klirrfaktor soweit verkleinert, daß er auch bei 10 mW nicht stören dürfte (< 3 %). Beim Übergang vom aktiven Betrieb zur „Totzone" werden die Basis-Emitter-Strecken der Ausgangstransistoren immer hochohmiger und die Gegenkopplung immer

Der Verfasser ist Mitarbeiter der Siemens AG, München.



◀ Bild 1. Schaltung des Nf-Verstärkers

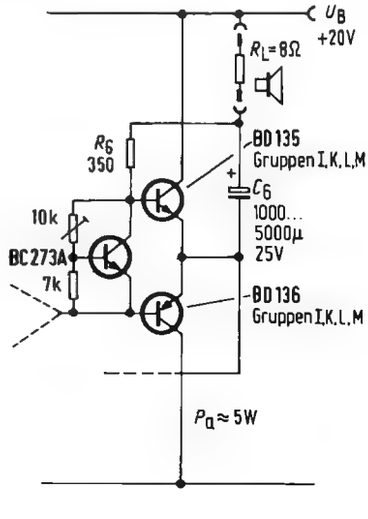


Bild 2. ▶ Abgeänderte Endstufe für Silizium-Endstufentransistoren (U_B = 20 V)

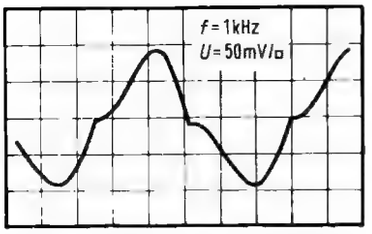


Bild 3. Verzerrungen im Nulldurchgang durch „Totzone". Gegenkopplung fast unwirksam

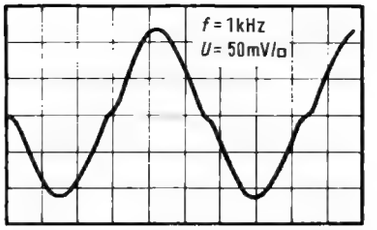


Bild 5. Gegenkopplung gegenüber Bild 4 um den Faktor 4 kleiner

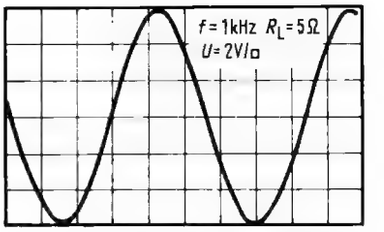


Bild 6. Verstärker noch nicht übersteuert. Gegenkopplung voll wirksam ≙ Pa = 3,6 W gemessen k = 0,3 %

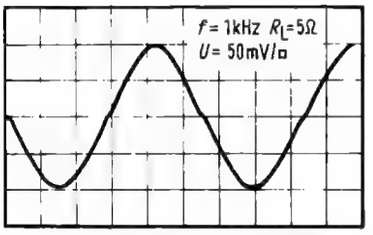


Bild 4. Verzerrungen im Nulldurchgang durch „Totzone". Gegenkopplung voll wirksam ≙ Pa ≈ 1 mW (k ≈ 6 %)

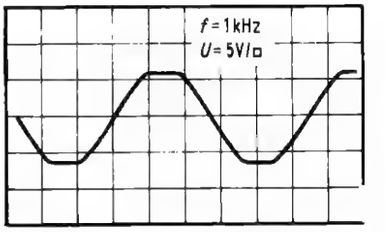


Bild 7. Verstärker übersteuert; Gegenkopplung voll wirksam

weniger wirksam bis schließlich die Verstärkung gleich der Leerlaufverstärkung V_o ist. Auf den Eingang bezogen ist die Totzone daher $\frac{U_{BE}}{V_o}$

Einem Wert $U_{a\,eff} \cdot \sqrt{2}$ am Verstärkerausgang entspricht am Eingang:

$$\frac{U_{a\,eff} \cdot \sqrt{2}}{V_{KL}} = U_{a\,eff} \cdot \sqrt{2} \cdot \frac{1}{1 + \frac{R_5}{R_4}}$$

(weit außerhalb der Totzone ist die Verstärkung sicher V_{KL}).

Der durch die Totzone bedingte Klirrfaktor verringert sich bei Gegenkopplung daher auf:

$$K \approx \text{const} \cdot \frac{U_{BE}}{U_{a\,eff} \cdot \sqrt{2}} \cdot \frac{V_{KL}}{V_o}$$

also um den Faktor

$$\frac{V_o}{V_{KL}}$$

Dies ist auch aus Bild 4 und 5 zu sehen.

Neben den Verzerrungen durch die „Totzone" dürfen natürlich die Verzerrungen, die im üblichen Betrieb auftreten, z. B. durch die Endstufe und insbesondere durch die nicht absolut perfekte Paarung der Ausgangstransistoren, nicht vernachlässigt werden; auch die dadurch hervorgerufenen Klirrprodukte werden durch die Gegenkopplung um den Faktor V_o/V_{KL} verkleinert. Den gemessenen Verlauf des Klirrfaktors über der Aussteuerung zeigt Bild 8. Um diesen Faktor wird (in dieser Schaltung) auch der dynamische Eingangswiderstand erhöht, der Ausgangswiderstand erniedrigt. Auch die Verstärkungsschwankungen bei Temperatur- und Batteriespannungsänderungen werden um den Faktor V_o/V_{KL} kleiner. Man wählt daher V_{KL} nur so groß, wie dies mit Rücksicht auf die geforderte Ausgangsleistung und die angebotene Nf-Eingangsspannung erforderlich ist. Große Verstärkungsreserven sind nicht erforderlich, da, wie erwähnt, die Verstärkung durch die sehr hohe Gegenkopplung sehr gut stabilisiert ist; außerdem kann eine Frequenzgangformung in der Gegenkopplung vorgenommen werden (Kondensator zur Höhenabsenkung in Bild 1 gestrichelt). Eine Klemmenverstärkung von 35...40 dB wird daher im allgemeinen ausreichend sein.

Der Kompensationskondensator C_G, der die Schwingsicherheit der Schaltung bei kleinen Verstärkungen V_{KL} garantiert, ist für $V_{KL} > 30$ dB an sich nicht

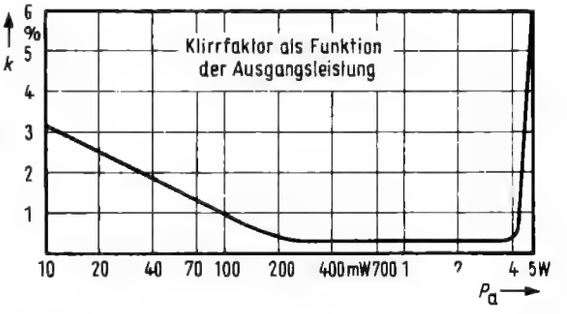
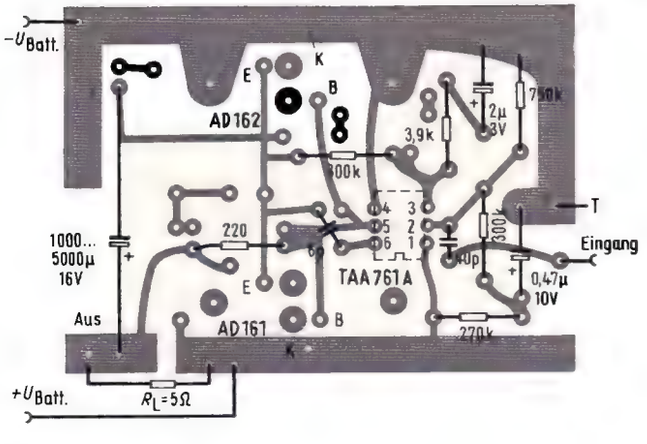


Bild 8. Klirrfaktor in Abhängigkeit von der Ausgangsleistung



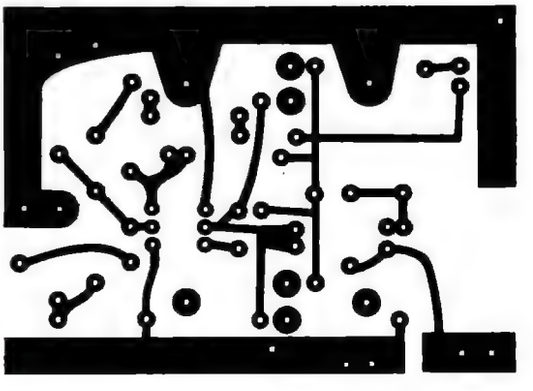


Bild 9. Platine und Bestückungsplan der Schaltung nach Bild 1

nötig. Da aber auch die Endtransistoren und der Lastwiderstand zur Phasendrehung in der Gegenkopplungsschleife einen gewissen Beitrag liefern, wurde zur größeren Sicherheit ein Wert von 6 pF belassen.

Der Baustein TAA 761 A erlaubt auch bei 30 kHz praktisch noch dieselbe Aussteuerbarkeit der Schaltung wie bei 1 kHz. Es ist ein Betrieb zwischen 3 V und 36 V Batteriespannung möglich. Die gezeigte Schaltung kann für den Betrieb mit AC 187 / AC 188 sehr einfach umdimensioniert werden. R_6 wird auf etwa 0,5 kΩ erhöht, C_5 kann entfallen. Auch hier ist ein sehr temperaturstabiler Betrieb ohne jeden Abgleich bei ausgezeichneter Linearität und kleinem Ruhestrom garantiert.

Technische Daten

Betriebsspannung:	$U_B = 14$ V
Ruhestromaufnahme:	$I_r = 30$ mA
maximale Ausgangsleistung bei $R_L = 5\ \Omega$, $K = 10\ \%$:	$P_a \approx 4{,}4$ W
Verstärkung:	$V_{KL} = 37{,}5$ dB
Klirrfaktor	
$P_a = 1$ W:	$k \leqq 0{,}5\ \%$
$P_a = 4$ W:	$k \leqq 3\ \%$
Geräuschspannung am Ausgang nach DIN 45 405:	$U_r \leqq 0{,}4$ mV
Eingangswiderstand:	$R_e \geqq 200$ kΩ ($R_1 \parallel R_2$)
Ausgangswiderstand:	$R_a \leqq 25$ mΩ

Man kann als Endstufentransistoren natürlich auch Siliziumtransistoren verwenden, bekommt dann aber, wie eingangs gezeigt, durch die „Totzone" einen etwa um den Faktor $\frac{U_{BE}\ \text{Silizium}}{U_{BE}\ \text{Germanium}} \approx 2{,}3$ höheren Klirrfaktor. Dies kann man vermeiden, indem man zwischen die beiden Basen einen als Diode mit einstellbarer „Flußspannung" geschalteten Transistor legt. Diese „Flußspannung" wird im Gegensatz zur üblichen Dimensionierung so eingestellt, daß mit Sicherheit noch kein Ruhestrom fließt, eine „Totzone" von etwa 300 mV anstatt der ursprünglichen 1400 mV übrig bleibt. Es ist dann kein direkter thermischer Kontakt zwischen Flußdiode und Kühlblech erforderlich (keine thermische Kompensation) und bei Streuungen der Basisemitterspannungen ist kein Abgleich nötig.

Alfred Hauenstein

Elektronische Belichtungszeitsteuerung

Zur automatischen Belichtungszeitsteuerung von optischen Geräten wurde eine hochempfindliche Schaltung entwickelt, die bis zu einer minimalen Beleuchtungsstärke von B ≥ 250 mLx (Glühlampenlicht) arbeitet.

Als optisches Fühlerbauteil dient die Silizium-Fotodiode BPX 91 (FV 1/4) in Planartechnik mit einer lichtempfindlichen Fläche von 7,6 mm² und einer Fotoempfindlichkeit E ≈ 50 nA/Lx. Ihr Fotostrom ist proportional der Beleuchtungsstärke. Sie ist in ein transparentes Kunststoffgehäuse eingebaut und hat als Anschlüsse Lötspieße im Rasterabstand $^2/_{10}$ Zoll. Diese Bauform ermöglicht eine sehr bequeme Montage auf der Leiterplatte und eine problemlose Justage.

Fotodioden in Planartechnik zeichnen sich durch ihre besonders gute Sperrfähigkeit aus. Daraus ergibt sich bis zu kleinsten Beleuchtungsstärken ein großer Signal-Störabstand. Im Schwerpunkt der Verteilung beträgt der Dunkelstrom der BPX 91 bei 10 V Sperrspannung 7 nA, bei 3 V etwa 3 nA. Für diese Anwendung ist also eine entsprechende Selektion aus der BPX 91 vorgesehen.

Die elektrische Verarbeitung des kleinen Fotosignals von 12,5 nA bei B = 250 mLx erfordert bei der Schaltungsauslegung besondere Rücksicht.

Die Schaltung nach *Bild 1* besteht aus einem hochempfindlichen Differenzverstärker mit den Transistoren T 1 und T 2, deren Emitterstrom etwa 1 µA beträgt. Die Stromverstärkung von T 1 und T 2 sollte bei diesem Emitterstrom noch größer als 100 sein, was von den Transistoren BCY 58 X erreicht wird. Die Basis von T 2 ist über einen Spannungsteiler auf 1,6 V eingestellt, die Spannung an der Basis von T 1 beträgt 0 V, es fließt kein Basisstrom. Wir der Schalter S 1 betätigt, so öffnet der Kontakt. Wird die Fotodiode gleichzeitig beleuchtet, lädt sich der Kondensator C auf. Bei konstanter Beleuchtungsstärke steigt die Spannung U_C linear an, bis die Basisspannung von T 2 erreicht ist. Dann fließt Basisstrom im Transistor T 1. Der Kollektorstrom von T 1 steuert T 3 auf, dessen Kollektorstrom vom Transistor T 4 auf > 2 mA Ausgangsstrom verstärkt wird. Über T 4 kann die Beleuchtung wieder unterbrochen werden. Ist der Kontakt S 1 wieder geschlossen, entlädt sich C, und die Schaltung ist wieder für einen neuen Ablauf bereit.

Die Ladezeit des Kondensators entspricht der Belichtungszeit. Sie ist von der Größe des Fotostromes bzw. der Beleuchtungsstärke gemäß folgender Gleichung abhängig:

$$t_s = U_{BT\,2}\, C\, \frac{1}{E \cdot B}$$

E = Empfindlichkeit der Fotodiode = 50 nA/Lx

B = Beleuchtungsstärke in Lx

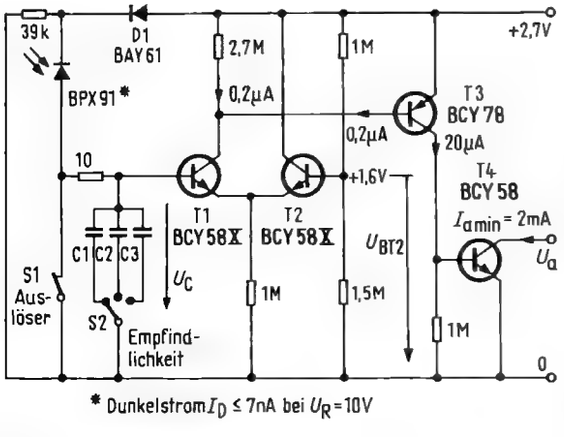
Die Belichtungszeit ist umgekehrt proportional der Beleuchtungsstärke:

$$\frac{t_{s\,1}}{t_{s\,2}} = \frac{B_2}{B_1}$$

Bild 2 zeigt in normierter Darstellung die Funktion der Belichtungszeit in Abhängigkeit von der Beleuchtungsstärke. Die Kurve entspricht einer Hyperbel.

Der Kondensator C muß so dimensioniert werden, daß die geforderte Belichtungszeit t_s erreicht wird:

$$C = t_s \frac{E \cdot B}{U_{BT\,2}}$$



◀ **Bild 1. Schaltung der Belichtungszeitsteuerung**

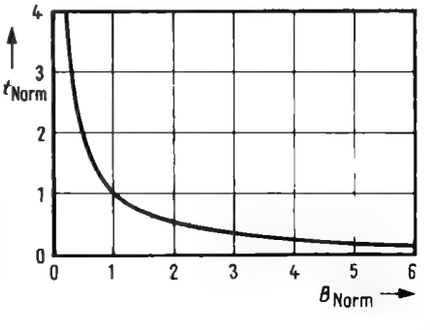


Bild 2. ▶ Normierte Belichtungszeit in Abhängigkeit von der Beleuchtungsstärke

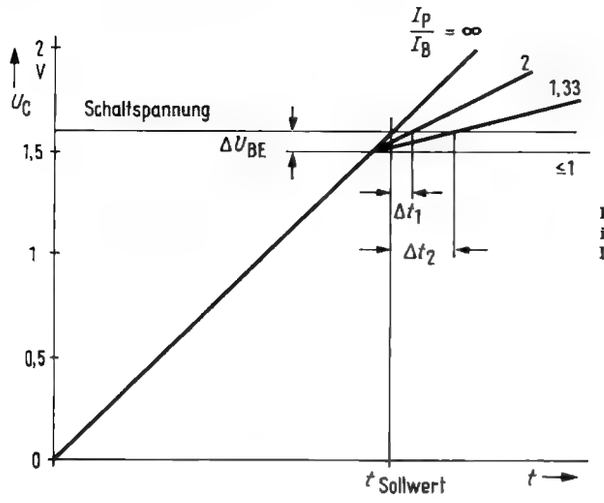


Bild 3. Kondensatorspannung in Abhängigkeit von der Belichtungszeit

Beispielsweise beträgt für $B = 1$ Lx und $t_s = 32$ s, der Kondensator $C = 1$ µF. Für verschiedene Empfindlichkeiten kann mit dem Schalter S 2 der Kondensator umgeschaltet werden.

Ein besonderer Vorteil dieser Schaltung ist, daß so lange kein Basisstrom in T 1 fließt, bis die Kondensatorspannung die Basisspannung des Transistors T 2 nahezu erreicht hat. Bis dahin erfolgt keine Verfälschung der Ladezeit. Erst bei einer Spannung von $\Delta U_{BE} = U_{B\,T2} - U_{B\,T1} \approx 100$ mV, beginnt Basisstrom zu fließen und beeinflußt die Ladekurve.

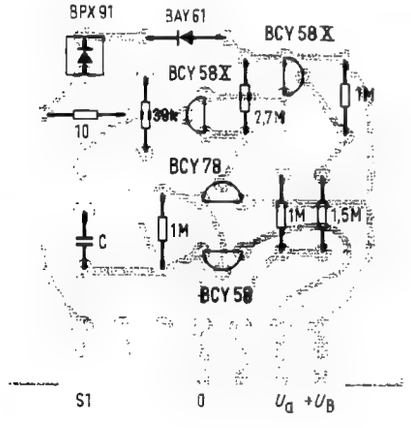
Dabei ist von Bedeutung, wie groß der Fotostrom im Verhältnis zum Basisstrom ist. Die Ladekurve wird um so flacher und der Zeitfehler größer, je näher der Fotostrom dem Basisstrom kommt. *Bild 3* zeigt den ungefähren Verlauf der Kondensatorspannung in Abhängigkeit von der Belichtungszeit. Bei einem Basisstrom, der 50 % des Fotostromes beträgt, ist der Zeitfehler nur etwa 6 %. Der erforderliche Basisstrom von T 1 beträgt etwa 4 nA, so daß bei dem genannten Zeitfehler der minimale Fotostrom 8 nA sein sollte.

Ist der Kondensator C auf die an der Fotodiode liegende Versorgungsspannung aufgeladen, wirkt die Fotodiode als Element, und der Kondensator wird auf ein höheres Potential geladen. Damit der Transistor T 3 leitend bleibt, wird mit der Diode D 1 und dem Widerstand R 1 die Versorgungsspannung der Fotodiode um etwa 0,5 V reduziert.

Die Betriebsspannung von 2,7 V kann z. B. von zwei 1,5-V-Zellen geliefert werden. *Bild 4* zeigt eine Platinenausführung der Belichtungszeitsteuerung ohne Empfindlichkeitsumschalter. Die technischen Daten nennt die *Tabelle*.

Technische Daten

Betriebsspannung: 2,7 V (3 V)
Stromaufnahme,
bei unbeleuchteter Diode: 60 µA
bei beleuchteter Diode: 80...160 µA
min. Beleuchtungsstärke: 250 mLx
Ausgangsstrom: 2 mA
max. Beleuchtungsstärke: beliebig



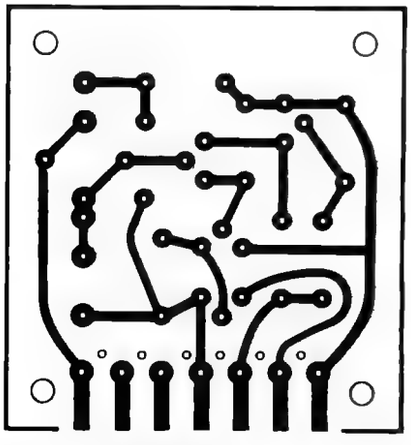


Bild 4. Bestückungsplan und Leiterseite der Platine

Burghard Hoffmann

Umbau eines stabilisierten Netzteiles in ein regelbares

Ein solcher Umbau ist mit wenigen Teilen durchführbar, und dieses Gerät entspricht im allgemeinen allen Forderungen eines Praktikers. Normalerweise sieht die Schaltung eines Netzgerätes wie diejenige in *Bild 1* aus.

Die zusätzlichen Bauteile sind in *Bild 2* durch Raster gekennzeichnet. Die Bauteile sollen unter folgenden Gesichtspunkten ausgewählt werden:

Der *Transistor* T 2 hat die Aufgabe, den Basisstrom des Längstransistors zu steuern. Dieser Transistor muß also mindestens eine Leistung von der Größe des Basisstromes schalten können. Es muß außerdem ein npn-Typ bei einem pnp-Typ als Längstransistor sein (umgekehrt, wenn der Längstransistor ein npn-Typ ist).

Der *Widerstand* R 4 soll möglichst hoch gewählt werden, da er in Reihe mit dem Potentiometer, direkt an der Ausgangsspannung liegt (50...150 kΩ).

Das *Potentiometer* R 5 sollte einen kleinen Widerstand haben (100...200 Ω), es sollte mit etwa 2 W belastbar sein.

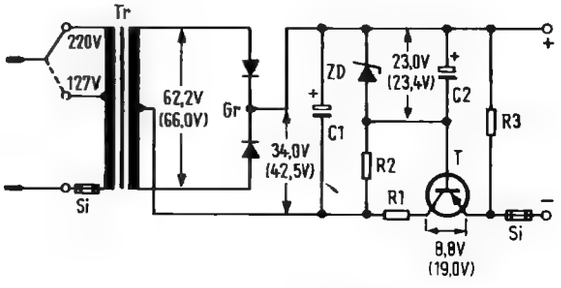


Bild 1. Schaltung eines stabilisierten Netzteils

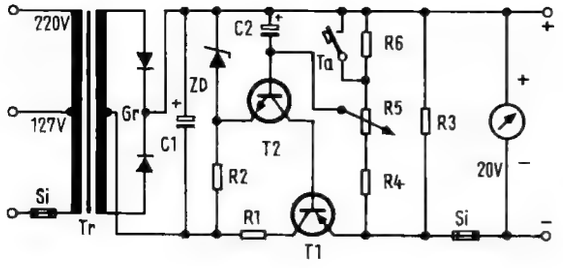


Bild 2. Umgebaute Version des Netzteils nach Bild 1

Nur in manchen Fällen muß man auch die nachstehenden Bauteile noch einbauen:

Das *Meßgerät* dient zum genauen Einstellen und Überwachen der jeweiligen Spannung und muß bis zur Höchstspannung des Netzteiles ausreichen.

Der *Widerstand R 6* muß nur eingebaut werden, wenn die Höchstspannung nicht mehr erreicht wird (80 bis 150 Ω, 2 W).

Der Schalter Ta ist dann erforderlich, wenn R 6 eingebaut wird. Hiermit soll ein Ausschalten des Widerstandes, zum Erreichen der Höchstspannung, ermöglicht werden.

Sämtliche in Bild 2 angegebenen Werte für die Bauelemente sind nicht verbindlich, da sie stark von dem Typ des ursprünglichen Netzgerätes abhängen.

W. Scheinberger, DJ 5 BY

Ein Oszillograf für 20 DM

Einen guten Meßoszillografen zu bauen, hat schon manchem Fachmann Kopfschmerzen bereitet. Ein solches Gerät ist auch beim Selbstbau teuer und bereitet doch erhebliche Schwierigkeiten beim Abgleich, wenn es auch genau arbeiten soll. So ist es verständlich, daß man lieber ein Meßgerät kauft.

Anders liegen die Dinge bei einem Oszillografen, den man für Demonstrationszwecke, z. B. in Schulen benötigt. Ein solches Gerät muß andere Qualifikationen aufweisen: Weniger Genauigkeit, dafür aber einfache Handhabung, und vor allem muß ein Demonstrationsoszillograf einen großen Schirmdurchmesser aufweisen. Gerade bei dem Schirmdurchmesser liegen aber die finanziellen Schwierigkeiten – was also liegt dann näher, als eine Fernsehröhre als Oszillografenröhre zu verwenden?

Der Vergleich einer Fernsehröhre mit einer Oszillografenröhre zeigt, daß der Kolben der erstgenannten weder abschirmbar ist noch daß man wegen der magnetischen Ablenkung höhere Ablenkfrequenzen als 1...2 kHz vertikal und 20...30 kHz horizontal verarbeiten kann, ganz abgesehen von der allzu hohen Anodenspannung. Kurzum, man kommt zu dem Schluß, daß die Idee einer Verwendung der Fernsehröhre als Oszillografenröhre absurd erscheint.

Will man aber beispielsweise einen Oszillografen nur zu Demonstrationszwecken im Nf-Gebiet verwenden (Wechselstromkreis, Gleichrichtung, Aufladekurve eines Kondensators, Hysteresekurve, Sprachverstärkung, Netz-Phasenvergleich usw.), so stellt man fest, daß keine höheren Ablenkfrequenzen als ein paar hundert Hertz erforderlich sind, daß also für diese Zwecke eine Fernsehröhre sehr wohl brauchbar ist.

Schwierigkeiten scheint die hohe Anodenspannung einer solchen Röhre zu bereiten; denn wer hat schon einen Transformator mit einer 9000-V-Wicklung? In einem Fernsehempfänger ist diese Spannung ohnehin vorhanden; was liegt dann näher, als den ganzen Fernseher zu einem Oszillografen umzubauen?

Das Hochspannungsteil bleibt so, wie es ist, ebenfalls Bildkipp und Zeilenkipp. Die gesamten Hf-, Zf- und Nf-Stufen entfallen; der Platz kann also für einen neuen Horizontal- und Vertikalverstärker benutzt werden. Lautstärke- und Tonblende-Einsteller dienen in Zukunft als Regler dieser neu einzubauenden Stufen, die Antennenbuchsen werden die Eingänge für Y- und, wenn man will, auch X-Ablenkung, so daß keinerlei mechanische Arbeiten nötig sind (die den meisten Elektronikern sowieso ein Graus sind . . .). Zusätzlich gewinnt man den überflüssigen Lautsprecher für die Bastelkiste.

Schaltbilder möchte ich hier nicht angeben, die Geräte sind zu verschieden, und Kipp-Schaltbilder für das neue Kippteil findet man in der Literatur. Die Anschlüsse für die Ablenkspulen werden mit Ersatzwiderständen versehen oder einfach ganz abgelötet. Zusätzlich verdreht man die Ablenkspulen um 90°, so daß man die niederfrequentere Spule in Zukunft als Horizontalablenkspule benutzt. Die neue Vertikalablenkspule kann nun sogar Frequenzen bis mindestens 20 kHz verarbeiten.

Man kann aber auch die Ablenkspulen unverändert lassen und benutzt die bereits vorhandene 15-kHz-Horizontalablenkung direkt. Dies hat jedoch den Nachteil, daß z. B. ein Signal mit einer Frequenz von 50 Hz nicht darstellbar ist. Da an die niederohmige Vertikalablenkspule das Signal direkt gegeben werden kann, ist der Umbau in wenigen Minuten möglich.

Eine weitere Lösung ist die folgende: Man verdreht die Ablenkspulen um 90° und benutzt die vorhandene 50-Hz-Vertikalablenkung nun als Horizontalablenkung. Auf die neue Vertikalablenkspule gibt man das niederohmige Signal.

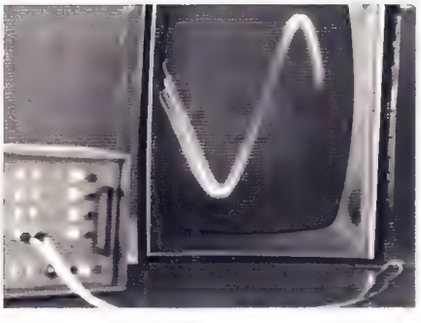


Bild 1. 50-Hz-Netzspannung (4 V)

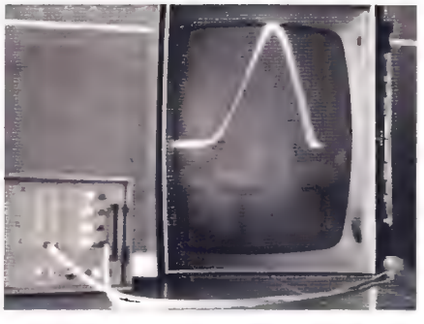


Bild 2. Einweggleichrichtung mit einer Diode

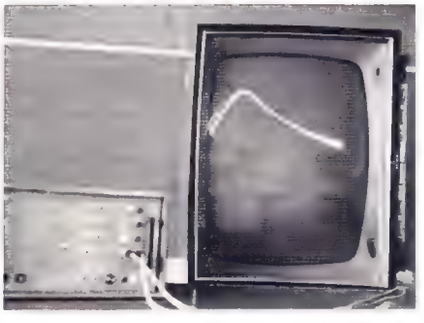


Bild 3. Einweggleichrichtung mit Siebkondensator

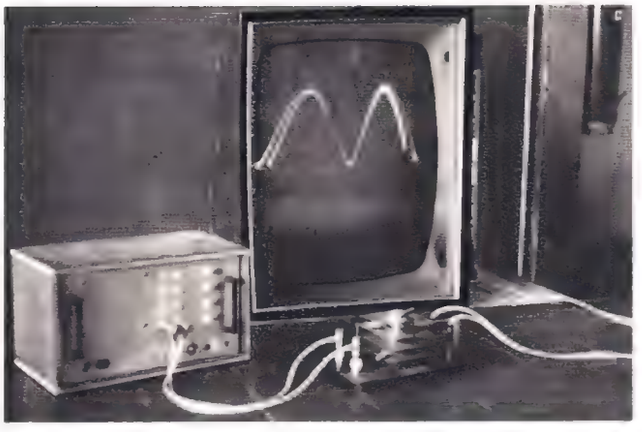


Bild 4. Zweiweggleichrichtung mit Graetz-Gleichrichterbrücke

Nach vielen Versuchen hat sich folgender Bauvorschlag als sehr empfehlenswert herausgestellt: Dreht man den unveränderten, noch kompletten Fernsehempfänger um 90° auf die Seite, so hat man bereits die benötigte 50-Hz-Ablenkung horizontal. Die beiden Anschlüsse für die nun vertikale Ablenkung werden über ein Relais umschaltbar gemacht, so daß man wahlweise das normale Programm sehen oder bei Betätigen des Relais auf die neue Vertikalspule direkt das Nf-Signal geben kann, wobei 4 V zur Vollaussteuerung vollauf genügen. Die Umschaltung mittels eines Relais (Siemens-Kammrelais mit mindestens zwei Umschaltkontakten, Arbeitsspannung 6...20 V), das aus der im Gerät befindlichen Gleichspannung mit Vorwiderstand gespeist wird, hat den Vorteil, daß man den Fernseher „nicht kaputt machen" muß. Die genaue Horizontal-Ablenkfrequenz kann man am Bildkippregler des Gerätes einstellen. Als hinderlich erscheint, daß beim Fernseher ja die Bildhelligkeit durch das Videosignal gesteuert wird. Dreht man den Kanalwähler aber auf einen freien Kanal, so wird die Helligkeit sowieso hochgesteuert, so daß eine eigene Helligkeitsregelung entfällt.

Der Umbau ist so einfach, daß man innerhalb einer Stunde fertig ist. Man muß lediglich noch einen kleinen Schalter anbringen. Als Buchsen für die Eingangsspannung eignen sich vielleicht die Antennenbuchsen für UHF, anderenfalls bringt man zwei neue Buchsen an.

Um Lissajous-Figuren zu zeigen, baut man zweckmäßig noch ein zweites Kammrelais ein, mit dem die vorhandenen Horizontalablenkspulen über einen Klingeltransformator mit Vorwiderstand gespeist werden. Der Gesamtpreis beläuft sich dann auf etwa 12 DM für die Kammrelais, 2 DM für die beiden Schalter, 4 DM für den Klingeltransformator und 2 DM für die beiden Vorwiderstände, Lötzinn, Draht usw. Das ergibt zusammen 20 DM.

Die *Bilder* 1 bis 5 zeigen Oszillogramme, die mit dem im letzten Vorschlag angegebenen Fernseher aufgenommen wurden (Blende 2, 1/25 s). Das Verblüffende an diesem Gerät ist die Größe der Oszillogramme, die auch in der letzten Reihe eines großen Zuschauerraumes gut sichtbar sind. Die angegebenen Vorschläge sind für den Fachmann als Anregung gedacht; die Experimentierfreude beim Umbauen wird sicher noch weitere Möglichkeiten eröffnen.

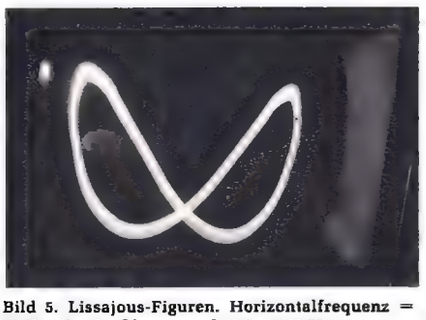


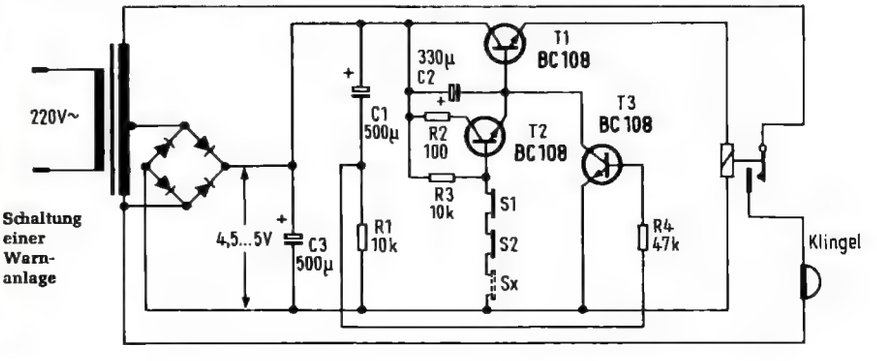
Bild 5. Lissajous-Figuren. Horizontalfrequenz = 50 Hz, die Meßfrequenz beträgt 100 Hz

Jürgen Wolf

Warnanlage für portable Geräte in Ausstellungen

Das *Bild* zeigt die Schaltung einer Warnanlage, wie sie in einem größeren Betrieb eingesetzt wurde. Durch die Griffe oder Schlaufen der Radios oder Tonbandgeräte wird ein dünner Draht geführt, der an mehreren Stellen durch Kupplung und Stecker getrennt werden kann (um nach Abschalten der Anlage die Geräte entnehmen zu können). Die beiden Enden dieser großen Drahtschlinge werden mit dem Gerät verbunden. In der Schaltung sind die Kupplungen und Stecker mit S 1 bis Sx bezeichnet. Sobald die Drahtschlinge an irgendeiner Stelle unterbrochen wird, schrillt eine Klingel. Auch ganz kurzzeitiges Unterbrechen und Wiedereinstekken läßt die Anlage für 6 s anschlagen. Größere Geräte ohne Griff aber mit Diodenbuchse können geschützt werden, indem ein Diodenstecker in die Diodenbuchse des Apparates eingesteckt wird. Der Draht wird an Punkt 2 und Masse des Steckers angeschlossen. Im Gerät selber ist Punkt 2 und Masse kurzgeschlossen. Sobald man den Stecker aus dem Gerät zieht, ist die Drahtschlinge unterbrochen.

Die Schaltung arbeitet wie folgt: Das Relais liegt in Reihe mit dem Längstransistor T 1. Wird das Gerät eingeschaltet, bekommt die Basis des Transistors T 3 positive Spannung über den Spannungsabfall an R 1, da R 1 den Kondensator C 1 auflädt. Der Transistor T 3 ist leitend und legt die Basis von T 1 auf Massepotential. T 1 bleibt solange gesperrt bis der Widerstand R 1 den Kondensator C 1 aufgeladen hat. Inzwischen hat sich C 2 über den Transistor T 3 aufgeladen und die Basis von T 1 liegt über den gesperrten Transistor T 2 weiterhin auf Massepotential. Öffnet man einen von den Steckern S 1 bis Sx, bekommt der Transistor T 2 positive Basisspannung und wird leitend. Das ha zur Folge, daß einmal der Transistor T 1 durchschaltet und das Relais anzieht und zum anderen sich C 2 in etwa 1/100 s über R 2 und T 2 entlädt. Werden S 1 bis Sx wieder geschlossen, bleibt der Transistor T 1 leitend, weil er über den sich aufladenden Kondensator C 2 Basisstrom erhält. Ist der Kondensator C 2 nach 6 s wieder aufgeladen, sperrt auch der Transistor T 1 wieder.



Schaltung einer Warnanlage

Egon Koch

Selektivruf beim Amateurfunk

3. Teil

4 Besprechungsstelle mit Selektivruf für die Feststation

Für die Heimstation wurde eine Besprechungsstelle *(Bild 12)* gebaut, wie sie in ähnlicher Ausführung auch bei kommerziellen Funknetzen eingesetzt wird. Die gesamte Schaltung zeigt *Bild 13*, die auch für das Selektivruf-Zusatzteil der Mobilstation verwendet wird. Da bei Sprechfunkgeräten das Modulationsteil vielfach eine zu geringe Verstärkung aufweist, so daß das Mikrofon mundnah besprochen werden muß, enthält die Besprechungsstelle noch einen Mikrofonvorverstärker. Dessen Schaltung, Leiterplatte und Bestückungsplan veranschaulichen die *Bilder 14, 15* und *16*. Bei ausreichender Nf-Verstärkung kann natürlich dieser kleine Baustein entfallen. Die meisten dynamischen Mikrofone übertragen den gesamten Tonbereich von 40...15 000 Hz und sind daher für Sprechfunkverbindungen weniger geeignet, wenn man nicht durch entsprechende Auslegung den Übertragungsbereich des Modulationsverstärkers einengt. Vor allem müssen die tieferen Tonfrequenzen beschnitten werden, weil sonst die Sprache dunkel und schwer verständlich klingt. Tonfrequenzen über 3000 Hz sollen im Fernsprech- und Funkverkehr nicht übertragen werden, damit man mit einer möglichst geringen Kanalbreite auskommt. Funksprechgeräte haben daher im Modulationsverstärker einen Tiefpaß, der die Frequenzen über 3000 Hz unterdrückt. Viele Amateure verwenden auch die für das Telefon entwickelte dynamische Hör- und Sprechkapsel, deren Frequenzgang speziell für Sprache ausgelegt ist. Die hier beschriebene Besprechungsstelle wurde mit dem bei kommerziellen und behördlichen Funkdiensten gebräuchlichen, in Amateurkreisen kaum bekannten HOLMCO-Mikrofon MN 734/4 mit 300 Ω Impedanz ausgerüstet. Es hat einen 20 cm langen Schwanenhals mit 11 mm Durchmesser und ein schwarzes Kunststoffgehäuse. Die Empfindlichkeit beträgt 0,18 mV/µbar, die etwa in der Größenordnung der dynamischen Hör- und Sprechkapsel

Bild 12. Besprechungsstelle

Teil 1 und 2 dieser Arbeit erschienen in Heft 21, S. 772, bzw. Heft 22, S. 830.

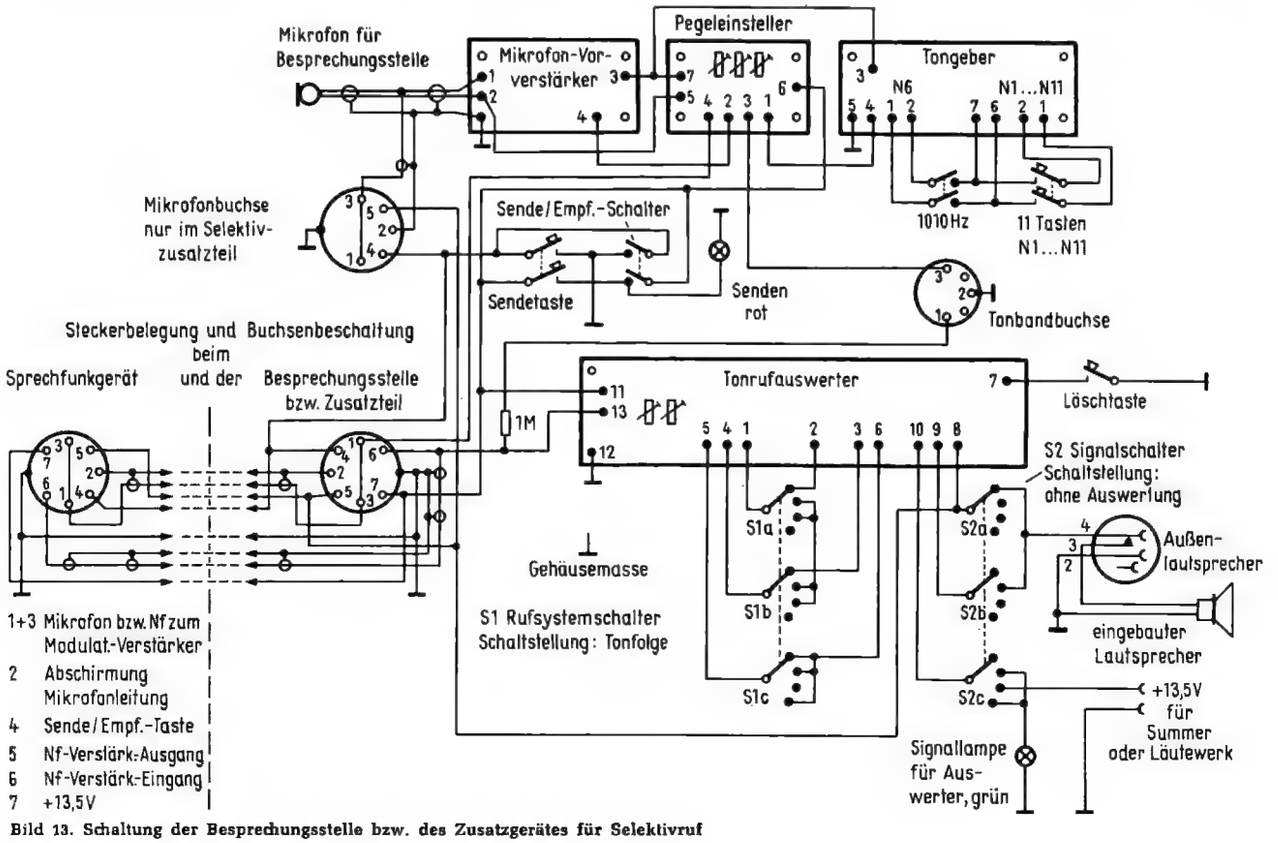


Bild 13. Schaltung der Besprechungsstelle bzw. des Zusatzgerätes für Selektivruf

den beiden Rapid-Ladegeräten der Firma ist eine elektronische Automatik eingebaut, die die Ladung von selbst zur richtigen Zeit beendet. Nach erfolgter Ladung leuchtet eine Signalleuchte auf. Dieses System hat den Vorteil, daß man vergessen kann, das Ladegerät aus der Steckdose zu nehmen, ohne daß Schäden auftreten. Bei den Telecomputer-Kompaktgeräten erstreckt sich der Bereich der automatischen Blitzdosierung nun über einen größeren Bereich von fünf (bisher drei) Arbeitsblenden. Mit dem neuen Profi-Blitzgerät Mecablitz 402 *(Bild 17)* ermöglichte die Firma mit Hilfe eines neuartigen Lichtregelsystems über 2000 Blitze pro Akkuladung und Blitzfolgezeiten von etwa 1 s. Der große Mecablitz enthält 30 Thyristoren, Transistoren und Dioden. Als Stromquelle dient ein Bleiakkumulator oder wahlweise ein Nickel-Cadmium-Akkumulator für Schnelladung.

Flash 27 CS, 22 CS, 20 S und 16 B heißen die neuen Elektronen-Blitzgeräte von *Philips*. Bis auf den Typ 16 B sind sie mit dem bewährten Schwenkreflektor ausgerüstet. Das Spitzenmodell ist der Typ 27 CS mit einer Leitzahl von 27, einem Schnelladegerät (Ladezeit etwa eine Stunde) und einem einstellbaren Computer mit zwei Arbeitsblenden. Ähnliche Daten, jedoch nur eine Leitzahl von 22, weist der Typ 22 CS auf.

Rollei war mit seinem neuen Computer-Blitzgerät E 36 RE vertreten *(Bild 18)*. RE steht für rationelle Energiedosierung. Dieses Blitzgerät mit einer DIN-Leitzahl von 36 besitzt eine neue Schaltungstechnik für automatische Lichtmengenbegrenzung und die Möglichkeit, drei Arbeitsblenden zu wählen. Außerdem ist ein externer Sensor für den Computer anschließbar. Auch bei diesem Gerät wird wie bei vielen anderen die Lichtmenge nicht durch Entleeren des Blitzkondensators begrenzt. Bei Erreichen der richtigen Belichtung trennt ein elektronisches Bauelement die Blitzröhre vom Kondensator. Je nach Objektabstand und Arbeitsblende erhält man wesentlich verkürzte Blitzfolgezeiten, so z. B. ergibt sich bei Arbeitsblende 5,6, 18-DIN-Film und Objektabstand 0,7 m eine Blitzfolgezeit von etwa 0,3 s. Dabei sind bis zu 400 Blitze pro Akkuladung möglich. Interessant für die professionellen Anwender ist das Studio-Lichtgerät E 1250 der gleichen Firma. Die Blitzfolgezeit dieses Gerätes beträgt 1...2 s, die Blitzdauer etwa $^1/_{100}$ s. Das Gerät ist für Netzbetrieb ausgelegt. Zum Zubehör gehört ein Einstellicht mit 500-W-Halogenlampe, die stufenlos regelbar ist. Die Synchronisation des Blitzgerätes erfolgt über Funk. Die Reichweite dieser Funkanlage beträgt etwa 100 m. Die Antenne ist eingebaut, drei Kanäle sind wählbar.

Bild 19. Zur Kenntlichmachung von Tauchern in dunklen Gewässern dient dieses Unterwasser-Blitzgerät

Verschiedenes

Im Vertrieb der *Aqua Star S. A.*, Schweiz, befindet sich ein Aquastrobe genanntes Blitzgerät *(Bild 19)*. Dieses kleine, zigarettenpackungsgroße Gerät ist ein wasserdichtes Blitzgerät, welches in Sekundenintervallen Lichtblitze von 250 000 Lumen erzeugt. Als Energiequelle dienen vier in Reihe geschaltete Quecksilber-Trockenbatterien, die einen Dauerbetrieb von neun Stunden ermöglichen. Besondere Anwendungsgebiete sind verschmutzte, trübe oder dunkle Gewässer, in denen oft die Hand nicht vor den Augen zu sehen ist. Es dient vor allem der Ortung und Kenntlichmachung der Notlage von Tauchern.

Das Schwergewicht des Siemens-Ausstellungsprogramms lag bei den tontechnischen Studioeinrichtungen. Hier ist besonders das Magnetfilmgerät Duocord E zu erwähnen, das ohne mechanisches Getriebe und ohne Relais mit einem digital-elektronisch gesteuerten Antrieb arbeitet und bei eingelegtem Film mit bis 20facher Nenngeschwindigkeit synchron mit anderen Geräten laufen kann. Die Hochlaufzeit beträgt nur wenige Millisekunden. Eine Reihe von auswechselbaren Frequenzumsetzern dient zur Anpassung an die Laufgeschwindigkeiten von 16 mm, 17,5/35 mm Filmen. Ebenfalls für Film- und Fernsehstudios ist das Lichtsteuersystem Sitralux S gedacht, das von einem Prozeßrechner Siemens 320 gesteuert wird und daher der Lichtregie besonders vielfältige Möglichkeiten bietet. Abgerundet war das Siemens-Ausstellungsprogramm durch eine Reihe von elektroakustischen Studio- und Kinoeinrichtungen, z. B. Lautsprecherverstärker und Mischpulte.

Bei *Sylvania* sah man neue Projektionslampen für Netzspannung. Diese 200-W-Halogenlampen für die Verwendung in Projektoren ohne Transformator sind in den Spannungen 120 V, 220 V und 240 V lieferbar. Die neue Lampe mit der Typenbezeichnung BSJ bringt nach Angaben des Herstellers eine höhere Schirmbildhelligkeit als frühere vergleichbare Ausführungen. Die Verwendung von Netzspannungslampen trägt erheblich zur Verminderung des Projektorengewichts, natürlich auch der Kosten, bei, da der Einbau eines Transformators entfällt *(Bild 20)*.

Für die Herstellung integrierter Schaltungen von mikroelektronischen Bauelementen und anderen Aufgaben stellte *Zeiss* einige neue Objektive vor. Die für die serienmäßige Fertigung integrierter Schaltungen benötigten Masken werden durch starkes Verkleinern großgezeichneter Vorlagen in mehreren Stufen hergestellt. Die letzte Verkleinerungsstufe mit Abbildungsmaßstäben zwischen 1 : 4 und 1 : 20 stellt dabei die höchsten Anforderungen an die Abbildungsleistung des Reduktionsobjektivs. Sie wird im allgemeinen mit einem Fotorepeater ausgeführt, der eine Vielzahl von gleichen Einzelstrukturen (bis zu mehreren 100) auf eine lichtempfindliche Spezialplatte belichtet. Die Strukturen dieser Masken können dann durch Kontaktkopieren und optischem Kopieren auf die Halbleiterscheiben übertragen werden. Zu diesen Objektiven gehört das Zeiss S Planar 1 : 1,5 f = 14 mm, dann das Zeiss Planar 1 : 2 f = 30 mm und das S Planar 1 : 2,8 f= 300 mm. Das 14-mm-Objektiv ist für eine Wellenlänge von 436 nm ausgelegt. Strukturen bis zu 0,7 m werden noch mit einem Kontrast von 30 % abgebildet. ■

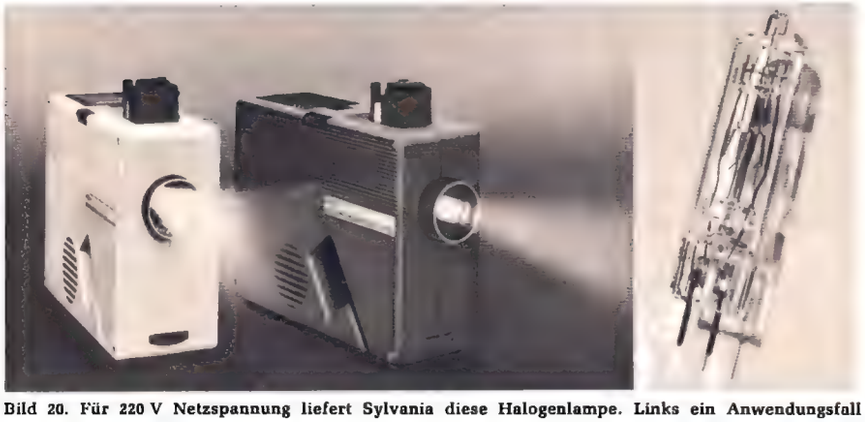


Bild 20. Für 220 V Netzspannung liefert Sylvania diese Halogenlampe. Links ein Anwendungsfall

liegt. Durch die nierenförmige Richtcharakteristik werden Raum- und Fahrgeräusche weitgehend ausgeblendet. Den Frequenzgang zeigt *Bild 17*.

Zur Wiedergabe wurde das bei Sprechanlagen bewährte ITT-Lautsprecherchassis LP 65/12/100 F mit 65 mm Korbdurchmesser eingebaut. Für die Eintastung der Rufnummern 0...9, zur Löschung der Auswertung und für die Senderauftastung werden die neuen Sasse-Miniaturtasten mit zwei Umschaltkontakten verwendet. Notfalls kann man auch zweipolige Kippschalter verwenden. Sollte jemand den Wunsch haben, die Besprechungsstelle auch zur Durchgabe von Zweiton-Coderuf einzurichten, so ist für eine zweite Tastenreihe genügend Platz vorhanden. Damit man beim Senden – es leuchtet dann die rote Lampe auf – nicht dauernd die Taste drücken muß, wurde noch ein zweipoliger Sende/Empfangs-Kippschalter eingebaut. Ferner kann durch Betätigen eines weiteren zweipoligen Kippschalters der 1010-Hz-Rufton für Meßzwecke aufgeschaltet werden. Für die Einstellung des Selektivrufsystems beim Auswerter und zur Signalwahl dienen ITT-Miniaturdrehschalter Typ 617 mit 3 × 4 Kontakten. Bei abgesetztem Funksprechgerät (beispielsweise auf dem Dachboden) empfiehlt es sich zur Überwachung der Senderausgangsleistung die durch Hf-Gleichrichteranordnung gewonnene Spannung auch an einem Miniaturinstrument bei der Besprechungsstelle anzuzeigen.

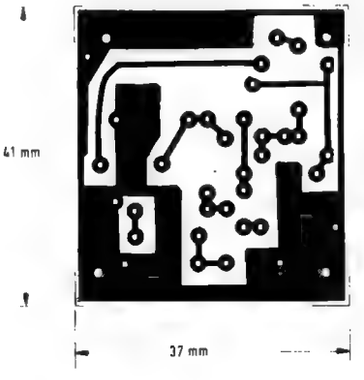
Liste der speziellen Bauelemente

1 Leistner-Pultgehäuse Nr. 1419.1902	Leistner, Hamburg
1 dyn. Mikrofon mit 11-mm-Schwanenhals 200 mm lang, 300 Ω, Farbe schwarz Holmco Nr. MN 734/4, Bestell-Nr. 4076	Holmberg & Co., Berlin
13 Kleintasten Nr. 720, 2 × U, davon 11 Stück mit schwarzem und je 1 Stück mit rotem und grünem Knopf	Dr. Eugen Sasse, Schwabach
2 Einbaubuchsen, 7polig Mab 7 S	Hirschmann
1 Einbaubuchse, 5polig Mab 5 S	Hirschmann
1 Lautsprecher-Einbaubuchse Lbl	Hirschmann
1 Einbauglühlampe 12 V, rot, Rafi 35 G 895	Bürklin
1 Einbauglühlampe 12 V, grün, Rafi 35 G 897	Bürklin
2 Kleinst-Kippschalter, 2polig, Typ S 2022, Nr. 10 G 740	Bürklin
1 Lautsprecher-Chassis LP 65/12/100 F	ITT
1 Abdeckring für Lautsprecher AS 70	Großmann, Gehrden
2 Kleinst-Stufenschalter 3 × 4 Kontakte, ITT-Typ 617, Bestell-Nr. 19 G 142	Bürklin
1 Kleinrelais Nr. 3640, 12 V, 2 × U, 250 Ω,	Haller, Wehingen
alle Trimmwiderstände Typ 9	Preh

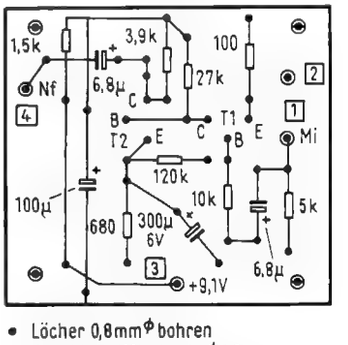
Für die Besprechungsstelle wurde das neue Leistner-Pultgehäuse mit abnehmbarer alufarbig eloxierter Pult- und abnehmbarer Bodenplatte verwendet, wodurch die Montage- und Schaltarbeiten wesentlich erleichtert werden. Die Anordnung der Bedienungsorgane und Bauelemente auf der Pultplatte sind aus dem Bohrplan *(Bild 18)* zu ersehen. Für den Anschluß des Verbindungskabels zur Besprechungsstelle wird in das Sprechfunkgerät anstelle der seitherigen Mikrofonbuchse eine 7polige Normbuchse eingebaut. Die Buchsenanordnung und Beschaltung wurde so gewählt, daß ein Mikrofon mit normgerecht beschaltetem Stecker auch weiterhin direkt an das Sprechfunkgerät angeschlossen werden kann. Eine 7polige Buchse und eine normgerecht beschaltete 5polige Tonbandbuchse kommen unten an die Rückseite des Pultgehäuses. Es besteht damit die Möglichkeit, Sendungen der Gegenstation auf Tonband aufzunehmen und zur Qualitätsbeurteilung wieder zurückzuspielen, aber auch um CQ-Rufe vom Tonband durchzugeben. Ferner befinden sich unten an der Rückseite zwei 4-mm-Steckbuchsen zum Anschluß einer Signalquelle (Läutewerke, Summer). Eine dort ebenfalls untergebrachte Lautsprecherschaltbuchse gestattet den Anschluß eines Zweitlautsprechers in einem anderen Raum.

Die Signalpegel von Mikrofonverstärker, Tonrufgeber und Tonbandgerät werden mit getrennten Trimmpotentiometern eingestellt. Man sollte hier mit einem größeren Ausgangspegel arbeiten und dafür am Gerät den Mikrofoneinsteller etwas zudrehen, weil dann weniger die Gefahr von Brummeinstreuungen besteht. Die Versorgungsspannung von Verstärker und Tongeber ist auf + 9,1 V mit einer Z-Diode stabilisiert. Alle hierfür erforderlichen Bauelemente sind auf einer Veroboard-Platte mit 2,5-mm-Lochraster untergebracht, deren Schaltung und Bestückung *Bild 19* zeigt.

Der Tonrufgeber wird über Abstandsbolzen mit 35 mm Länge innen an der Frontplatte hinter der Tastenreihe und dem Lautsprecher montiert, so daß die Trimmwiderstände zur Einjustierung der Tonfrequenzen bequem zugängig sind. Der Auswerter-, Verstärker- und Pegeleinstell-Baustein kommen auf 10 mm hohe Abstandsstücke innen an die Rückwand. Besonders zu beachten sind die Masseanschlüsse der geschirmten Leitungen, die gemäß Bild 13 zu schalten sind. Die Leiterplatte vom Verstärker darf nur über *einen* Abstands-

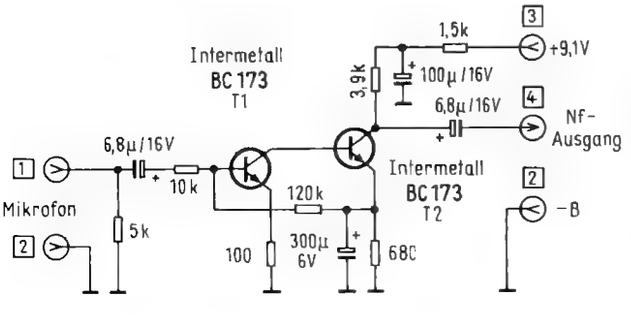


◀ **Bild 15.** Gedruckte Leiterplatte des Mikrofonvorverstärkers, Maßstab 1 : 1



• Löcher 0,8 mm Φ bohren
◉ Anschlußstift Loch-Φ 1,2 mm
◉ Befestigungsloch 2,2 mm Φ

Bild 16. Bestückungsplan der Leiterplatte des Vorverstärkers (von der Leiterseite aus gesehen)



◀ **Bild 14.** Schaltung des Mikrofonvorverstärkers

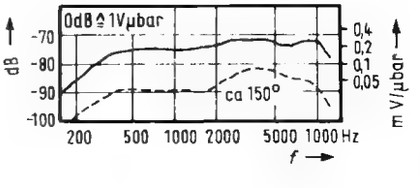


Bild 17. ▶ Frequenzgang des Holmco-Mikrofons MN 734/4

bolzen an Gehäusemasse liegen, damit keine Brummstörungen entstehen.

5 Selektivrufeinrichtung für die Mobilstation

Der Selektivruf bietet vor allem bei Mobilbetrieb große Vorteile. Man muß dann nicht die über den Kanal bzw. die Relaisstation geführten Gespräche hören und wird daher vom Verkehrsgeschehen nicht abgelenkt. Wie die beschriebene Besprechungsstelle ist auch der Selektivrufzusatz (ohne eingebauten Lautsprecher) für die Mobilstation zu schalten. Die Bausteine mit den Bedienungsorganen kommen in ein flaches Gehäuse, dessen Bedienseite noch zusätzlich eine Anschlußbuchse für ein Faustmikrofon enthält. Auch hier baut man im Sprechfunkgerät für den Anschluß des Zusatzes die 7polige Buchse ein. Es bleibt dem Amateur überlassen, das Selektivrufteil zu vereinfachen, u. a. auf den Tonrufgeber, Mikrofonverstärker, den Auswerterschalter und die Tonbandbuchse zu verzichten, zumal wenn im Gerät schon ein 1750-Hz-Ruftongenerator zum Auftasten der Relaisstationen eingebaut ist.

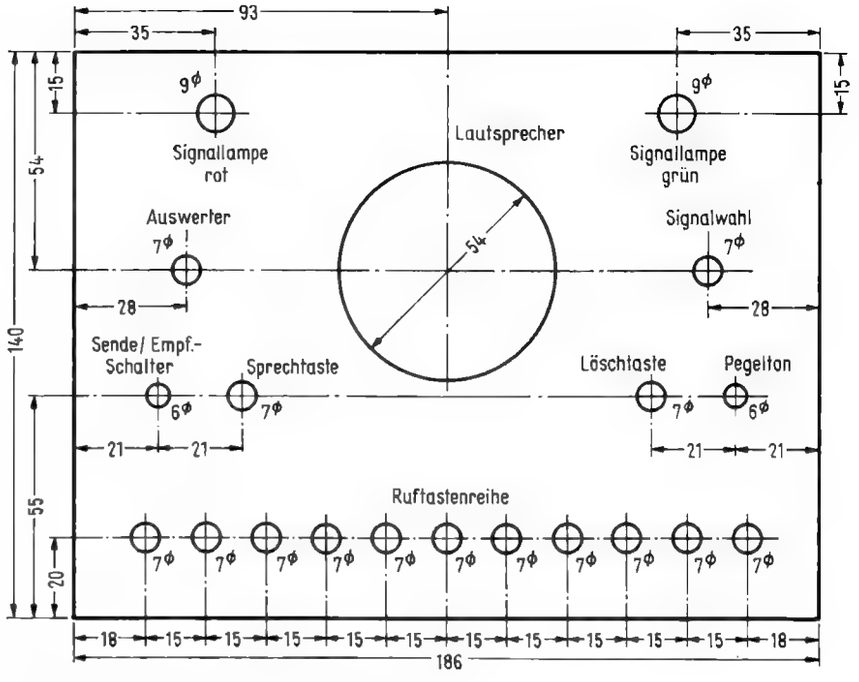


Bild 18. Bohrplan der Frontplatte des Pultgehäuses

6 Abgleich von Tongeber und Auswerter

Der Tonrufgeber muß auf die elf Ruffrequenzen und der Auswerter auf die Frequenzen der zugeteilten Rufnummer abgeglichen werden. Der Autor verwendete den Heathkit-Tongenerator IG-18, der sich durch seine dekadische Einstellung leicht auf die gewünschten Tonfrequenzen abstimmen läßt. Sein Ausgangssignal und das vom Tongeber werden über Entkopplungswiderstände den Phonobuchsen eines Radioempfängers zugeführt. Mit dem Trimmwiderstand R 2 wird jedes Netzwerk auf Schwebungsnull abgeglichen. Man kann zur Justierung auch einen Oszillografen als Indikator benützen. Das frequenzbestimmende Signal ist dem Vertikal- und das abzugleichende Tonsignal dem Horizontaleingang zuzuführen. Stimmen beide Frequenzen überein, dann entsteht ein Vollkreis. Hat man einen digitalen Frequenzmesser zur Verfügung, dann ist der Abgleich sehr einfach und geschieht nach dessen Anzeige.

Für die Abstimmung der Tonauswerterkreise kann man entweder das Signal vom Tongenerator oder vom bereits abgeglichenen Tongeber verwenden. Das Tonsignal wird am Auswertereingang mit einem möglichst niedrigen Pegel eingespeist, damit keine Übersteuerung (Begrenzung) bei den Eingangsstufen T 1 und T 2 stattfindet, da sonst kein Abgleich auf Maximum möglich ist. An den abzugleichenden Tonkreis legt man ein hochohmiges Nf-Voltmeter oder einen Oszillografen, nach deren Anzeige auf Maximum abgeglichen wird. Läßt sich kein Maximum erzielen, dann dürfte die Kapazität des Kreiskondensators zu groß oder zu klein sein.

Sorgfältig ist die Einstellung der Ansprechempfindlichkeit beim Auswerter mit den Trimmpotentiometern P 1 und P 2 vorzunehmen. Man muß auch hier darauf achten, daß ankommende Tonrufe die Transistoren T 1, T 2 nicht übersteuern, da sonst der Auswerter auch auf Anrufe benachbarter Tonkanäle, ja sogar auf Sprachsignale anspricht, was zu einer Fehlauswertung führt. Das Relais schaltet bereits – je nach Tonfrequenz (durch die unterschiedlichen Kreisgüten) bei Eingangsspannungen von 3 mV bis 15 mV. Die Einstellung der Auswerterempfindlichkeit geschieht am besten mit einer Gegenstation, die Dauersignale von den Anruftonfrequenzen mit dem beim Amateurfunk gebräuchlichen Spitzenhub von 5 kHz ausstrahlt. Die Potentiometer P 1 und P 2 werden dann soweit aufgedreht, daß das Relais sicher anspricht.

Nun braucht man nur noch den Ausgangspegel vom Tongeber mit dem Trimmpotentiometer einzustellen. Ein Nf-Voltmeter ist an den Ausgang des Modulationsverstärkers im Sender anzuschließen. Das Potentiometer wird so weit aufgedreht, daß gerade die Begrenzung einsetzt, also die angezeigte Spannung nicht mehr weiter ansteigt. Alsdann sind die Pegel für Mikrofonvorverstärker und Tonbandgerät mit der beiden anderen Trimmpotentiometern einzustellen.

Literatur

[1] *Giese, Werner:* Funksprechen, Möglichkeiten und Anwendungen. Verlag Berliner Union, Stuttgart.

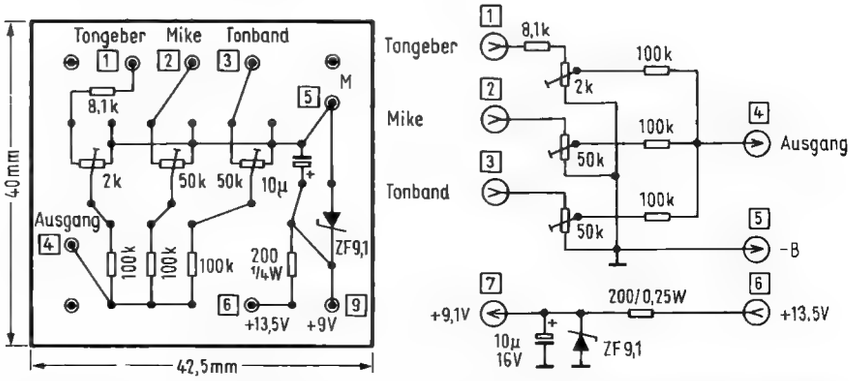


Bild 19. Schaltung der Pegeleinsteller für Tonband, Mikrofon und Tongeber sowie der 9,1-V-Spannungsstabilisierung nebst Bestückungsplan der Veroboard-Platte

Ulrich L. Rohde DJ 2 LR · Klaus H. Eichel DC 6 HY

Stand der Technik bei Amateurfunkgeräten im Kurzwellengebiet

1. Teil

In FUNKSCHAU 1972, Heft 7, Seite 205, und Heft 8, Seite 279, wurden einige Gedanken zum Stand im UKW-Empfangs- und Sendetechnik-Gebiet aufgezeigt. Zweck des nachstehenden Aufsatzes ist es, entsprechende Überlegungen auch für den Kurzwellenbereich anzustellen und neue Anregungen zu geben. Dabei werden sowohl Sende- wie auch Empfangsschaltungen diskutiert.

Ein Blick in die Kataloge der Importeure von Amateurfunkgeräten zeigt, daß nahezu alle Typen noch mit Röhren bestückt sind, und (soweit für den Amateur erschwinglich) nur in seltenen Fällen eine Teiltransistorisierung vorgenommen wurde, dies jedoch an meist nur unkritischen Stellen, wie dem VFO, dem Nf-Verstärker oder vergleichsweise harmlosen Baugruppen. Einige Firmen haben zwar den Versuch unternommen, Transistorempfänger zu entwickeln, aber ihnen haftet der zum Teil begründete Mangel an, nur für den eingeschränkten Amateurbetrieb geeignet zu sein, weil diese Empfänger größere Eingangsspannungen, wie sie in den Abendstunden an einer langen Antenne auftreten, nicht mehr ausreichend linear verarbeiten können.

Die Sender solcher Amateurfunkgeräte, welche üblicherweise 100 W Ausgangsleistung besitzen, sind noch vergleichsweise hausbacken, und hier haben wohl die noch relativ hohen Kosten von Sendetransistoren eine industrielle Anwendung für den Amateurfunk ausgeschlossen.

Ziel der vorliegenden Zusammenfassung soll sein, den wenigen Funkamateuren Anregungen zu geben, die noch bereit sind, ihre Stationen selber zu bauen und nicht den bequemeren Fertigkauf vorziehen. Mit fertigen Geräten sind sie dann bezüglich bestimmter Eigenschaften unzufrieden. Diese Zeilen wollen helfen, sich einen Transistorsender, einen Transistorempfänger und gar einen Transistortransceiver selber zu bauen, welcher durchaus mit kommerziellen Geräten verglichen werden kann.

Selbst wenn der Vorwurf gegen die Verfasser erhoben werden könnte, daß die hier verwendeten Bauteile zum Teil sehr kostspielig sind, sollte man jedoch daran denken, daß man für eine komplette Amateurfunkstation, wenn auch dann ohne zusätzliche Arbeit 2000 DM ausgeben muß und sich damit erst an der unteren Kante des breiten Angebotes befindet.

Empfangstechnik

Es hat nicht an Versuchen gefehlt, großsignalfeste und treffsichere Kurzwellenempfänger zu bauen. Noch vor 15 Jahren waren die erreichbaren Daten vorzugsweise von der Länge der Kennlinie der verwendeten Elektronenröhre, der Qualität des Mischers und ähnlichen Dingen in weit höherem Maße als heute abhängig, da die eigentliche Selektion, die das Auftreten unerwünschter Mischprodukte verhindert, erst in der letzten Zf-Stufe eingesetzt wurde. Die große Zahl der Hf-Verstärker- und Mischstufen bis zur eigentlichen Selektion verringerte den verfügbaren Dynamikbereich des Empfängers und hatte gerade bei Mehrfachsupern neben vielen möglichen Pfeifstellen den bekannten Nachteil der Anfälligkeit für Kreuzmodulationseffekte.

Genauso verwerflich sind aus heutiger Sicht Konzepte, bei denen eine erste variable Zwischenfrequenz verwendet wird, die man auch noch zwischen 5 und 10 MHz legt; hier treten dann sehr starke Zf-Durchschläge auf, da bei Verwendung langer Antennen dem Empfänger Spannungen zugeführt werden, die jenseits der Möglichkeiten der Vorselektion liegen. Dann ist es kaum mehr zu unterscheiden, ob es sich um eine gewollte Empfangsfrequenz oder um eine Nebenempfangsstelle handelt.

Seit es möglich ist, hochfrequente Quarzfilter herzustellen, ist das sogenannte *Racal-Prinzip*, bei dem eine erste hochliegende Zf verwendet wird, vermehrt interessant geworden. Leider hat dieses Prinzip nur wenig Eingang in den Amateurfunk gefunden, während die professionellen Empfängerentwickler nahezu ausschließlich davon Gebrauch machen.

Bild 1a zeigt das übliche Verfahren mit einer Zf. Dieses Verfahren ist nur dort anzuwenden, wo keine lückenlose Überdeckung des gesamten Kurzwellenbereichs verlangt wird.

In Bild 1b ist eine Anordnung mit zwei Zwischenfrequenzen zu erkennen, bei welcher eine erste hochliegende Zf und eine zweite tiefliegende Zf verwendet werden.

Die Größe der zweiten Zf hängt von mehreren Gesichtspunkten ab. Die eigentliche Hauptselektion wird man auf der zweiten Zf schon deswegen vornehmen müssen, weil sich oberhalb 30 MHz nur Quarzfilter herstellen lassen, die eine minimale Bandbreite von ± 3 kHz besitzen, wenn diese noch halbwegs erschwinglich sein sollen.

Ob man als zweite Zf 10,7 (oder 9) MHz oder 455 (oder 200) kHz vorsieht, hängt von der benötigten Verstärkung, der benötigten Selektion und von Systemüberlegungen ab, falls z. B. Zusatzgeräte vorhanden sind, bei denen die Zwischenfrequenz schon vorgegeben ist und diese mit dem eigentlichen Empfänger harmonieren müssen. Für Amateurzwecke bietet sich eine Zwischenfrequenz von 9 MHz an; hier gibt es die

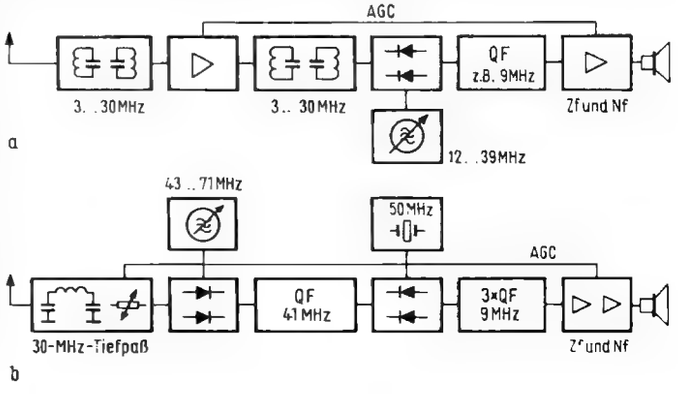


Bild 1. a = Blockschaltbild eines Empfängers mit einer im Kurzwellenbereich liegenden Zwischenfrequenz. Dieses System ist nur bei Frequenzbandempfängern anwendbar. b = Blockschaltbild eines Kurzwellenempfängers mit einer 1. hochliegenden Zwischenfrequenz und einer 2. im Empfangsbereich liegenden Zwischenfrequenz

für den Amateur interessanten Quarzfilter zu günstigen Preisen.

Wenn man auch bei einer hochliegenden Zf ein Spulenfilter einbauen könnte – die Spiegelselektion würde ja dann im Bereich zwischen 40 und 100 MHz liegen – hat man jedoch nach wie vor das Problem, daß der zweiten Mischstufe ein relativ breites Band von verschiedenen Frequenzen zugeführt wird, so daß die Anforderung an die zweite Mischstufe nach wie vor extrem hoch ist. Eine japanische Firma[1]) hat uns Quarzfilter der Mittenfrequenz 41 MHz und 49 MHz und mit einer Bandbreite ± 3,5 kHz angefertigt, welche einen Shapefaktor S von 2 besitzen und am Ein- und Ausgang einen Wellenwiderstand von 60 Ω haben. Der Preis dieser Quarzfilter liegt in der gleichen Größenordnung wie die üblichen 9-MHz-Quarzfilter von KVG.

Geht man davon aus, daß mit Ausnahme des 40-m-Bandes, in dem in den Abendstunden einige sehr starke Rundfunksender arbeiten, die Signalfeldstärken am Eingang des Empfängers sich kaum über 20 mV EMK bewegen, ist mit hoher Wahrscheinlichkeit auszuschließen, daß dieses Quarzfilter auf der ersten Zf noch unerwünschte starke Signale solcher Amplituden durchläßt, daß die zweite Mischstufe gefährdet wird. Wenn also das Nutzsignal in der Mitte des Durchlaßbereichs des ersten Quarzfilters liegt, wird bereits bei Signalen um S 9 die Pin-Dioden-Regelung am Eingang wirksam werden, so daß auch in der Nähe liegende Signale stark abgeschwächt werden. Durch diese Maßnahme wird ebenfalls eine Übersteuerung der zweiten Mischstufe sicher vermieden.

Wenn auch bei Funkamateuren noch sehr häufig die falsche Meinung vertreten ist, daß die Empfindlichkeit eines Empfängers, d. h. seine Rauschzahl, ein wesentliches Qualitätsmerkmal ist, so sollte doch noch einmal wegen der hohen Antennenrauschtemperatur darauf hingewiesen werden, daß es unsinnig ist, auch bei den höheren Bändern Kurzwellenempfänger zu bauen, deren Rauschzahl kleiner als 10 dB ist. Von diesen Überlegungen ausgehend läßt sich das in Bild 1b gezeigte Empfängerkonzept sinnvoll vertreten.

Hier gelangt das Antennensignal über fünf schaltbare Bandpässe oder Tiefpässe auf einen Gegentaktfeldeffektmischer. Aufgabe der Pässe ist es in erster Linie, die Spiegelselektion zu verbessern und die Oszillator-Störspannung klein zu halten sowie einfache Mischprodukte zu verringern.

Die *Tabelle 1* zeigt das gemessene Intermodulationsverhalten dieser Mischstufe. Sie besitzt eine Verstärkung von 15 dB und eine Rauschzahl von 6 (8 dB). *Bild 2* zeigt eine solche Mischstufe.

Betrachtet man die gefundenen Werte und die Intermodulationsverzerrungen, so erkennt man sehr schnell, daß diese sogenannte lineare Mischstufe bereits den meisten der bekannten Vorstufen überlegen ist. Dies gilt auch für Röhrenverstärker. Es ist nützlich, die Möglichkeit zu haben, die der Antenne zugeführte Hf-Spannung zu regeln. In vielen Fällen ist sogar die Hf-Vorstufe nur ein notwendiges Übel, um eine Verstärkungsregelung zu ermöglichen.

Die modernen Pin-Dioden, deren Anwendungsgrenzfrequenz bis unter 2 MHz gesenkt werden konnte, bieten ein elegantes Verfahren, eine elektrisch steuerbare Eichleitung in die Antennenleitung zu bringen. Sie tragen, wie die Meßwerte in *Tabelle 2* erkennen lassen, nicht wesentlich zu den Intermodulationsverzerrungen und Kreuzmodulationsprodukten bei.

Bild 3 zeigt einen solchen Pin-Diodenregler, der zum Erreichen eines nahezu konstanten Eingangswiderstandes mit fünf Pin-Dioden HP 3081 ausgestattet ist. Der erforderliche Gleichstrom-Regelverstärker benützt Transistoren des Typs 2 N 2222, um die geforderten Ströme steuern zu können. Je nach Aufbau ist diese Schaltung selbst im UKW-Bereich verwendbar.

Der in Gegentaktanordnung ausgeführten Feldeffektmischstufe folgt das

Tabelle 1

(0 dB = 2 × 500 mV EMK)

Ui	d_3
– 80 dB	> 85 dB
– 70 dB	> 85 dB
– 60 dB	> 85 dB
– 50 dB	> 85 dB
– 40 dB	> 85 dB
– 30 dB	> 70 dB
– 25 dB	> 70 dB
– 20 dB	> 70 dB ≙ 50 mV
– 15 dB	68 dB ≙ 88 mV
– 10 dB	41 dB ≙ 158 mV
– 5 dB	31 dB
0 dB	31 dB

Tabelle 2

Meßspannung 2 × 200 mV EMK

Regelung dB	JM d_3 dB	JM d_2 dB
0	92	90
5	75	82
10	76	81
15	80	83
20	84	80
25	95	> 78
30	> 90	.
35	> 90	. nicht
40	. nicht meßbar	meßbar .

[1]) Toyo Communication Equipment Co. Ltd., Tokio.

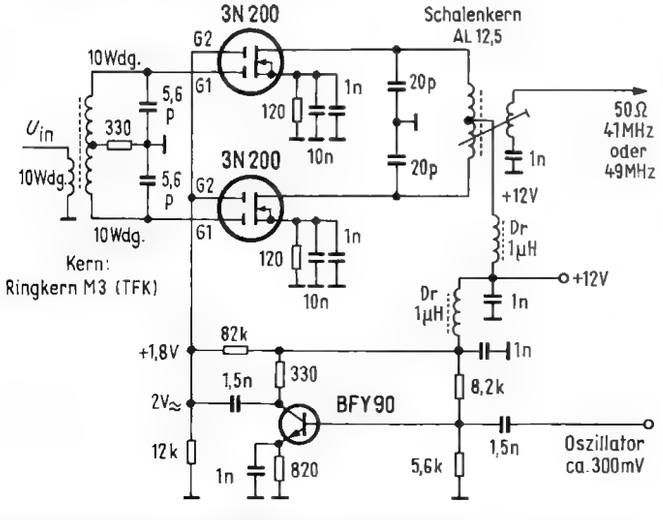


Bild 2. Schaltung einer Feldeffekt-Gegentaktmischstufe mit zwei Transistoren 3 N 200 mit extrem großem Dynamikbereich (siehe Tabelle 1)

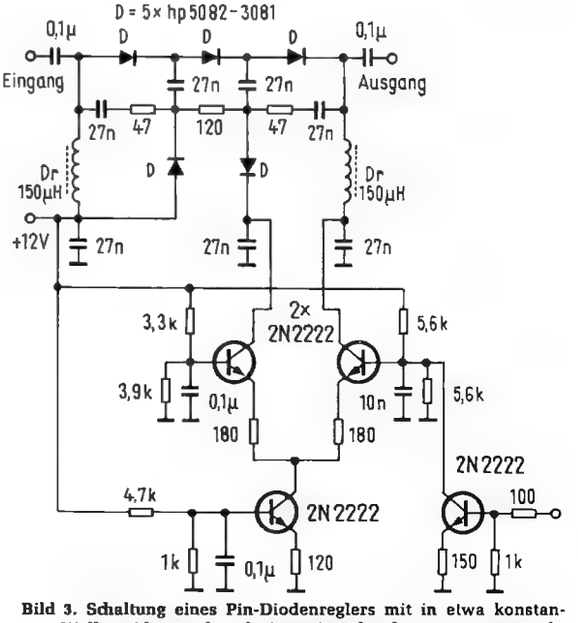


Bild 3. Schaltung eines Pin-Diodenreglers mit in etwa konstantem Wellenwiderstand und einem Regelumfang von etwa 50 dB mit dessen Gleichstromverstärker

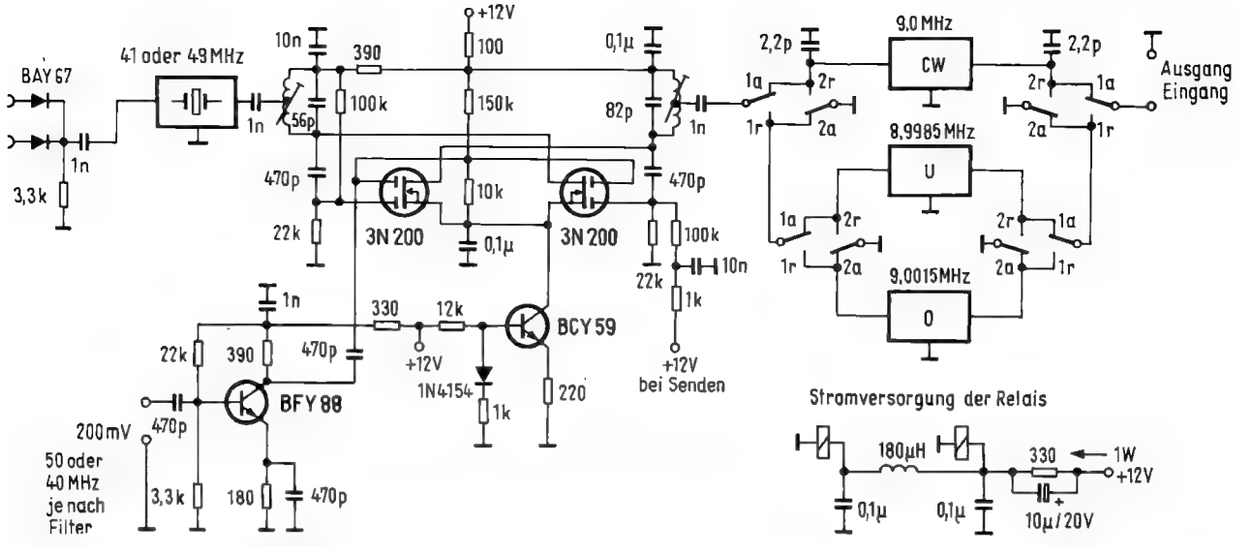


Bild 4. Schaltung der 2. Mischstufe, die in beiden Richtungen betrieben werden kann, mit allen benötigten Quarzfiltern

41-MHz-Quarzfilter, dessen Ausgangsfrequenz unmittelbar in einer weiteren FET-Mischstufe auf 9 MHz umgesetzt wird. *Bild 4* zeigt die Anordnung des ersten Quarzfilters mit zwei umschaltbaren Mischstufen und den nachfolgenden 9-MHz-Quarzfiltern, wobei eine Anordnung gewählt wurde, daß sie durch Umschalten zwischen zwei Punkten (Anlegen einer Gleichspannung) sowohl vorwärts als auch rückwärts betrieben werden kann. Das ist für Transceiver sehr interessant.

Der Vorteil der Gegentaktmischstufe am Eingang liegt vor allen Dingen in der Unterdrückung bestimmter Mischprodukte; eine solche aufwendige Schaltung kann man sich infolge der durch das Quarzfilter gegebenen Vorselektion angenehmerweise sparen. Die Dimensionierung eines Zf-Verstärkers dürfte dann nur noch relativ unkompliziert sein; hier sei auf den Bericht in der FUNKSCHAU 1972, Heft 2, Seite 45, verwiesen.

Die erste hochliegende Zwischenfrequenz von 41 MHz macht es notwendig, daß zur Überstreichung des gesamten Hf-Bereiches die Oszillatorfrequenz zwischen 41 und 71 MHz liegt. Selbst wenn es bei einem Amateurfunkgerät nicht notwendig wäre, die erste Zwischenfrequenz oberhalb 30 MHz zu legen, läßt sich damit jedoch die Frage der Spiegelselektion und unerwünschter Mischprodukte nicht so elegant lösen wie es bei dem Verfahren der hochliegenden Zwischenfrequenz möglich ist, so daß – unbeschadet dieser speziellen Anwendung – die erste hochliegende Zwischenfrequenz den Vorzug verdient.

Nachdem gezeigt wurde, daß es ohne hohen Aufwand möglich ist, frequenzstabile Oszillatoren bei 135 MHz aufzubauen, ist es nur logisch, daß sich auch zwischen 40 und 70 MHz stabile Oszillatoren aufbauen lassen.

Einige amerikanische Firmen haben bekanntlich damit begonnen, in ihre Transceiver Frequenzzähler einzubauen, mit Hilfe derer die Betriebsfrequenz angezeigt wird. Um allen Schwierigkeiten der mechanischen Probleme aus dem Wege zu gehen, einen frequenzlinearen Drehkondensator zu beschaffen, ist es ein zweifellos elegantes Verfahren, den Oszillator in seiner Frequenz auszuzählen und anzuzeigen. Die Genauigkeit dieser Anzeige hängt bei Verwendung eines einzigen Oszillators nur von der Genauigkeit des Quarznormals im Zähler ab.

Von den Verfassern wurde eine Schaltung erdacht, welche mit einem Materialaufwand von 35 DM die Möglichkeit gibt, die angezeigte Frequenz mit der Genauigkeit des verwendeten Quarzoszillators zu rasten, d. h. dafür zu sorgen, daß eine Frequenzregelschleife die einmal eingestellte Frequenz genauso langzeitstabil macht wie die Quarzfrequenz. Diese Frequenzanbindeschaltung soll im folgenden beschrieben werden.

Bild 5 zeigt das Prinzipschaltbild eines Frequenzzählers mit einer Auflösung von 100 Hz, der zwischen Torschaltung und der ersten angezeigten Dekade einen 16 : 1-Teiler enthält. Dieser verhindert mit einer Wahrscheinlichkeit von 1 : 15, daß man den Torfehler als lästiges Springen der letzten Ziffer beobachtet. Daher ist auch erforderlich, in der Teilerkette der Zählersteuerung einen 16 : 1-Teiler zu verwenden.

Der Eingang der DAFC (Digital Automatic Frequency Control = digitale Frequenzregelschleife) wird an die nicht angezeigte Stelle angeschlossen. Da diese Stelle nicht angezeigt wird, ist es auch nicht nötig, sie dekadisch zu organisieren; man kann sie also rein binär aufbauen (Teiler : 16). Wichtig ist jedoch, eine Teileranordnung zu wählen, bei der die Ausgänge der einzelnen Flipflops zugänglich sind.

Die DAFC enthält einen Speicher für das Zählerergebnis (SN 7475) und einen 4-Bit-Komparator (SN 7485), der die Ziffern am Ein- und Ausgang des Speichers miteinander vergleicht. Wird der Befehl zur Frequenzrasterung gegeben, wird die in dem Moment anstehende Ziffer im Speicher festgehalten und fortan mit der jeweils neuen Ziffer am Eingang des Speichers verglichen. Verändert also der

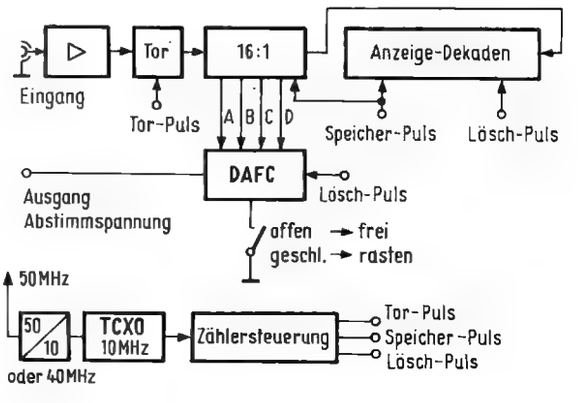


Bild 5. Prinzipschaltbild des verwendeten Frequenzzählers und seiner digitalen Frequenzrasteinrichtung

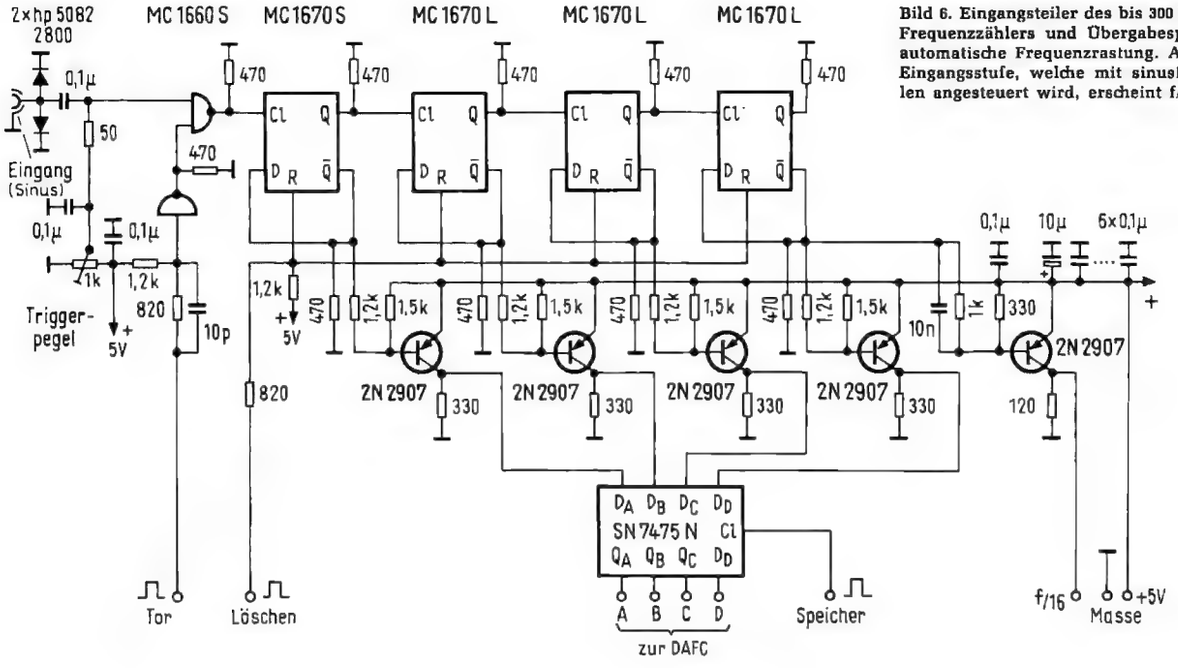


Bild 6. Eingangsteiler des bis 300 MHz geeigneten Frequenzzählers und Übergabespeichers für die automatische Frequenzrastung. Am Ausgang der Eingangsstufe, welche mit sinusförmigen Signalen angesteuert wird, erscheint f/16

Oszillator seine Frequenz, so ändert sich die Zahl am Eingang des Speichers und Komparators gegenüber dem festgehaltenen Sollwert; Ist- und Sollwert weichen also voneinander ab. Der Komparator besitzt zwei Ausgänge, die benutzt werden. Der eine Ausgang gibt ein Signal ab, wenn der Ist-Wert größer als der Soll-Wert geworden ist; am anderen Ausgang findet man ein Signal für den umgekehrten Fall.

Diese beiden Ausgänge werden jeweils einem Stromschalter zugeführt und verändern die Spannung in einem Speicherkondensator derart, daß diese Spannung in einem Fall vergrößert und im andern Fall verringert wird. Führt man diese Ausgangsspannung über eine geeignete Siebschaltung (Abstimmdiode) einem Oszillator zu, ist der Regelkreis vollständig.

Diese Schaltung ist ohne weiteres nicht brauchbar für den Fall, daß als Sollwert entweder die Ziffer 15 oder die Ziffer 0 gespeichert wurde. Für den Fall, daß die Ziffer 15 als Sollwert gespeichert wurde und der Oszillator seine Frequenz infolge Driften erhöht, so erscheint als nächster Wert die Ziffer 0 am Eingang des Speichers. Die Anzeige der 100-Hz-Stelle erhöht sich um eine Ziffer. Der Komparator sieht jedoch die Ziffer 0 und stellt fest, daß der Ist-Wert kleiner als der Soll-Wert ist, was der Wirklichkeit genau widerspricht; er gibt als Befehl daher: Ist < Soll ab.

Nun wird der Oszillator durch die Regelschaltung noch weiter nach oben gezogen; der Regelkreis ist also in dem Fall, daß als Soll-Wert die Ziffer 15 angenommen wird, instabil. Das gleiche gilt entsprechend für die Ziffer 0 des Soll-Werts. Man kann durch eine Zusatzschaltung diesen Fehler beheben. Man teilt alle möglichen Zahlen für den Soll-Wert in drei Gruppen ein, nämlich:

a) kleine Zahlen: 0 bis 3
b) mittlere Zahlen: 4 bis 11
c) große Zahlen: 12 bis 15

und alle möglichen Zahlen für den Ist-Wert in zwei Gruppen:

d) kleine Zahlen: 0 bis 7
e) große Zahlen: 8 bis 15

Für den Fall a), e), d. h. der Soll-Wert ist eine kleine Zahl und der Ist-Wert ist eine große Zahl, und für den Fall c), d), d. h. Soll-Wert = große Zahl und Ist-Wert = kleine Zahl, vertauscht man die beiden Leitungen zwischen Ausgang des Komparators und Eingang der Stromschalter. In allen anderen Fällen läßt man sie direkt geschaltet.

Betrachten wir jetzt wieder den Fall, daß im Speicher als Soll-Wert die Ziffer 15 steht und daß der Oszillator durch Driften seine Frequenz erhöht, so beträgt der Ist-Wert wieder 0, der Komparator gibt wieder als Ausgangssignal Ist < Soll ab, jedoch wird dieser Befehl umgedreht, da die Ziffer 15 eine große Zahl ist (Fall c) und die Ziffer 0 eine kleine Zahl (d).

Der zusätzliche Aufwand für diesen Schaltungstrick besteht aus vier Gatterbausteinen (SN 74 . . .).

Bild 6 zeigt die Eingangsschaltung der Frequenzrasteinrichtung. In *Bild 7* ist ein praktisches Aufbaubeispiel zu sehen.

(Fortsetzung folgt)

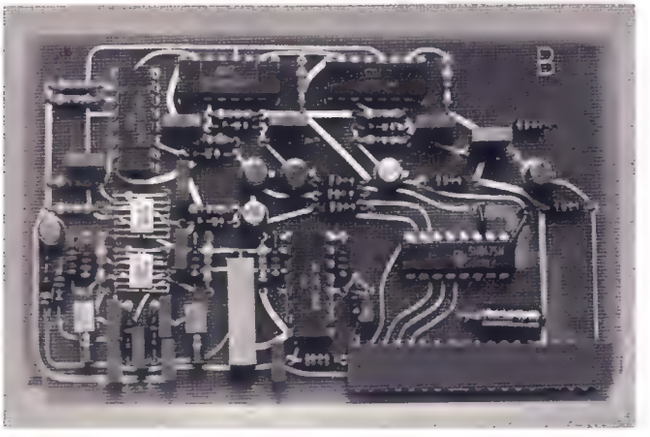


Bild 7. Eingangsstufe ähnlich Bild 6

Erwin Heuwieser

Kontaktloser Unterbrecher für Transistorzündanlage

Der Ersatz des mechanischen Unterbrechers durch eine elektronische Zündungssteuerung, den sogenannten kontaktlosen Unterbrecher, ergibt eine wesentliche Verbesserung der Zündanlage. Dieser Beitrag ergänzt den in Heft 8/1972, Seite 283, erschienenen Aufsatz über eine Transistorzündung mit dreifachdiffundierten Transistoren.

In der Schaltung *Bild 1* wird die Zündung von einem Drehverteiler mit vier Magneten über einen Feldplattengeber berührungslos gesteuert. Die wichtigsten Merkmale dieser Zündanlage sind:

1. Fortfall des mechanischen Unterbrechers,
2. Zündung wird verschleiß- und wartungsfrei,
3. prellfreie Zündungssteuerung,
4. gleichmäßige Zündimpulse,
5. Möglichkeit von Hochleistungszündungen mit großem Primärstrom,
6. Leistungserhöhung durch Vergrößerung der Stromflußzeit,
7. geringe Motorabgase durch dauernd optimal eingestellte Zündung.

Der Drehverteiler und der Feldplattengeber können zusammen mit dem Hochspannungs-Zündverteiler im Verteilergehäuse eingebaut werden.

Zündanlage mit Kontakt-Unterbrecher

Bei der Spulenzündung schaltet der Unterbrecher den Strom durch die Primärspule; die Zündspannung (etwa 20 kV) entsteht beim Abschalten des Stromes. Die hohe Strom- und Spannungsbelastung des Unterbrechers ist ein Hauptproblem der Zündung. Bedingt durch Verschmutzung und Kontaktabbrand muß die Zündung regelmäßig gewartet werden (Auswechseln des Unterbrechers, Einstellen des Zündwinkels). Mit dem hier vorgeschlagenen kontaktlosen Unterbrecher fallen diese Probleme nicht mehr an. Die Schaltung ist in einen Steuer- und in einen Leistungsteil aufgeteilt [1].

Die Schaltung

Der Zündzeitpunkt und die Zündfolge werden von einem Drehverteiler mit je einem Steuermagneten pro Zylinder bestimmt. Die Magnete sind für einen Viertakt-Vierzylindermotor um jeweils 90° und für einen Sechszylindermotor um je 60° versetzt angeordnet. Wenn der Drehverteiler läuft, dann erzeugt jeder der Magnete einen Wechselspannungsimpuls am Feldplattenfühler FP 200 L 100 (*Bild 2* und *3*). Dieser Impuls wird am Mittelabgriff II (Bild 1) abgenommen. Der Steuerimpuls verstimmt die Brückenschaltung R 1/R 2/FP 200 L 100. Der Transistor T 1 wird leitend, wenn die Impulsspannung am Abgriff II die Schaltschwelle erreicht. Damit wird über

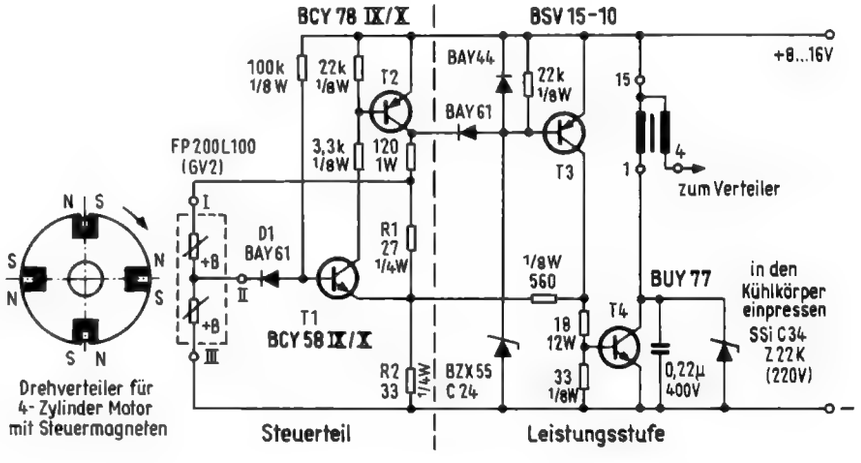
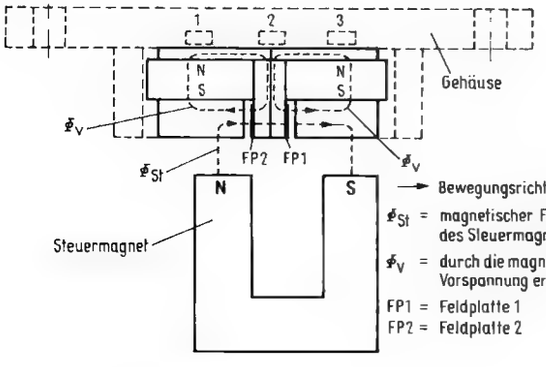


Bild 1. Schaltung des kontaktlosen Unterbrechers. Der Kühlkörper kann unter der Bestellnummer J 621-50 von Neumüller, München bezogen werden

Der Verfasser ist Mitarbeiter der Siemens AG München.



◀ Bild 2. Ansteuerung des Fühlers mit einem U-Magneten

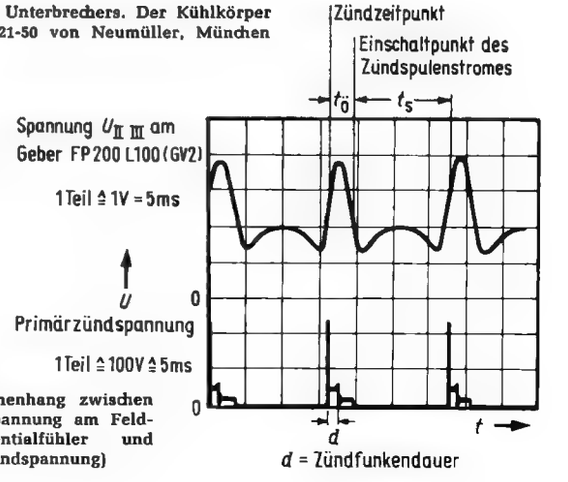


Bild 3. ▶ Ansteuerung des Fühlers mit einem U-Magneten (Zusammenhang zwischen der Steuerspannung am Feldplattendifferentialfühler und der Primärzündspannung)

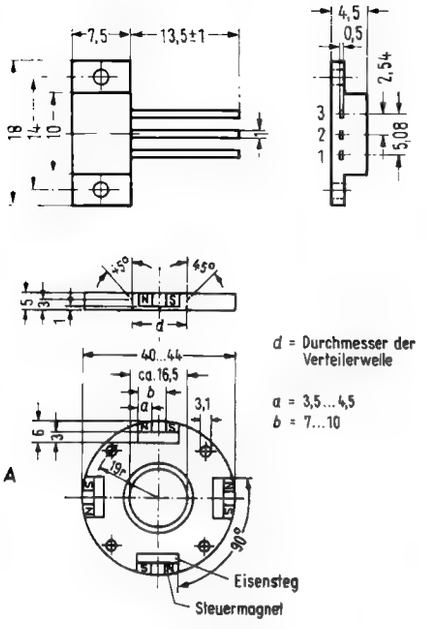
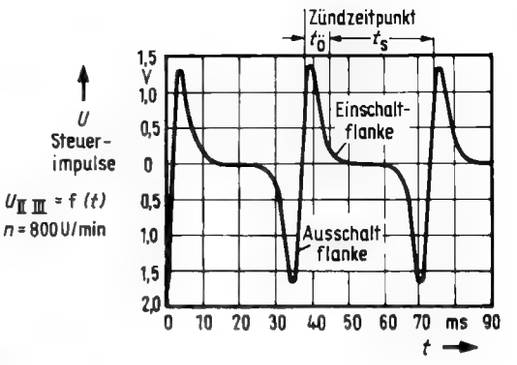
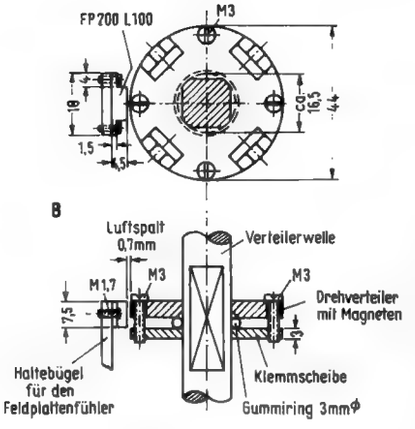


Bild 6. Drehverteiler für 4-Zylindermotore. A = Abmessungen, B = Einbau

◀ Bild 4. Feldplattendifferentialfühler FP 200 L 100 von Siemens

Bild 5. ▶ Ansteuerung des Fühlers mit Stabmagnet





T 2 und T 3 der Leistungstransistor T 4 gesperrt und der Primärstrom abgeschaltet. In diesem Moment entsteht die Hochspannung an der Zündkerze. Die Primärzündspannung (Kollektor/Emitterspannung T 4) wird mit einer Z-Diode auf 220 V begrenzt. In der Schaltung können übliche Zündspulen mit einem Übersetzungsverhältnis von ü = 1 : 100 eingesetzt werden. Der Widerstand der Zündspulenprimärwicklung sollte größer als 2,8 Ω sein, damit der Spitzenstrom auf etwa 5 A begrenzt wird. Die Diode D 1 kompensiert den Temperaturkoeffizienten des Eingangstransistors T 1. Die kontaktlose Zündung ist auch bei fast völlig entladener Batterie betriebsbereit.

Feldplattenfühler FP 200 L 100

Dieser Feldplattenfühler *(Bild 4)* von Siemens besteht aus zwei zusammengeschalteten „vorgespannten Feldplatten" mit gleichem ohmschen Widerstand. Durch Hintereinanderschalten zweier gleicher Elemente und mit Mittelabgriff der Signalspannung wird die große Temperaturabhängigkeit der einzelnen Feldplatten mit ausreichender Genauigkeit kompensiert. Die Gleichspannung am Punkt II bleibt temperaturstabil. Wird ein Magnet in ausreichend kleinem Abstand am Feldplattengeber vorbeigeführt, wird das wirksame Magnetfeld durch die eine Feldplatte geschwächt und das Magnetfeld durch die zweite Feldplatte verstärkt. Am Mittelabgriff wird ein sinusförmiger Steuerimpuls abgenommen, wenn mit Stabmagneten gearbeitet wird *(Bild 5)*. Der Zündstrom wird mit der anfänglich flachen Signalflanke eingeschaltet und mit der steilen Wendeflanke abgeschaltet. Die erforderliche Winkelgenauigkeit von ± 0,5 Grad kann nur mit der steilen Wendeflanke des Steuerimpulses erreicht werden. Die Einschaltzeit des Zündstromes wird wesentlich genauer definiert, wenn die Feldplatte mit U-Magneten angesteuert wird (Bild 3).

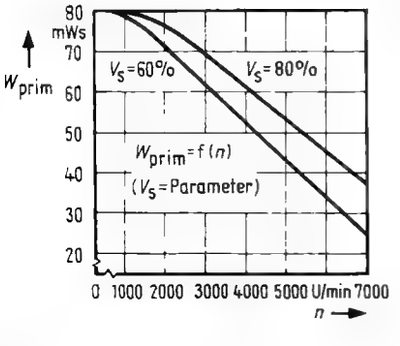
Drehverteiler

Bild 6 zeigt einen Drehverteiler mit vier U-Magneten für einen Vierzylindermotor. Die U-Magneten sind mit zwei durch einen Steg verbundene Stabmagnete nachgebildet. Es können runde oder eckige Stabmagnete verwendet werden. Das Material für die Scheibe muß antimagnetisch sein, sehr gut eignet sich Aluminium. Der Drehverteiler wird auf die Welle des Zündverteilers aufgeschoben und dort mittels eines Dichtungsringes und einer Klemmscheibe befestigt. Es wird ein Dichtungsring aus temperaturfesten (– 40 °C bis + 120 °C) und ölfestem Material verwendet. Diese Konstruktion kann für Verteiler mit verschiedenen Wellendurchmessern sehr einfach durch Verändern der Innenbohrung und Wahl eines anderen Dichtungsringes angepaßt werden. Der mechanische Unterbrecher wird ausgebaut, seine Stelle nimmt ein kleiner Flansch mit dem Feldplattenfühler FP 200 L 100 ein. Die Zündwinkelverstellung über den Drehzahl- und Lastbereich erfolgt somit wie bisher mittels Fliehkraftsteller und Druckdose.

Schließverhältnis und Zündenergie

Das Schließverhältnis gibt die Stromflußzeit in der Primärspule an.

$$V_s = \frac{t_s}{t_s + t_ü}\,100\,\% \qquad \begin{matrix} t_s = \text{Schließzeit} \\ t_ü = \text{Öffnungszeit} \end{matrix}$$



◀ Bild 7. Primärzündenergie in Abhängigkeit von der Motordrehzahl und dem Schließverhältnis (4-Takt-Vierzylindermotor). Zündspule R_{Spule} = 3,4 Ω, L_{prim} = 10 mH. Primärzündenergie: $W = \frac{1}{2} I^2_{prim} \cdot L_{prim}$. Primärstrom: $I_{prim} = \frac{U_{Batt} - U_{CE\,Rest}}{R_{Spule}} \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}\right)$. t = Stromflußzeit. $\tau = \frac{L_{prim}}{R_{prim}}$

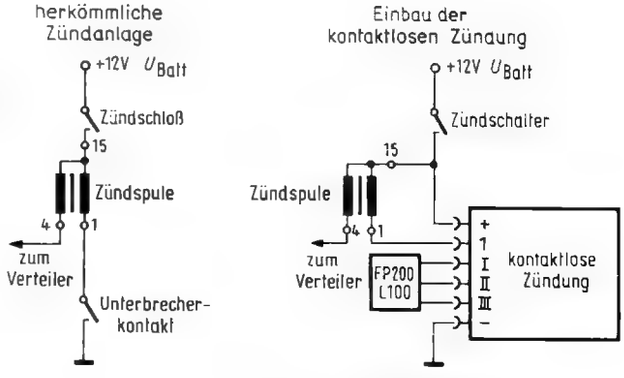
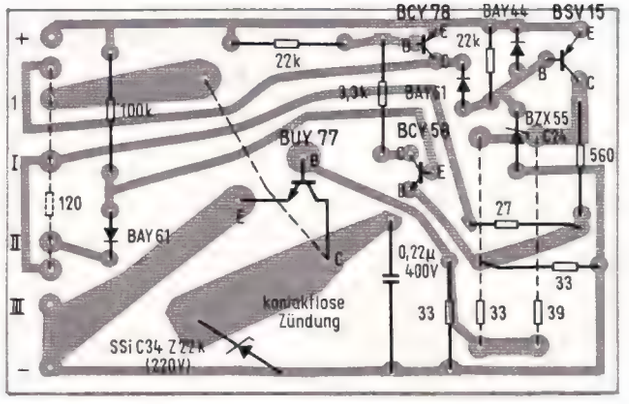


Bild 8. Anschlußplan der kontaktlosen Transistorzündung



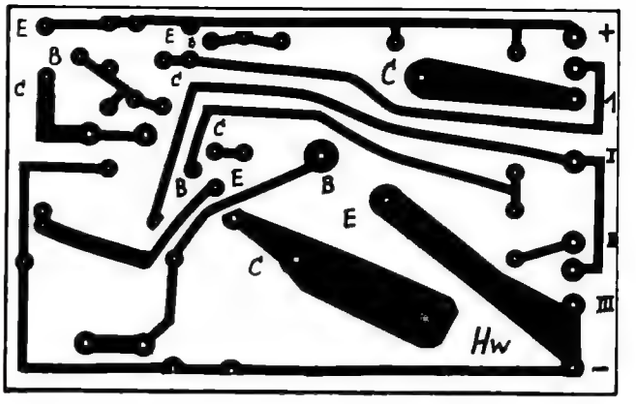


Bild 9. Platine mit Bestückung (Maßstab 1 : 1)

Mit dem mechanischen Unterbrecher ist ein Schließverhältnis von etwa 60 % üblich. Größere Einschaltzeiten sind wegen dem damit verbundenen kleineren Kontaktabstand schädlich für den Unterbrecher. Das Schließverhältnis kann mit dem kontaktlosen Unterbrecher wesentlich größer als bei der üblichen Zündung gewählt werden, d. h. bei gleichbleibender Zündspule steht also mit der kontaktlosen Steuerung mehr Zündenergie bei hohen Drehzahlen zur Verfügung. Damit ist die bei höherdrehenden Motoren bisher angewandte Methode der Primärstromerhöhung mit niederohmigen Zündspulen zum Teil nicht mehr notwendig. Die Öffnungszeit muß so gewählt sein, daß sich der Kondensator C 1 parallel zum Transistor BUY 77 über die Zündspule entlädt.

Der Abstand b der U-Magnete von Bild 6 bestimmt das Schließverhältnis. Durch entsprechende Anordnung der Magnete wird V_s zwischen 60 % und 80 % festgelegt *(Bild 7)*. Erfolgt die Ansteuerung der Feldplatte mit Stabmagneten könnte V_s bis auf 90 % gesteigert werden, dies ist allerdings für die Zündspule nicht mehr zulässig.

Zündzeitpunkteinstellung

Der Steuerimpuls am Feldplattenfühler FP 200 L 100 ist unabhängig von der Motordrehzahl. Die Einstellung und Kontrolle des Zündzeitpunktes kann deshalb wie bei der Unterbrecherzündung bei stillstehendem Motor durchgeführt werden. Dies ist ein wesentlicher Vorteil gegenüber einer kontaktlosen induktiv gesteuerten Zündung. Deren Steuerimpuls ist drehzahlabhängig und dadurch kann die Zündzeitpunkt-Kontrolle nur stroboskopisch bei laufender Maschine erfolgen.

Bild 8 zeigt den Einbau der kontaktlosen Zündung. In *Bild 9* ist die Platine und deren Bestückung dargestellt.

Technische Daten

Batteriespannung: 8 bis 16 V
Zündspulenwiderstand: > 2,8 Ω
Primärzündspannung: 220 V
Sekundärzündspannung: 22 kV
Feldplattenfühler: FP 200 L 100
Steuermagnet Al Ni Co 450 od. Siferrit DS 2
Luftspalt: 0,70 mm
Schließverhältnis: 60 %...80 %
zul. Umgebungstemperaturbereich: – 40 bis + 125 °C

Literatur

Wetzel, K.: Transistorzündung mit dreifachdiffundierten Transistoren. FUNKSCHAU 1972, Heft 6, Seite 283.

Christian Rockrohr

Verzerrer für elektrische Gitarren

Oft besteht für Beat-Musiker der Wunsch, aus ihrer Gitarre auch andere Klangfarben herauszuholen. Wem das Umschalten und Kombinieren der Tonabnehmer nicht ausreicht, der kann sich zur Klangformung des nachstehend beschriebenen Verzerrers bedienen, der in punkto Verzerrungen wohl keine Wünsche offen lassen dürfte.

Prinzipiell wird der sinusförmige Ton der Gitarre in anders geformte Töne umgewandelt, z. B. in Rechtecke oder Dreiecke. Bei dem beschriebenen Gerät werden Rechteckschwingungen erzeugt, welche sehr oberwellenreich sind. Anschließend wird das Signal zusätzlich durch einen variablen Teiler geteilt und dazu gemischt. Somit kann der verzerrte Ton noch variiert werden.

Die vollständige Schaltung zeigt *Bild 1*. Das Tonsignal wird über ein Tandempotentiometer P 1a und P 1b entweder dem Verzerrer zugeführt oder unverzerrt zum Ausgang geleitet. Das Tandempotentiometer wird in einen gebräuchlichen Fußregler eingebaut, indem man es mit dem sich dort befindenden Potentiometer austauscht. Somit kann

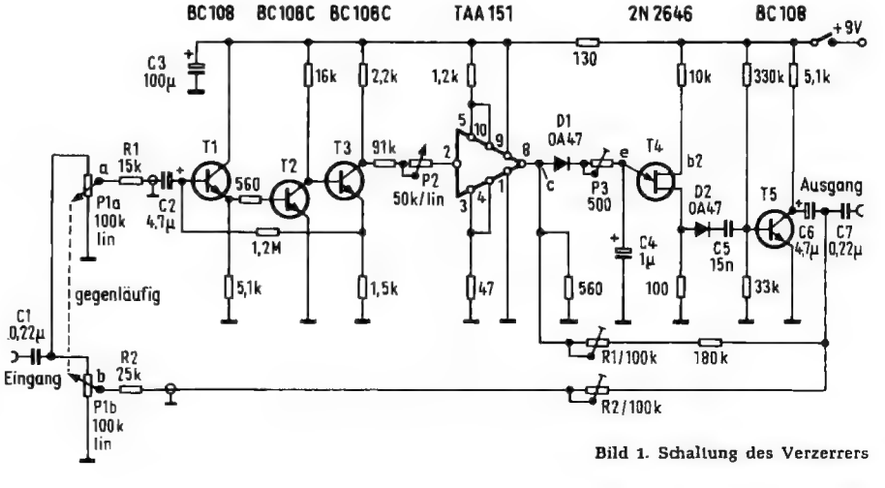
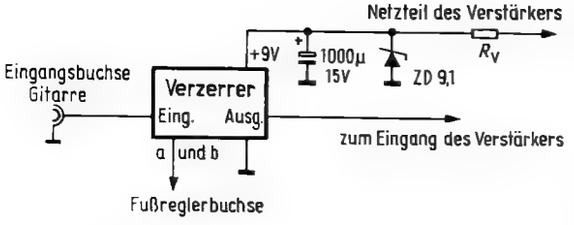


Bild 1. Schaltung des Verzerrers



◀ Bild 2. Schaltung für ein passendes Netzteil

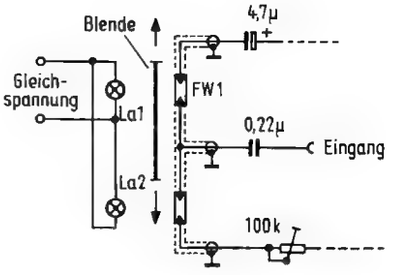


Bild 3. ▶ Variante der Schaltung nach Bild 1 mit zwei Fotowiderständen und Fußregler mit Blende

der Klang stufenlos verzerrt werden. Auf einen einfachen Schalter wurde verzichtet, da er keine Variationen zuläßt und der sich beim Einschalten ergebende Knacks doch recht stört.

Das Signal für den Verzerrer wird zunächst verstärkt und auf den für das Schalten des Schmitt-Triggers (TAA 151) erforderlichen Pegel gebracht. Den Punkt des Schaltens kann man mit P 2 regeln, so daß sich daraus die Dauer des verzerrten Tones ergibt. Am Ausgang des Schmitt-Triggers erscheinen nun Rechteckschwingungen, die zum einen über einen Pegelausgleichtrimmer R 2 direkt zum Ausgang, zum anderen über eine Diode D 1 zum Teiler geführt werden. Dieser Teiler kann sehr einfach mit einem Unijunction-Transistor ausgeführt werden.

Die ankommenden Rechteckimpulse laden den Elektrolytkondensator C 4 auf, bis der Unijunction-Transistor zündet und einen Impuls abgibt. Mit dem Potentiometer P 3 wird die Intensität des zugeführten Impulses dosiert und somit die Zeitdauer bestimmt, wann die Zündspannung des Unijunction-Transistors erreicht ist.

Die Diode D 1 verhindert ein Abfließen der Ladung von C 4. Der sich beim Teilen ergebende Verstärkungsverlust wird durch einen einstufigen Verstärker ausgeglichen. Der sich am Ausgang des Verzerrers ergebende Signalpegel ist in etwa gleich dem der normal angeschlossenen Gitarre. Er ist natürlich von der Wahl der Verstärkertransistoren abhängig. Im Interesse eines sicheren Schaltens des Schmitt-Triggers sollten im Vorverstärker für T 2 und T 3 Transistoren mit höherer Stromverstärkung verwendet werden, etwa BC 108 C o. ä. Für den Unijunction-Transistor nimmt man am besten den Typ 2 N 4871 oder 2 N 2646. Als Schmitt-Trigger eignet sich genausogut auch die IS TAA 293. Beide Typen, TAA 151 und 293, sind gleich aufgebaute Nf-Verstärker; der TAA 293 besitzt lediglich eine höhere Grenzfrequenz von 600 kHz, was bei dieser Anwendung nicht erforderlich ist.

Die fertige Schaltung kann entweder zusammen mit einer 9-V-Batterie in den Fußregler oder in den verwendeten Gitarrenverstärker eingebaut werden. Platz ist dort in den meisten Fällen vorhanden. Die Betriebsspannung wird dann zweckmäßigerweise aus dem Netzteil des Verstärkers entnommen, sie sollte etwa 9 V betragen *(Bild 2)*.

Der Widerstand R_V richtet sich nach der vorhandenen Betriebsspannung des verwendeten Verstärkers sowie nach der Stromaufnahme des Verzerrers, die etwa 10 mA beträgt. R_V berechnet sich daher aus:

$$R_V = \frac{U \text{ Netzteil [V]}}{10 \text{ [mA]}} \qquad \text{in [k}\Omega\text{]}$$

Im Verstärker wird der Anschluß zur Eingangsbuchse aufgetrennt und der Verzerrer dazwischengeschaltet. Außerdem wird an einer freien Stelle der Front- oder Rückseite des Verstärkers eine Normbuchse angeordnet, an der der Fußregler anzuschließen ist. An diese Buchse werden also die Anschlüsse a und b des Verzerrers angeschlossen. Zu beachten ist, daß das Tandempotentiometer gegenläufig zu verdrahten ist, um die gewünschte Umblendung zu erhalten!

Die Leitung zum Fußregler ist selbstverständlich abzuschirmen. Ist das Gerät fertig, so werden die Signalpegel durch eintrimmen von Trimmer 1 und 2 auf gleiches Niveau gebracht, so daß beim Betätigen des Fußreglers von Fuzz bis Normal keine Lautstärkenunterschiede auftreten.

Beim Durchdrehen von P 2 ergibt sich eine Stellung, in der der Ton sehr lange anhält. Durch Drehen in eine andere Richtung kann der verzerrte Ton abgekürzt werden bis auf das unmittelbare Anschlagen der Saiten.

Wenn man auf den Teiler verzichtet, kann die Schaltung am Punkt C bereits beendet werden. Der Sinuston wird dann lediglich in Rechtecke umgewandelt, was bereits für die meisten Zwecke ausreicht.

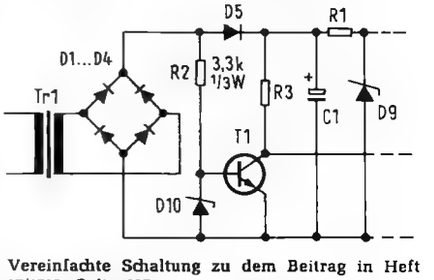
Eine andere Möglichkeit der Umblendung des Eingangssignales zeigt *Bild 3*. Hier wird mit einem Fußregler eine Blende zwischen zwei beleuchteten Fotowiderständen verschoben, so daß das Eingangssignal entweder zum Verzerrer gelangt (FW 1 beleuchtet, daher niederohmig) oder unverzerrt zum Ausgang gelangt. Wird eine Blende aus einem durchsichtigem Material verwendet, das zur Mitte hin bis zur Undurchsichtigkeit geschwärzt ist, kann auch hier die Tonausblendung stufenlos erfolgen.

Peter Schefer

Fernbedienbare Phasenanschnittsteuerung mit FET-Eingang

Zu dem in Heft 17/1972, Seite 627, veröffentlichten Beitrag möchte ich eine Bemerkung machen. Der Aufwand eines Transformators mit zwei Sekundärwicklungen erschien mir für diese Schaltung zu groß. Ich kam zu dem Schluß, daß man durch Einfügen einer Diode, eine Sekundärwicklung und einen Brückengleichrichter einsparen kann *(Bild)*.

Die Diode D 5 trennt den Gleichspannungsanteil von C 1 vom Wechselspannungsanteil an dem Brückengleichrichter D 1...D 4, ab. Dadurch wird die Basis von T 1 mit der erforderlichen pulsierenden Gleichspannung angesteuert. Der Wert für den Widerstand R 2 ist von 2,7 kΩ auf 3,3 kΩ abzuändern, da die Spannung jetzt um 5 V höher liegt.



Vereinfachte Schaltung zu dem Beitrag in Heft 17/1792, Seite 627

Alfred Hauenstein

Nf-Verstärker für 12-V-Autobatteriebetrieb

Die neuen Si-Epibasis-Transistoren der Reihe BD 433...BD 438 von Siemens können vorteilhaft in der Endstufe eisenloser Nf-Verstärker für Ausgangsleistungen bis etwa 15 W und als kräftige Treibertransistoren in Nf-Verstärkern großer Ausgangsleistungen eingesetzt werden. Sie zeichnen sich durch die einfache Montage des Kunststoffgehäuses SOT-32, durch die hohe maximal zulässige Verlustleistung von $P_{tot} = 45$ W und durch ihre große Stromverstärkung aus.

Eine mögliche Anwendung dieser Transistoren zeigt im *Bild* der eisenlose Nf-Verstärker für 12-V-Autobatteriebetrieb. An den Verstärkerausgang können zwei Lautsprecher mit einer Impedanz von je 4...8 Ω angeschlossen werden, so daß der häufig geforderte Zweit-Lautsprecheranschluß gegeben ist. Die Ausgangsleistung beträgt dann je nach Stromverstärkung der Endstufentransistoren 4...7 W *(Tabelle)*.

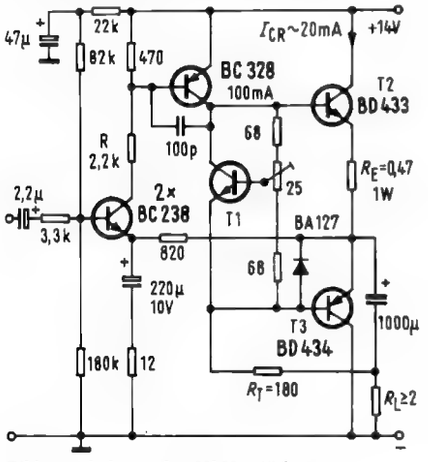


Bild 1. Schaltung des Nf-Verstärkers

Technische Daten

Betriebsspannung:	14 V (10...16 V)
Stromaufnahme ($R_L = 4\ \Omega$):	0,55 A
Nennausgangsleistung ($R_L = 4\ \Omega$, $k = 10\ \%$)	
$P_{a\ nenn}$:	5 W
($R_L = 2\ \Omega$, $k = 10\ \%$)	
$P_{a\ nenn}$:	4...7 W
Klirrfaktor bei $^1/_2\ P_{a\ nenn}$:	< 2 %
Nenneingangsspannung:	90 mV
Eingangswiderstand:	40 kΩ
Wärmewiderstand des Kühlkörpers:	
Treibertransistor:	≦ 75 K/W
je Endstufentransistor:	≦ 5 K/W

Mit geringem Aufwand konnte ferner eine Kurzschlußsicherung des Verstärkers erreicht werden. Sie besteht lediglich aus der Diode BA 127 und dem Emitterwiderstand $R_E = 0{,}47\ \Omega$. Die Kurzschlußsicherung führt zu einer Strombegrenzung des npn-Transistors T 2 bei $i_c > 2{,}5$ A über den Transistor T 1 und die Diode, die leitend wird, wenn das Basispotential von T 2 zu groß wird. Der Basisstrom des pnp-Transistors T 3 wird vom Treiberwiderstand R_T begrenzt. Ferner wird mit dem Widerstand R verhindert, daß der Treiberstrom zu groß wird.

Mit dem 25-Ω-Trimmer stellt man den Endstufenruhestrom ein, seine Temperaturkompensation erfolgt mit dem Transistor T 1, der in thermischem Kontakt mit einem Endstufentransistor stehen muß.

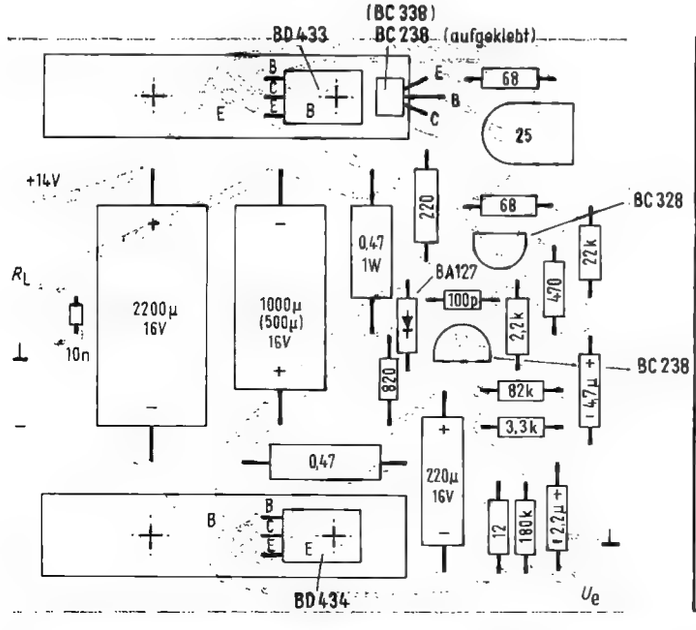
(Nach Siemens-Halbleiter-Schaltbeispiele 1972.)

Werner Müller

Einfacher Pendelempfänger

Verwendung

Der Allwellenempfänger HF 75 eignet sich wegen der Einfachheit des Aufbaus und der sicheren Funktionsfähigkeit ausgezeichnet als Bausatz *(Bild 1)*. Er arbeitet nach dem Prinzip des Superregenerativempfängers. Hierbei wird der Anstiegsflanke eines Oszillatorsignals ein hochfrequentes weiteres Signal über den Resonanzkreis L 1/C 1 zugeführt. Dieses Signal wird sehr hoch verstärkt, demoduliert und über die Siebkette C 5/R 2/C 6 dem Ausgangskondensator C 8 zugeleitet *(Bild 2)*.



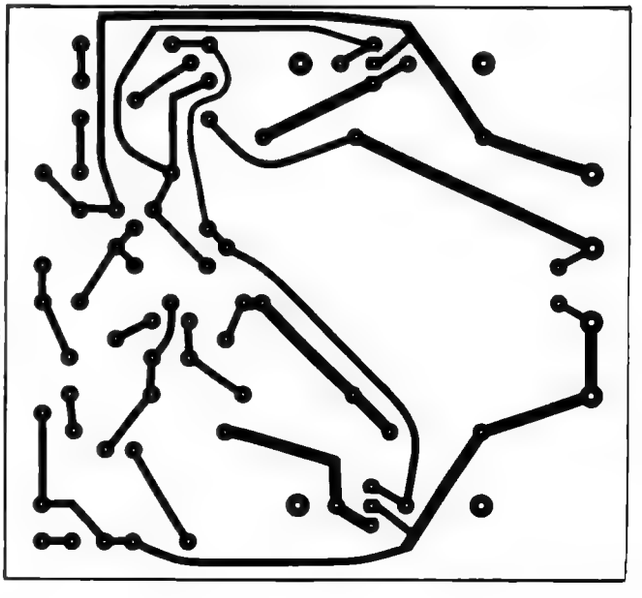
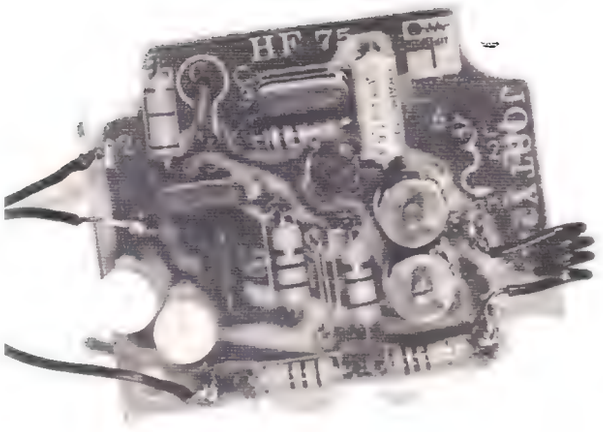


Bild 2. Platine und Bestückungsplan des 5-W-Nf-Verstärkers für 12-V-Autobetrieb



◀ Bild 1. Ansicht der Empfängerplatine

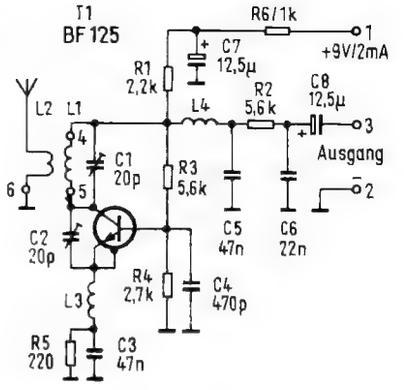


Bild 2. ▶ Schaltung des Allbereichempfängers mit technischen Daten

Der für diese Schaltung erhältliche Bausatz von Josty Kit enthält sämtliche Spulen bereits gewickelt.

Die Schaltung wird aus einer handelsüblichen 9-V-Kleinbatterie versorgt. Die Stromzufuhr erfolgt über numerierte Lötösen auf der Schaltplatine. In gleicher Weise wird das Nutzsignal einem vorhandenen Niederfrequenzverstärker, einem Tonbandgerät oder einem Hochimpedanzkopfhörer zugeführt. Die technischen Daten sind in der *Tabelle* zusammengestellt.

Es sei noch darauf hingewiesen, daß Pendelempfänger in der BRD postalisch nicht zugelassen sind, da sie eine sehr starke Störstrahlung haben.

Tabelle der technischen Daten

Empfangsbereich: 25...200 MHz
Empfangsart: superregenerativ
Ausgangsspannung: ≈ 50 mV
Kopfhörer: 50 mV

Roland Fröhlich

Preiswertes Netzblitzgerät

Besitzt man ein älteres, defektes Akku-Blitzgerät, dessen Reparatur nicht mehr lohnt, dessen Elektrolytkondensatoren aber noch intakt sind, läßt sich ein Netzblitzgerät bauen, das infolge seiner hohen Lichtleistung im Heim gut für indirekte Blitze zu verwenden ist. Beim Mustergerät wurde besonderer Wert auf eine schnelle Blitzfolge gelegt (Schnappschüsse). Im Interesse einer leichten Tragbarkeit schied ein schwerer Netz-Transformator ebenso aus wie ein kleiner, der einen zu großen Innenwiderstand hat. Die geforderte Spannung an dem Blitz-Elektrolytkondensator betrug 510 V bzw. 350 V für reduzierte Leistung. Die Netzspannung muß also verdoppelt und geteilt werden. Hierfür eignet sich ein Halbleiterschalter, der bei leerem Kondensator einen großen Strom durchläßt und der den Ladekreis unterbricht, sobald die durch die Leitzahl vorgegebene Spannung erreicht ist. Als Schalter dient der Thyristor Th *(Bild 1)*.

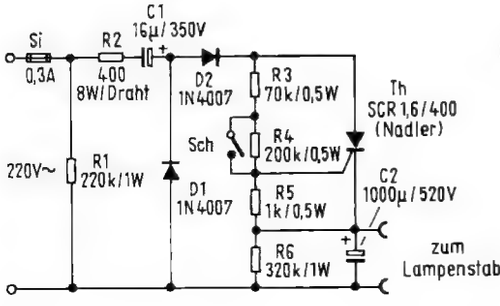
Die Schaltung arbeitet wie folgt: C 1, D 1, D 2 bilden die Spannungsverdopplungsschaltung. Ist der Blitzkondensator C 2 entladen, fällt an den Widerständen R 3 bis R 5 die volle doppelte Netzspannung (Spitze 620 V) ab, d. h. aber, daß am Widerstand R 5 die Triggerspannung überschritten wird. Der Thyristor Th ist leitend, und der fließende Ladestrom wird nur von R 2 begrenzt. Dies ergibt eine schnelle Aufladung von C 2. Mit zunehmender Spannung am Kondensator C 2 wird die Triggerspannung unterschritten, und – da die Speisespannung eine pulsierende Gleichspannung ist – der Haltestrom unterschritten, so daß der Thyristor sperrt. Hierbei sorgen der Widerstand R 5 für ein definiertes Schalten und der gesamte Spannungsteiler R 3 bis R 6 für eine genaue Einhaltung der geforderten Endspannung (Schalter Sch offen: 350 V, Sch geschlossen: 510 V).

Die gemessene Ladezeit beträgt für 350 V etwa 4 s und für 510 V rund 6,5 s.

Der Widerstand R 1 hat die Aufgabe, bei gezogenem Netzstecker und entladenem Kondensator C 2 die am Netzstecker auftretende Spannungsdifferenz $U_{C1} - U_{C2}$ = max. 200 V abzuleiten.

Beim Nachbau ist zu beachten, daß die Blitzlampe direkt mit dem Netz verbunden ist, also gut nach außen isoliert werden muß. Den Anschluß des Blitzauslösers zeigt *Bild 2*.

Als Gehäuse kann man eine umhängbare Plastikbox verwenden, die zur Kühlung mit kleinen Löchern an der Unter- und Oberseite versehen wird. Am Widerstand R 2 wird soviel Wärme frei, wie auch in der Blitzröhre in Licht verwandelt wird, z. B. 120 Ws : 15 s = 8 W. Kurzzeitig ist jedoch eine schnellere Blitzfolge möglich, wenn man danach eine längere Abkühlungspause einlegt. Die Grenzdaten der Blitzröhre sind jedoch einzuhalten.



◀ Bild 1. Schaltung des Netzgerätes

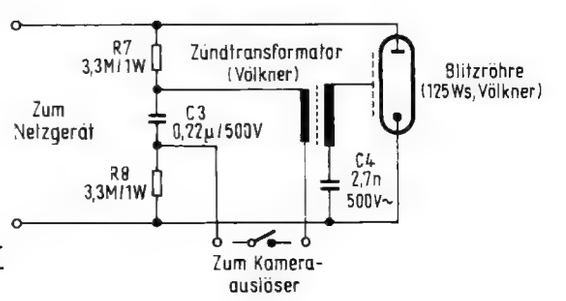


Bild 2. ▶ Lampenstab mit Blitzauslöser

Kurzschlußsicherung von Hi-Fi-Verstärkern
Verstärkerröhren mit kalter Katode
Eigenschaften von Leitlacken
Das Rauschen von Tonbändern
Zum Thema Hochhausgeschädigte

B 3108 D
1
1. Jan.-Heft 1971
DM 2.50
öS 21.-, sfr 3.–

Funkschau

Radio · Fernsehen · Elektroakustik · Elektronik

Sinus-Rechteck-Generator mit Frequenzmesser

Sinus-Rechteck-Generatoren gehören zur Grundausrüstung vieler Werkstätten und Laboratorien. Sie werden unter anderem benötigt für die Untersuchung von Verstärkern, Filtern, elektroakustischen Anlagen sowie in der Tonband- und Breitbandtechnik.

Die Qualität des Sinusgenerators bestimmen folgende technische Daten:

Der überstrichene Frequenzbereich sollte nicht nur den sogenannten „Hörbereich" erfassen, sondern möglichst weit nach unten und oben reichen. Die eingestellte Ausgangsspannung darf sich beim Betätigen der Frequenzabstimmorgane nicht wesentlich ändern; auch soll sie auf einem Anzeigeinstrument gut ablesbar sein.

Der Klirrfaktor des Sinusgenerators sollte möglichst niedrig sein, wobei Werte um 0,5 % als sehr gut zu bezeichnen sind.

Wird die eingestellte Frequenz nicht wie üblich an einer relativ ungenauen Skala mit Seilzug und Zeiger, sondern über ein Präzisionsmeßinstrument angezeigt, so ist das ein wesentlicher Gütefaktor. Im Interesse geringer Leistungsaufnahme, niedrigen Gewichts, kleiner Abmessungen und schneller Betriebsbereitschaft ist es zweckmäßig, den Generator ausschließlich mit Halbleitern zu bestücken.

Von einem guten Rechteckgenerator verlangt man schließlich einen großen Frequenzbereich und eine sehr kurze Anstiegszeit bei gleichzeitig geringsten Ein- und Ausschwingvorgängen.

Diese Forderungen erfüllt der Sinus-Rechteck-Generator mit Frequenzmesser, Typ RTG 7, von Radio Rim *(Bild 1)*.

Tabelle der technischen Daten

Sinussignal

Frequenzbereich: 1 Hz bis 1 MHz, unterteilt in 6 Bereiche
Frequenzunsicherheit:
1 Hz bis 30 Hz $\leqq$ 8 %
30 Hz bis 1 MHz $\leqq$ 3 %
Überlappung der Bereiche: 20 % von 1 Hz bis 100 kHz
Ausgang: unsymmetrisch, geerdet
Anschlußbuchse: BNC-Buchse
Quellwiderstand $\approx$ 1,2 kΩ
Ausgangsleistung: maximal 110 mW
Ausgangsspannung: maximal 10 V_{eff} (von 10 Hz bis 1 MHz)
Grobteilung: 3stufig 100 mV, 1 V, 10 V
stetige Einstellung: von 0 V bis Endwert des eingestellten Grobteilers
Brumm- und Fremdspannungsabstand: etwa 60 dB (bezogen auf 10 V Ausgang)
Klirrfaktor: etwa 0,4 %, gemessen bei 100 Hz, 400 Hz, 1 kHz, 6,3 kHz und 12 kHz. Ausgangsspannungsregler im letzten rechten Drittel, Stellung des Grobteilers beliebig

Rechtecksignal

Ausgangsspannung: maximal 10 V_{ss}
Grobteilung: 3stufig 100 mV, 1 V, 10 V
stetige Einstellung: von 0 V bis Endwert des eingestellten Grobteilers
Fehler des Grobteilers: $\leqq \pm 5$ %
Anstiegszeit: $<$ 40 ns
Abfallzeit: $<$ 40 ns
Überschwingen: $<$ 5 % (abhängig von der Stellung des Grobteilers)

Frequenzmesser

Frequenzbereich: 1 Hz bis 1 MHz in sechs Bereiche unterteilt
Eingangsspannung: $\geqq$ 1 V_{ss}, $\leqq$ 300 V_{ss}
Eingangsimpedanz: $>$ 1 MΩ ‖ 30 pF
Kurvenform: beliebig
Anzeigeunsicherheit:
$\leqq \pm 5$ % (1 Hz bis 100 kHz)
$\leqq \pm 10$ % (100 kHz bis 1 MHz)
Meßgenauigkeit: $\geqq$ 3 %
Abmessungen: 300 mm × 222 mm × 126 mm
Gewicht: 6,1 kg

Die Schaltung

Sinus-Generator

Der Sinus-Generator ist als Wien-Brücken-Generator geschaltet; er überstreicht den Frequenzbereich von 1 Hz bis 1 MHz. Die Brücke besteht aus einem komplexen Zweig mit den Gliedern R 1 bis R 6, C 1 und C 3 und R 7...R 12, C 2 und C 4 sowie einem reellen Zweig mit den ohmschen Widerständen R 32 und La 1 *(Bild 2)*. An dem Brückenmeßzweig ist der Eingang eines Verstärkers (T 1 bis T 5) angeschlossen, dessen gegenüber der Eingangsspannung um 360° phasenverschobene Ausgangsspannung die Brücke speist. Die über den komplexen Brükkenzweig an den Verstärkereingang gelangende Wechselspannung wirkt dabei als *Mitkopplung*, die an dem Widerstand R 23 abgegriffene Spannung als Gegenkopplung.

Wird die Brücke so abgeglichen, daß die Mitkopplung überwiegt, so schwingt die Schaltung mit einer Frequenz, die von den Widerstands- und Kapazitätswerten des komplexen Brückenzweiges abhängt.

Um die Belastung der Wien-Brücke durch den komplexen Eingangswiderstand des Verstärkers weitgehend zu verhindern, wurde der Eingang mittels eines Feldeffekttransistors in Sourcefolger-Schaltung extrem hochohmig ausgelegt. Der eigentliche Verstärker enthält vier Silizium-Planar-Transistoren, die sich durch geringen Reststrom, hohe Grenzfrequenz und lange Lebensdauer auszeichnen.

Die zweite Stufe ist in Emitterschaltung geschaltet und verstärkt somit das Eingangssignal; sie liefert eine Phasendrehung von 180°.

Dieser Stufe folgt ein galvanisch gekoppelter Emitterfolger mit niedriger Eingangskapazität und niedrigem Ausgangswiderstand, um die Bandbreite des Verstärkers zu vergrößern. Die vierte Stufe mit dem Transistor T 4 arbeitet wieder als Verstärker mit einer Phasendrehung von 180°, so daß der Verstärker vom Eingang bis zum Ausgang die Phase um die erforderlichen 360° gedreht hat.

Der Endstufentransistor ist in der sogenannten *Split-Load-Schaltung* geschaltet, d. h. seine Ausgangsspannung wird sowohl am Emitter als auch am Kollektor abgenommen. Die Spannung am Emitter ist gleichphasig mit der Eingangsspannung an der Basis. Sie dient zur Speisung der Wien-Brücke. Dabei ist der emitterseitige Teil des zum Einstellen der Gegenkopplung dienenden 100-Ω-Potentiometers der Widerstand des ohmschen Brückenzweiges. Die an ihn über eine Kapazität von 2500 µF angeschlossene Glühlampe stellt den zweiten Brückenwiderstand dar.

Die fünf Transistoren sind galvanisch gekoppelt, um unerwünschte Phasendrehungen durch zusätzliche Koppelkondensatoren zu vermeiden. Die Arbeitspunkte werden durch starke Gleichstromgegenkopplungen konstant gehalten. Dazu dient außer den Emitterwiderständen in jeder Stufe die galvanische Verbindung der Basis des zweiten Transistors mit dem Emitter des vierten.

Die kapazitiv nicht überbrückten Emitterwiderstände wirken zugleich auch als Wechselstromgegenkopplung. Die hauptsächliche Wechselstromgegenkopplung erfolgt jedoch vom Emitter des Transistors T 5 auf den Emitter von T 2, d. h. über den reellen Zweig der Wien-Brücke.

Durch die als Kaltleiter zur automatischen Amplitudenregelung verwendete Glühlampe fließt ein mittlerer Gegenkopplungsstrom von 13 mA. Die Lampe

Bild 1. Außenansicht des Sinus-Rechteck-Generators RTG 7 von Radio Rim

wird daher nur wenig unterhalb des Glühpunktes in dem steilsten Bereich ihrer Widerstands-Strom-Charakteristik betrieben.

Die Frequenz des Generators ist in sechs dekadischen Bereichen über die umschaltbaren Widerstände des komplexen Brückenzweiges einstellbar. Die Feineinstellung erfolgt mit Hilfe des Doppeldrehkondensators. Die Schaltung wurde dabei so ausgelegt, daß sich eine ausreichende Überlappung der einzelnen Bereiche ergibt *(Tabelle)*.

Zur Kompensation der durch die Transistor- und Verdrahtungskapazitäten bei hohen Frequenzen hervorgerufenen Phasenabweichungen des Verstärkers ist der Stromgegenkopplungswiderstand im Emitterkreis des Transistors T 4 mit einem Kondensator überbrückt. Dadurch wird erreicht, daß auch bei der höchsten Frequenz die Amplitude der Ausgangsspannung nicht nennenswert abfällt.

Über dem Schleifer des Potentiometers im Kollektorkreis des Transistors T 5 wird das Sinussignal auf eine weitere Impedanzwandlerstufe gekoppelt. Es gelangt zur Eintakt-A-Stufe T 8. Am Kollektor wird das verstärkte Signal niederohmig, galvanisch getrennt auf den Stufenschalter und weiter auf die Ausgangsbuchse gekoppelt. Durch diese Schaltungsart ist der Sinusausgang absolut kurzschlußsicher. Der Ausgangswiderstand hängt nur von der Stellung des Grobteilers ab, nicht aber von der Stellung des Feineinstellers.

Der Rechteckformer

Vom Kollektor des Transistors T 5 wird auch die Trennstufe T 6 angesteuert. Das Sinussignal wird nun niederohmig aus dem Generatorabschirmgehäuse herausgeführt und auf die integrierte Schaltung TAA 320 gekoppelt. Diese relativ aufwendige Trennung des Rechteckformers vom Sinusgenerator ist erforderlich, da sonst Rückwirkungen in Form von steilen Schaltzacken unvermeidbar sind. Vom Kollektor der Verstärkerstufe T 9 wird das Sinussignal in den Schmitt-Trigger FCL 101 eingespeist. Diese monolithisch integrierte Schwellwertschaltung besteht aus zwei Transistoren. Eine Z-Diode legt die Versorgungsspannung genau auf 6 V fest.

An Punkt 8 steht nun das Rechtecksignal zur Verfügung, wird von T 10 weiterverstärkt und der Ausgangsstufe T 11 zugeführt. Im Emitterkreis liegt das Potentiometer zur stufenlosen Einstellung der Ausgangsspannung, der Schleifer ist mit dem dreistufigen Grobteiler verbunden.

Sämtliche Stufen vom Trigger bis zur Ausgangsbuchse sind galvanisch gekoppelt, was in bezug auf eine geringe Dachschräge, besonders bei niedrigen Frequenzen, von großem Vorteil ist.

Der Ausgangswiderstand ändert sich je nach Schleiferstellung und Grobteilerstellung. Auch dieser Ausgang ist kurzschlußfest.

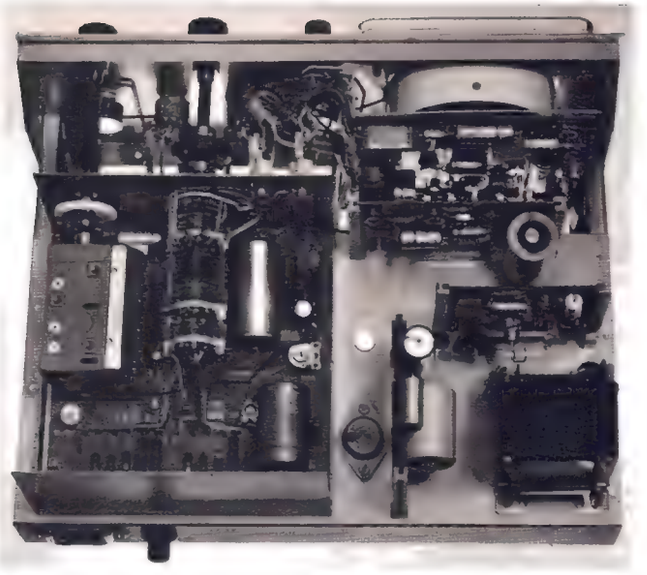


Bild 3. Blick in das Innere des Gerätes, dessen äußere Abmessungen 30 cm × 22,2 cm × 12,6 cm betragen und das 6,1 kg wiegt

Anzeigeverstärker

Der Anzeigeverstärker wurde so ausgelegt, daß er die tatsächliche Sinus-Ausgangsspannung auch bei unterschiedlicher Belastung genau anzeigt. Es genügt demnach nicht, das Sinussignal vom Kollektor des Transistors T 6 abzunehmen und zur Anzeige zu bringen. Würde man z. B. den Grobschalter für die Ausgangsspannung in Stellung 100 mV schalten und am Ausgang kurzschließen, d. h. die tatsächliche Ausgangsspannung wäre Null, so würde das Instrument nach wie vor die vorher eingestellte, jedoch am Ausgang nicht mehr vorhandene Spannung anzeigen. Über R 36, R 37 wird das Sinussignal ausgekoppelt und auf die Verstärkerstufen T 12 und T 13 geschaltet. Durch Anwendung der sogenannten *bootstrap*-Schaltung wurde ein hoher Eingangswiderstand erzielt. T 14 arbeitet als dritte Verstärkerstufe und steuert den Impedanzwandler T 15 an. Im Emitterkreis des Transistors T 15 wird das zu messende Sinussignal gleichgerichtet, gesiebt und dem Instrument zur Anzeige zugeführt. Die Bandbreite des gesamten Verstärkers beträgt etwa 2 MHz, so daß eine nahezu frequenzunabhängige Spannungsanzeige erreicht wird. Bei Frequenzen von 1 Hz bis rund 7 Hz ist eine genaue Amplitudenbestimmung nicht mehr möglich, da der Zeiger des Meßinstrumentes im Rhythmus der Frequenz „pumpt". Auf den praktischen Gebrauch hat dieser Effekt jedoch keinen Einfluß, da die Generatoramplitude über den gesamten Frequenzbereich gleich groß ist. Soll nun die Ausgangsspannung von z. B. 1 Hz gemessen werden, so braucht nur kurzfristig auf z. B. 10 Hz umgeschaltet werden. Hier kann die Amplitude am Instrument genau abgelesen werden, dieser Wert gilt auch für 1 Hz (und selbstverständlich auch für alle anderen Frequenzen bis 1 MHz).

Damit der Anzeigeverstärker bei abgeschaltetem Instrument (z. B. bei Frequenzmessungen) mit der gleichen Belastung im Instrumentenbereich arbeitet, wird mit dem Schalter S 3d ein Belastungswiderstand (R 102) zugeschaltet. Schaltet man auf Spannungsmessung zurück, so wird nun sofort ohne langsames Einpendeln des Zeigers der Wert angezeigt.

Frequenzmesser

Der im Signalgenerator RTG 7 eingebaute Frequenzmesser ist für einen Frequenzbereich von 1 Hz bis 1 MHz dimensioniert und wird zur Frequenzanzeige des Sinusgenerators benützt, er kann aber auch jede extern zugeführte Frequenz bestimmen. Die Bereichsumschaltung erfolgt synchron mit der Umschaltung der Sinusgeneratorfrequenz.

Das Eingangssignal, wahlweise intern oder extern, gelangt über die Impedanzwandlerkette T 16 und T 17 auf den Verstärker T 18. Das verstärkte Signal wird mit Hilfe der Diode D 4 gleichgerichtet, so daß an die Basis des Transistors T 19 nur positiv gerichtete Impulse gelangen können.

Die Transistoren T 19 und T 20 arbeiten als Schmitt-Trigger, d. h. sie formen die an der Basis von T 19 liegenden Impulse in Rechteckspannungen um. Dabei ist die Ausgangsspannung des Schmitt-Triggers immer gleich groß und nicht von der Triggeramplitude abhängig. Die Triggerfrequenz ist jedoch identisch mit der Rechteckfrequenz.

Über die Kapazität C 21 wird das Rechteck differenziert, d. h. in positive und negative Nadelimpulse umgewandelt. Die Transistoren T 21 und T 22 bilden einen monostabilen Multivibrator und arbeiten als Frequenzmesser. Im Ruhestand, wenn keine Triggerimpulse am Zähler anliegen, ist der Transistor T 21 leitend und T 22 gesperrt. Am Instrument ist demnach auch kein Zeigeranschlag zu beobachten.

Treffen Triggerimpulse auf die Diode D 6, so werden nur die negativen Spannungskomponenten durchgelassen, die den Transistor T 21 sperrend und T 22 leitend machen. Da nun die Diode D 6 über den Widerstand R 85 gesperrt ist, befindet sich die Schaltung im metastabilen Zustand, und zwar so lange, bis die

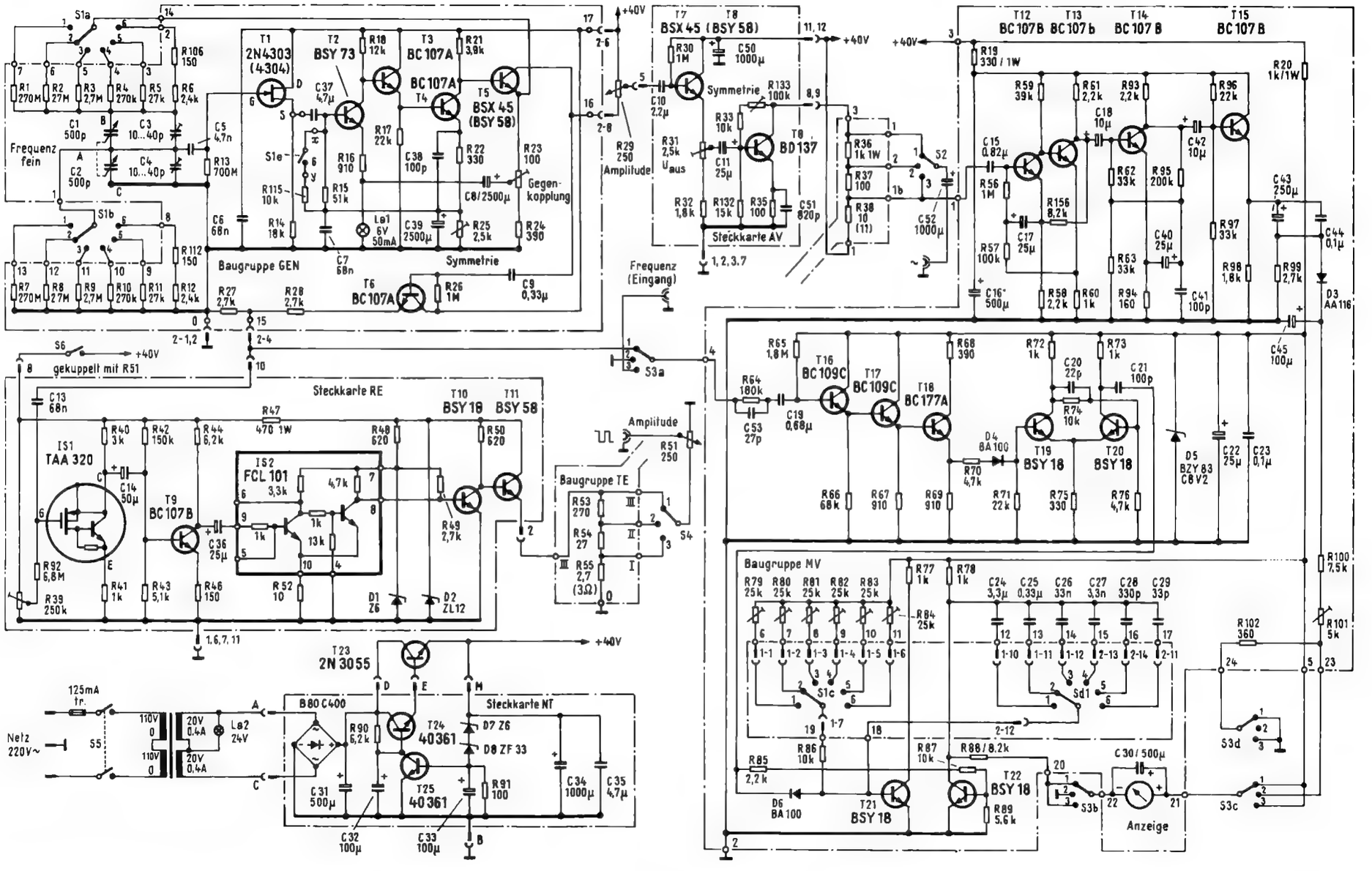


Bild 2. Gesamtschaltung des Sinus-Rechteck-Generators mit Frequenzmesser. Das Gerät überstreicht einen Frequenzbereich von 1 Hz bis 1 MHz, der Frequenzmeßteil ist für den gleichen Bereich ausgelegt

Aufladung des jeweiligen Kondensators C 24 bis C 29 über die dazugehörigen Widerstände erfolgt ist und die Schaltung wieder zurück kippt. Das Milliamperemeter im Kollektorkreis von T 22 zeigt dabei den mittleren Strom an. Da die Zeitdauer und die Größe des vom Schmitt-Trigger erzeugten Impulses konstant und unabhängig von der absoluten Frequenz ist, zeigt das Milliamperemeter den Strom proportional der zu messenden Frequenz an.

Netzteil

Der Netzteil ist elektronisch stabilisiert und liefert 40 V. Über einen Silizium-Graetzgleichrichter wird die heruntertransformierte Netzspannung gleichgerichtet und mit dem Kondensator C 31 gesiebt. Der Transistor T 23 bildet den Längstransistor und gleicht mit seinem veränderbaren Innenwiderstand Spannungsschwankungen automatisch aus. Der Steuerstrom des Transistors T 25 wird von T 24 verstärkt, dessen Basis mit dem Kollektor des Regeltransistors T 23 verbunden. Dieser Transistor liegt mit dem Emitter auf Nullpotential, während die Basis über dem 100-Ω-Widerstand, an dem Spannungsschwankungen abfallen, angesteuert wird. Gegen kurzzeitige Überlastung oder Kurzschlüsse ist der Netzteil ziemlich unempfindlich.

Der mechanische Aufbau

Das Gerät wurde in der Rim-Einschubtechnik ausgeführt. Nach Lösen von nur vier Schrauben an der Unterseite kann das komplette Chassis mit Frontplatte nach vorne aus dem Gehäuse herausgezogen werden *(Bild 3)*. Die elektrischen Bauteile sind nun von allen Seiten zugänglich. Das Chassis ist stabil, verwindungssteif und oberflächenbehandelt (passiviert).

Das gesamte Gerät ist speziell für den Selbstbau in einzelnen Baugruppen aufgebaut. Der stabilisierte Netzteil, der Rechteckformer und die Sinus-Leistungs-Endstufe sind auf je einer „Steckkarte" aufgebaut. Diese „Karten" sind senkrecht zum Chassis in Steckerleisten angeordnet und von allen Seiten zugänglich. Der Frequenzmesser und der Anzeigeverstärker sind auf einer gemeinsamen Platine untergebracht, die auf der Rückseite des Meßinstrumentes montiert ist. Diese Platine ist ebenfalls nach Lösen von nur zwei Schrauben von allen Seiten zugänglich.

Der eigentliche Generator sitzt in einem eigenen abgeschirmten Gehäuse, um ihn vor jeglicher Brummeinstreuung abzuschirmen. Dieses Gehäuse besteht nur aus zwei Hälften, wobei der obere Teil mit vier Schrauben am Unterteil angeschraubt ist. Der Unterteil mit der Generatorplatine, dem Drehkondensator und dem Stufenschalter für die Frequenz ist wiederum mit vier Schrauben am Mutterchassis befestigt. Löst man nun diese vier Schrauben, so ist der ganze Sinusgenerator funktionsfähig und mit Abschirmung abnehmbar. Da das Unterteil des Abschirmgehäuses nach unten hin einen viereckigen Durchbruch von fast der Größe der Platine aufweist, kann jedes Bauteil auch im Abschirmgehäuse in sekundenschnelle überprüft werden. Als weitere Serviceerleichterung sind sämtliche Verbindungen zum Sinusgenerator steckbar ausgeführt. Kr

Rauschzahlmessung an Transistoren

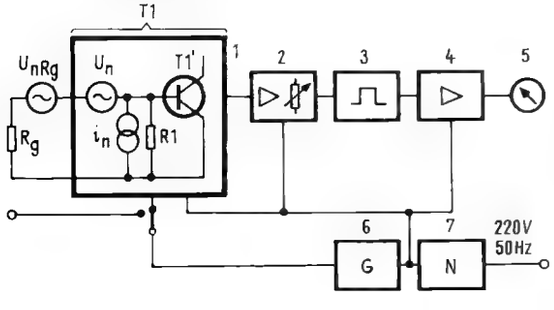
Die Fortschritte der Transistortechnik kann man vor allem an der Verminderung des Rauschens ablesen, das ja prinzipiell jede Nachrichtenübertragung unwillkommen begleitet. Die Rauscheigenschaften eines Verstärkers, also auch einer Transistorstufe, werden mit der Rauschzahl F beschrieben:

$$F = \frac{A_p \cdot P_{s1} + P_{st}}{A_p \cdot P_{s1}} = 1 + \frac{P_{st}}{A_p \cdot P_{s1}} \qquad (1)$$

Das bedeutet: die Rauschzahl F wird gebildet, indem man die Gesamtrauschleistung am Vierpol-Ausgang auf die mit der Leistungsverstärkung A_p multiplizierte Eingangsrauschleistung P_{s1} bezieht. Was an Rauschen hinzukommt, die Rauschzahl somit stets größer als 1 macht, ist die eigentliche im Transistor erzeugte Rauschleistung P_{st}.

Die Rauschzahl F eines Transistors oder einer integrierten Halbleiterschaltung kann man nun mit dem Rauschmesser MT 3 von Tesla messen und direkt auf einem Zeigerinstrument ablesen. Allerdings nicht über eine Leistungsmessung, sondern über die Rauschspannung, was handlicher ist. Unter Einbeziehung der Eingangs- und Ausgangswiderstände R_1 und R_2 wird die Rauschzahl zu:

$$F = \frac{U^2_{s2}}{U^2_{s1} \cdot A^2_u} \qquad (2)$$



Blockschaltbild des Transistor-Rauschmessers MT 3 von Tesla. 1 = Meßobjekt; 2 = Meßverstärker; 3 = Bandfiltersatz; 4 = Verstärker; 5 = Spannungsmesser; 6 = Eichgenerator; 7 = Netzgerät, stabilisiert

und – bezieht man noch die Rauschspannung U_{sRg} eines im Eingang liegenden Meßwiderstandes R_g mit ein – zu:

$$F = \frac{\frac{2}{U_{s2}}}{U^2_{sRg} \cdot A_u} \qquad (3)$$

Für die thermische Rauschspannung U_{sRg} gilt die Beziehung $U_{sRg} = \sqrt{4\,k \cdot T \cdot B \cdot R_g \cdot 10^{-8}}$ (V)[1]. Die Werte für U_{sRg} und A_u lassen sich verhältnismäßig leicht und genau eineichen. Dann kann F aus U_{s2} ermittelt werden.

Diesen Weg geht der Rauschmesser MT 3. Der zu messende Transistor ist T 1. Er ist in der Schaltung *(Bild)* als rauschfreies Element T 1′ aufgefaßt, mit einem inneren Rauschstrom $\overline{i_n}$ und innerer Rauschspannung $\overline{u_n}$. Die am Eingangswiderstand R 1 auftretende Rauschspannung kommt also im wesentlichen im äußeren Meßwiderstand R_g zustande. Mit Hilfe einer Eichspannung (in Serie zu R_g) wird so abgeglichen, daß über eine Veränderung von A_u der Einfluß des Eingangswiderstandes entfällt.

Dann folgen Meßverstärker und Bandfiltersatz. Es sind fünf Standard-Frequenzbereiche zwischen 10 Hz und 15 kHz wählbar zur Messung des „Integralrauschens" im gesamten Nf-Gebiet, für Schmalbandmessungen bis 35 Hz Bandbreite und des Funkeleffekts. Die Filter sind vorwiegend aus LC-Gliedern aufgebaut, damit ihr Dämpfungsverlauf der Effektivbreite nahekommt. Den Angaben der Transistorenhersteller für die Rauschzahl in bestimmten Frequenzbändern ist damit Rechnung getragen. Externe Bandfilter, z. B. mit Terzteilung, sind anschließbar. Verstärker und quadratisches Meßgerät als Effektivwertmesser schließen die Meßkette ab.

Meßvorgang

Der zu messende Transistor wird an einen auswechselbaren Prüfsockel angeklemmt, der in einem abgeschirmten, von vorn zugänglichen Gehäuse sitzt. Auch eine Thermobox zur Untersuchung des Temperaturgangs der Rauschzahl kann verwendet werden. Besondere Einschübe zur Messung an integrierten Schaltungen usw. sind ebenfalls lieferbar.

Der Arbeitspunkt (Kollektorspannung in zwei Bereichen bis 20 V und Emitterstrom in vier Bereichen bis 3 mA) wird eingestellt und auf zwei kleineren Instrumenten überwacht. Dann kann man auf dem großen Instrument die Rauschzahl in dB ablesen. Eigentlich ist es die „relative" Rauschzahl $F_{dB} = 10 \log F$, bezogen auf den Meßwiderstand R_g und die gewählte Bandbreite. Für R_g können fünf verschiedene Standardwerte (500 Ω bis 100 kΩ) eingeschaltet werden. Eine zweite Skala, in µV geteilt, ermöglicht es, auch die äquivalente Rauschspannung am Eingang des Transistors abzulesen. Die Genauigkeit des Rauschzahlmessers MT 3 beträgt ± 0,5 dB. W. S.

[1]) $k = 1{,}38 \cdot 10^{-23}$ Ws/°K (Boltzmann-Konstante).

Integrierte Schaltung für elektronische Drehzahlmesser

Mit der monolithisch integrierten Schaltung SAK 110 hat Intermetall einen Impulsformer für die Verwendung in Drehzahlmessern und Tachometern von Kraftfahrzeugen mit einer Bordspannung von 12 V und mehr entwickelt. In diesem Aufsatz werden die Innenschaltung und die Funktionsweise beschrieben; außerdem werden Dimensionierungshinweise für die externe Beschaltung gegeben.

Monolithisch integrierte Schaltungen erobern sich immer neue Anwendungsgebiete. Trotz ihrer bekannten Vorteile gegenüber Schaltungen mit diskreten Bauelementen, wie erhöhte Zuverlässigkeit, geringerer Raumbedarf und verminderte Bestückungskosten, fanden sie bisher kaum Anwendung in der Kfz-Elektronik, weil „maßgeschneiderte" Schaltungen fehlten. Die Verwendung von integrierten Standardbausteinen ist hier nicht sinnvoll, weil zum Anpassen an den jeweiligen Verwendungszweck ein zu großer externer Schaltungsaufwand erforderlich wäre, der sich aus Preisgründen verbietet.

Die von Intermetall entwickelte integrierte Schaltung SAK 110 ist speziell für die Anwendung in Drehzahlmessern und Tachometern ausgelegt und benötigt nur wenige externe Bauteile.

Monostabile Kippstufe

Bei dem für eine integrierte Schaltung zweckmäßigsten Prinzip benutzt man die an der Primärseite der Zündspule auftretenden Impulse zum Triggern eines Mono-Flipflops, das pro Zündimpuls einen Spannungsimpuls definierter Amplitude und Dauer an ein Meßinstrument liefert. Die Integration dieser Spannungsimpulse erfolgt mechanisch durch das Instrument. Bei entsprechender schaltungstechnischer Auslegung der Stufe lassen sich mit diesem Verfahren eine sehr gute Linearität und eine vollständige Unabhängigkeit der Anzeige von der Einstellung des Unterbrecherkontaktes erzielen. Die Zündspule wird dabei nicht nennenswert belastet.

Bild 1 zeigt die Prinzipschaltung und den Anschluß an das Zündsystem nach dem genannten Verfahren. Die hohe Spannung am Unterbrecherkontakt *(Bild 2)* wird durch die Widerstände R_{T1} und R_{T2} heruntergeteilt und gelangt an den Eingang des Mono-Flipflops. Bei Überschreiten der Eingangsschwelle wird der linke Transistor des NOR-Gatters durchgeschaltet, und die Schaltung kippt in den metastabilen Zustand um. Die Aufteilung der Trigger- und Haltefunktion auf die beiden Transistoren T 1 und T 2 bewirkt während der metastabilen Zeit eine vollständige Entkopplung des Eingangs von der übrigen Schaltung. Deshalb können in der folgenden Zeit eintreffende Triggerimpulse die Dauer des Ausgangsimpulses nicht beeinflussen. *Bild 3* zeigt den Spannungsverlauf am Eingang und am Ausgang der Schaltung. Die ersten positiven Halbwellen der Zündschwingung übersteigen die Schwelle aus der Z-Spannung der Eingangs-Z-Diode plus der Basis-Emitter-Spannung des Transistors T 1, und sie werden dabei auf etwa 7 V begrenzt. Den Scheitelwert des Eingangsstromes bestimmen die Höhe der Zündspannung und der Innenwiderstand des Spannungsteilers aus R_{T1} und R_{T2}.

Schaltungseinzelheiten der integrierten Schaltung SAK 110

Der Baustein SAK 110 ist in einem Siliziumkristall von 1 qmm Fläche angeordnet und in ein Mini-DIP-Kunststoffgehäuse eingebaut. Die Schaltung benötigt nur sechs der acht verfügbaren Anschlüsse. Die nicht benutzten Anschlüsse 4 und 5 werden zweckmäßigerweise auf Masse gelegt.

Gegenüber der Prinzipschaltung von Bild 1 enthält die integrierte Schaltung *(Bild 4)* einige zusätzliche Bauelemente, deren Funktion im folgenden erläutert wird. Die Diode D 1 schließt negative Eingangsimpulse nach Masse kurz, um zu verhindern, daß die Basis-Emitter-Diode des Transistors T 1 in den Abbruch gesteuert wird. Der Emitterfolger T 3 sorgt nach dem Rückkippen der Schaltung in den stabilen Zustand für eine schnelle Aufladung des zeitbestimmenden Kondensators C, um die Erholzeit kurz zu halten. Der Kollektorwiderstand R 3 begrenzt dabei den Ladestrom.

Die Diode D 4 ermöglicht zusammen mit dem Transistor T 3 einen Stromfluß über den Kondensator C in beiden Richtungen. Die Stromquelle T 4 zieht zur Arbeitspunkteinstellung einen Vorstrom durch den Emitterfolger T 3. Als Vorspannung für die Stromquelle werden die beiden Schleusenspannungen ausgenutzt, die im stabilen Zustand der Schaltung an der Basis des Transistors T 5 zur Verfügung stehen.

Die Diode D 3 verhindert, daß sich bei einem kurzzeitigen starken Absinken der Speisespannung der Kondensator C umlädt und daß dadurch die Schaltung getriggert wird.

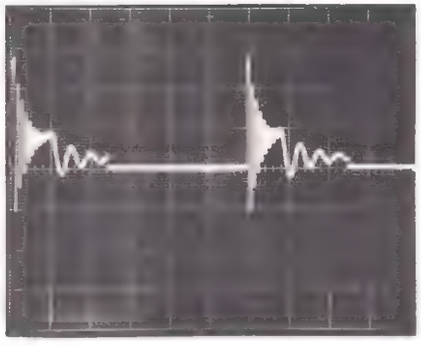


Bild 2. Oszillogramm des Spannungsverlaufes am Unterbrecherkontakt. Zeitmaßstab: 1 ms/Teilstrich; Spannungsmaßstab: 50 V/Teilstrich

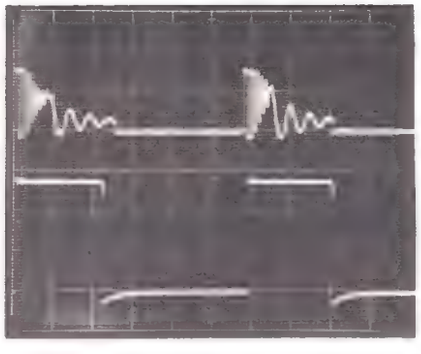
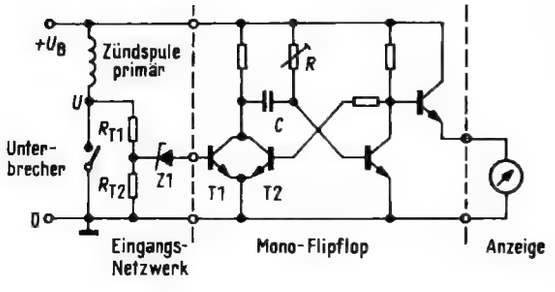


Bild 3. Oszillogramm des Spannungsverlaufes am Eingang und am Ausgang des SAK 110. Zeitmaßstab: 1 ms/Teilstrich; Spannungsmaßstab: oben 5 V/Teilstrich, unten 2 V/Teilstrich



◀ Bild 1. Funktionsprinzip des elektronischen Drehzahlmessers

Der Autor ist Mitarbeiter der Intermetall Deutsche ITT Industries GmbH, Freiburg.

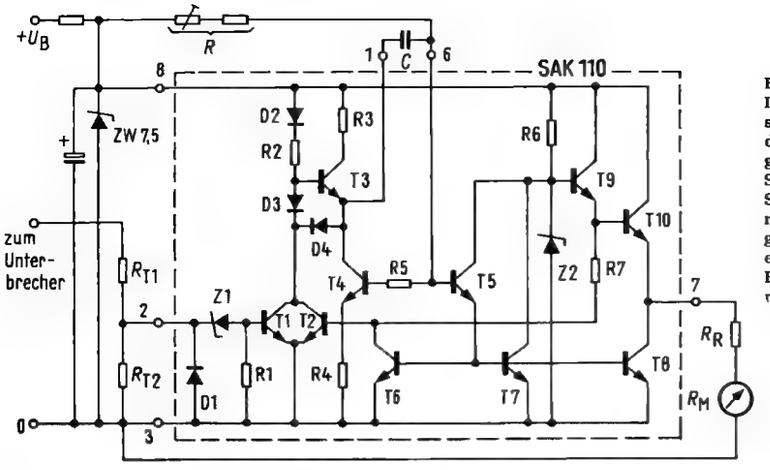


Bild 4. Innenschaltung der integrierten Schaltung SAK 110 mit den zugehörigen externen Bauelementen

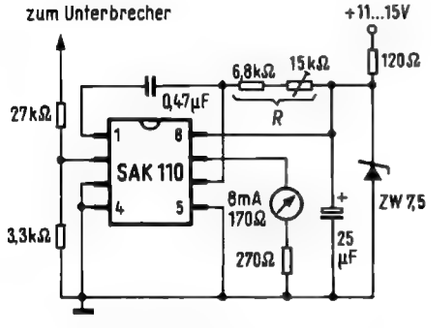


Bild 5. Schaltung eines mit dem Baustein SAK 110 aufgebauten Drehzahlmessers

Die Transistoren T 5 und T 7 bilden eine Darlington-Kombination. Parallel zu T 7 werden die Transistoren T 6 und T 8 angesteuert. Im stabilen Schaltungszustand ist T 6 stark übersteuert. Beim Eintreffen eines Triggerimpulses muß seine Basis ausgeräumt werden, bevor die Schaltung kippen kann. Dadurch bleiben Triggerimpulse, die kürzer als etwa 0,3 µs sind, wirkungslos. Dies trägt wesentlich zur Störungsunempfindlichkeit der Schaltung bei.

Der Transistor T 8 wird invers betrieben. Beim Sperren von T 10 fließt deshalb der induktive Laststrom über die Basis-Kollektor-Strecke des Transistors T 8, wodurch die Linearität der Anzeige im oberen Frequenzbereich verbessert wird.

Die beiden Emitterfolger T 9 und T 10 sorgen für einen niederohmigen Ausgang und beeinflussen zusammen mit der Z-Diode Z 2 und der Diode D 2 die Temperaturabhängigkeit der Schaltung, so daß diese zur Kompensation der Temperaturabhängigkeit des Meßwerks benutzt werden kann. Z 2 dient gleichzeitig der Stabilisierung der Amplitude des Ausgangsimpulses.

Äußere Beschaltung

Entsprechend *Bild 5* wird die Versorgungsspannung für die integrierte Schaltung durch eine externe Z-Diode ZW 7,5 vorstabilisiert. Diese Maßnahme verbessert nicht nur den Spannungsgang, sondern schützt die integrierte Schaltung auch vor induktiven Rückströmen, die unter bestimmten Bedingungen beim Abschalten der Zündung auftreten können. Auch übersteht der Drehzahlmesser dadurch eine versehentliche Falschpolung ohne Schaden. Mit dem Widerstand R wird die Eichung vorgenommen.

Die in Bild 5 angegebenen Werte der externen Bauelemente des Drehzahlmessers sind für einen Vierzylinder-Viertaktmotor mit maximal 6000 U/min ausgelegt. Wie noch gezeigt wird, läßt sich der Drehzahlmesser auch für andere Takt-, Zylinder- und Drehzahlen auslegen.

Eigenschaften der Schaltung

Die Qualität eines Drehzahlmessers wird im wesentlichen durch folgende Merkmale bestimmt:

1. Temperaturgang,
2. Linearität,
3. Spannungsgang.

Temperaturgang

Die Temperaturabhängigkeit der Anzeige eines Drehzahlmessers wird bestimmt durch das Zusammenwirken des Temperaturverhaltens der Bauelemente und des Meßwerks. Bei Verwendung diskreter Bauelemente war es bisher teilweise üblich, die Temperaturabhängigkeit des Meßwerkes durch einen Thermistor (NTC) zu kompensieren. Bei der integrierten Schaltung SAK 110 dagegen ist die Temperaturabhängigkeit des Meßwerkes durch eine entgegengesetzte Temperaturabhängigkeit der Schaltung ausgeglichen.

Der Temperaturkoeffizient des Meßwerkes ist hauptsächlich durch die temperaturbedingte Änderung des Wicklungswiderstandes bestimmt. Vernachlässigt man die Einflüsse von Federn und Magnet, so ergibt sich als Temperaturkoeffizient bei Verwendung eines Meßwerkes mit einer Drehspule aus Kupferdraht:

$$TK_M \approx 4 \cdot 10^{-3} \frac{1}{\text{grd}}$$

Schaltet man dem temperaturabhängigen Wicklungswiderstand R_M einen nahezu temperaturunabhängigen Widerstand R_R in Reihe, so wird der resultierende Temperaturkoeffizient der Reihenschaltung

$$TK_S = TK_M \cdot \frac{R_M}{R_M + R_R}$$

Mit dem empfohlenen Meßwerk (I_M = 8 mA, R_M = 170 Ω, R_R = 270 Ω) ergibt sich:

$$TK_S = 1{,}5 \cdot 10^{-3} \frac{1}{\text{grd}}$$

Der Mittelwert der Ausgangsspannung des SAK 110 hat nahezu den gleichen positiven Temperaturkoeffizienten, wodurch die Anzeige über einen weiten Temperaturbereich konstant bleibt. Die thermische Kopplung von Schaltung und Meßwerk ist dadurch gegeben, daß üblicherweise beide in einem gemeinsamen Gehäuse untergebracht sind.

Linearitätsfehler durch Änderung der Impulsdauer

Bei einem Mono-Flipflop vorliegender Bauart besteht grundsätzlich eine geringfügige Abhängigkeit der Ausgangsimpulsdauer vom Tastverhältnis, da bei kleiner werdender Impulspause die Aufladung des Kondensators nicht mehr vollständig erfolgt. Die daraus resultierende Impulsverkürzung hat einen mit der Frequenz wachsenden negativen Linearitätsfehler zur Folge. Um diesen möglichst klein zu halten wird bei der integrierten Schaltung SAK 110 der Kondensator über den niederohmigen Emitterfolger T 3 aufgeladen.

Linearitätsfehler durch die Induktivität des Meßwerkes

Speist man mit einer Folge von Rechteckimpulsen, deren Tastverhältnis konstant ist, eine Serienschaltung aus ohmschem Widerstand und Induktivität, so wird das Stromintegral unabhängig von der Impulsfolgefrequenz und von der Größe der Induktivität, wenn die Zeitkonstanten in den beiden Schaltzuständen gleich sind. Diese Bedingung ist näherungsweise erfüllt, wenn die Generator-Innenwiderstände in beiden Schaltzuständen vernachlässigbar gegenüber dem ohmschen Lastwiderstand sind.

Im Schaltzustand „hoch" wird diese Forderung durch den kleinen Ausgangswiderstand des Emitterfolgers T 10 (Bild 4), im Zustand „tief" durch den ebenfalls kleinen Widerstand des inversen Emitterfolgers T 8 realisiert. Da diese beiden Innenwiderstände nicht exakt gleich sind, ergibt sich ein geringer Linearitätsfehler, der mit der Frequenz anwächst. Durch die Differenz zwischen Basis-Kollektor- und Basis-Emitter-Flußspannung des Transistors T 8 stellt sich im Schaltzustand „tief" am Ausgang eine Restspannung $U_{o\,rest} \approx 10$ mV ein. Das ist nur etwa 0,3 % der Spannung für Vollausschlag und daher wegen der mechanischen Nullpunktunterdrückung

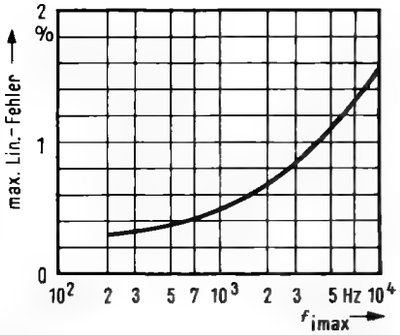


Bild 6. Maximaler Linearitätsfehler in Abhängigkeit von der Frequenz f_{max}

vernachlässigbar. *Bild 6* zeigt den typischen Verlauf des maximalen Linearitätsfehlers in Abhängigkeit von der Frequenz $f_{i\,max}$ bei Vollausschlag.

Bei einer idealen Abhängigkeit der Ausgangsspannung von der Frequenz nach der Beziehung

$$U_{o\,lin} = \frac{U_{o\,max} - U_{o\,rest}}{f_{i\,max}} \cdot f_i + U_{o\,rest}$$

ist die Definition des Linearitätsfehlers:

$$F_L = \left| \frac{U_o - U_{o\,lin}}{U_{o\,max}} \right|$$

Dabei ist

U_o = der Istwert der Ausgangsspannung (arithmetischer Mittelwert),

$U_{o\,lin}$ = der Sollwert der Ausgangsspannung,

$U_{o\,max}$ = der Endwert der Ausgangsspannung bei $f_i = f_{i\,max}$.

Spannungsgang

Im praktischen Betrieb eines Kraftfahrzeuges mit 12 V Nennspannung kann die Bordspannung zwischen 11 und 15 V schwanken *(Tabelle)*. Durch die doppelte Stabilisierung mit der externen Z-Diode ZW 7,5 und der internen Z-Diode Z 2 wird eine ausgezeichnete Stabilisierung der Ausgangsspannung gegen Schwankungen der Bordspannung erreicht *(Bild 7)*.

Dimensionierung der äußeren Beschaltung

Anpassung des Meßwerkes

Dazu müssen der Gleichstrom des Meßwerkes I_M für Vollausschlag und der Wicklungswiderstand R_M des Meßwerkes bekannt sein.

Es soll der Serienwiderstand R_R bestimmt werden, der in Reihe mit dem Meßwerk zu schalten ist. Bei Vollausschlag des Meßwerkes muß der Gleichanteil des impulsförmigen Ausgangsstromes I_M sein:

$$I_M = \frac{t_o}{T} \cdot \frac{U_{os}}{R_M + R_R}$$

Dabei ist t_o/T das Verhältnis von Ausgangsimpulsdauer zu Periodendauer (Tastverhältnis) und U_{os} die Amplitude der Ausgangs-Impulsspannung. Das Tastverhältnis für Vollausschlag wählt man zweckmäßigerweise mit etwa 0,7. Aus der Gleichung geht hervor, daß die Dimensionierung des Serienwiderstandes R_R nur vom Meßwerk und nicht von der Endfrequenz abhängt. Die Induktivität L des Meßwerkes geht in diese Rechnung auch bei höheren Frequenzen nicht ein, so daß sich bei allen zulässigen Frequenzen für ein bestimmtes Meßwerk das gleiche Tastverhältnis für Vollausschlag ergibt.

▲ Bild 7. Anzeigefehler in Abhängigkeit von der Versorgungsspannung

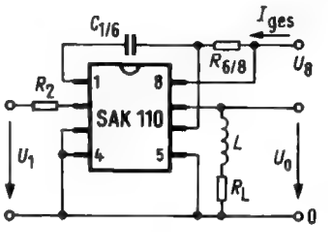
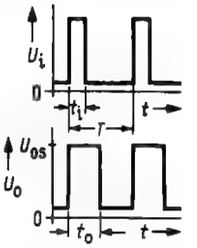


Bild 8. ▶ Meßschaltung



Dimensionierung des RC-Gliedes

Dazu müssen die Drehzahl n_{max} für Vollausschlag und die Zylinderzahl Z des Viertaktmotors bekannt sein. Aus *Bild 9* läßt sich die zum Skalen-Endwert

Tabelle der technischen Daten der integrierten Schaltung SAK 110

(Alle Spannungsangaben beziehen sich auf die Anschlüsse 3, 4 und 5 in der Meßschaltung *Bild 8.*)

Grenzwerte

Versorgungsspannung	$U_{8/3}$	= 9	V
Ströme	I_7	= –20	mA
arithm. Mittelwert	I_2	= 2	mA
bei Impulsdauer < 0,5 ms	I_2	= 20	mA
bei Impulsdauer < 0,5 ms	I_6	= 75	mA
bei Impulsdauer < 0,5 ms	I_1	= –75	mA
Umgebungstemperaturbereich	T_U	= –25...+65 °C	

Empfohlene Betriebswerte

Versorgungsspannung	$U_{8/3}$	= 7,5...8	V
Frequenz der Eingangsimpulse	f_i	< 10	kHz
Tastverhältnis der Ausgangsspannung	t_o/T	< 0,85	
zeitbestimmender Widerstand	$R_{6/8}$	= 3...20	kΩ

Meßbedingungen für die Kennwerte

Siehe hierzu die Meßschaltung Bild 8

Versorgungsspannung (± 1 %)	$U_{8/3}$	= 8	V
zeitbestimmender Widerstand (± 0,1 %)	$R_{6/8}$	= 10	kΩ
zeitbestimmender Kondensator (± 0,1 %)	$C_{1/6}$	= 0,47	µF
Lastwiderstand (± 0,5 %)	R_L	= 440	Ω
Lastinduktivität (± 5 %)	L	= 80	mH
Vorwiderstand am Eingang (± 1 %)	R_2	= 10	kΩ
Spannungsamplitude d. Eingangsimpulse (± 2 %)	U_{is}	= 10	V
Dauer d. Eingangsimpulse (± 5 %)	t_i	= 0,5	ms
Frequenz der Eingangsimpulse (± 0,1 %)	f_i	= 250	Hz

Kennwerte bei T_U = 25 °C
S. hierzu die vorstehenden Meßbedingungen

Stromaufnahme bei $U_i = 0$	I_{ges}	= 12...22	mA
Eingangsspannungsabfall	$U_{2/3}$	= 6,5...8	V
Dauer der Ausgangsimpulse	t_o	= 2,7...3,1	ms
Spannungsamplitude der Ausgangsimpulse	U_{os}	= 5...5,8	V
Ausgangsspannung arithm. Mittelwert	U_o	= 3,3...4,5	V
Änderung d. Ausgangsspannung bei einer Änderung der Versorgungsspannung um ± Δ $U_{8/3}$ = 0,3 V	$\pm \frac{\Delta U_o}{U_o}$	< 2	%
Temperaturkoeffizient der Ausgangsspannung	αU_o	< $2 \cdot 10^{-3}$	1/grd
Ausgangsrestspannung	$U_{o\,rest}$	< 30	mV

Bei Eingangsfrequenzen im Bereich f_i = 25...250 Hz ist ferner:

Abhängigkeit der Ausgangsspannung von der Frequenz

$$U_{o\,lin} = \frac{U_{o\,max} - U_{o\,rest}}{f_{i\,max}} \cdot f_i + U_{o\,rest}$$

Linearitätsfehler $F_L = \left| \frac{U_o - U_{o\,lin}}{U_{o\,max}} \right| < 0{,}3\ \%$

Definitionen:

U_o = Istwert der Ausgangsspannung (arithm. Mittelwert)

$U_{o\,lin}$ = Sollwert der Ausgangsspannung

$U_{o\,max}$ = Endwert bei $f_i = f_{i\,max}$ = 250 Hz (Vollausschlag)

Die Dauer der Eingangsimpulse muß stets kleiner als die Dauer der Ausgangsimpulse sein.

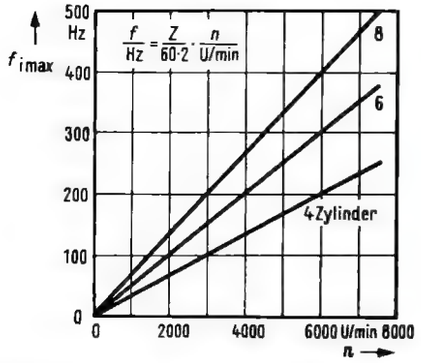


Bild 9. Zusammenhang zwischen Kurbelwellendrehzahl und Zündfolgefrequenz

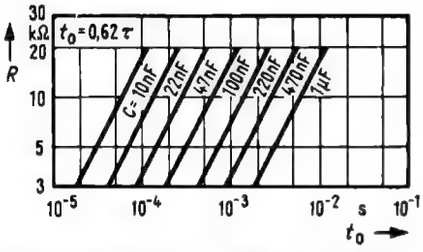


Bild 10. Diagramm zur Auswahl des zeitbestimmenden RC-Gliedes

gehörige Zündfolgefrequenz $f_{i\,max}$ ablesen. Das Diagramm gilt für Viertaktmotoren mit einer Zündspule. Bei Zweitaktmotoren mit einer Zündspule wird die Zündfolgefrequenz doppelt so groß.

Bei einem vorgegebenen Tastverhältnis $t_0/T = 0{,}7$ bei Vollausschlag wird die Impulsdauer zu:

$$t_o = 0{,}7 \cdot T = 0{,}7 \cdot \frac{1}{f_{i\,max}}$$

Die für diese Impulsdauer erforderlichen Werte von R und C liest man aus dem Diagramm *Bild 10* ab. Dabei sollte der Wert des Widerstandes *R* zwischen 3 kΩ und 20 kΩ liegen. Der Gesamtwiderstand *R* muß aus einer Reihenschaltung von Festwiderstand und Trimmpotentiometer bestehen, um die Toleranzen der übrigen Bauelemente ausgleichen und die Eichung des Drehzahlmessers vornehmen zu können.

Um den Drehzahlmesser zu eichen, bedient man sich zweckmäßigerweise eines der nachstehend angedeuteten Verfahren:

1. Man steuert den Eingang der Schaltung aus einem Impuls- oder Rechteckgenerator mit ausreichend kurzen Impulsen mit der dem Skalen-Endwert entsprechenden Impulsfolgefrequenz an und stellt den Vollausschlag des Instruments mit Hilfe des Trimmpotentiometers ein.

2. Man baut den Drehzahlmesser ein, bringt den Motor auf die dem Vollausschlag entsprechende Höchstdrehzahl und stellt den Vollausschlag des Instruments mit Hilfe des Trimmpotentiometers ein. Hierzu ist zur Bestimmung der Motordrehzahl z. B. ein mechanischer Drehzahlmesser erforderlich, dessen Antriebsspitze man an das Wel-

Bild 11. Bestückte Platine für einen Drehzahlmesser

lenende der Kurbelwelle hält, oder ein bereits geeichter elektrischer Drehzahlmesser. Die Eichung kann zur Schonung von Motor und Nerven auch bei der halben Höchstdrehzahl durchgeführt werden. Als Hilfsmittel kann bei diesem Verfahren statt des Drehzahlmessers z. B. auch ein Lichtblitzstroboskop dienen.

Mit Hilfe der integrierten Schaltung SAK 110, die bereits in großer Stückzahl produziert wird, läßt sich mit einem Minimum an Aufwand ein elektronischer Drehzahlmesser *(Bild 11)* für Ottomotoren aufbauen, dessen Anzeige von Versorgungsspannungs- und Umgebungstemperatur-Schwankungen weitgehend unabhängig ist. Auch für andere Aufgaben der analogen Drehzahl- oder Frequenzmessung läßt sich die Schaltung SAK 110 vorteilhaft verwenden. ■

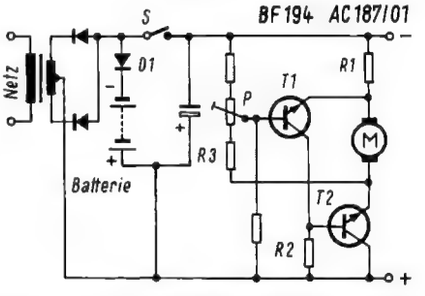
Schaltelektronik im Plattenspieler

Bei neueren transportablen Plattenspielern, Typ Electrophon, von Philips übernehmen elektronische Schaltelemente Aufgaben, die bisher elektromechanischen Relais und Fliehkraftreglern übertragen wurden.

Zunächst sei die automatische *Umschaltung der Speisespannung* bei Netz- oder Batteriebetrieb besprochen. Dazu dient eine einzige im *Bild* ersichtliche Schaltdiode D 1. Die Batterie besteht aus sechs Monozellen und liefert im frischen Zustand 9 V. Wird das Gerät ohne Netzanschluß mit dem Schalter S eingeschaltet, dann ist die Diode D 1 in Durchlaßrichtung gepolt, der Nutzstrom fließt ungehindert aus der Batterie über die Diode in die übrige Schaltung hinein.

Schließt man das Gerät an das Lichtnetz an, dann liefert der Netzgleichrichter eine Betriebsspannung von rund 10 V. Diese Spannung liegt auch parallel zur Serienschaltung aus Diode D 1 und Batterie. An der Anode der Diode herrschen somit – 10 V vom Netzgleichrichter und an der Katode – 9 V von der Batterie. Die Anode ist also negativer als die Katode! Dadurch wird die Diode gesperrt, und es kann kein Batteriestrom mehr fließen. Das Gerät wird automatisch ohne die sonst bisweilen angewandte Relaisumschaltung aus dem Lichtnetz betrieben. Die Schaltung ist so ausgelegt, daß selbst bei 10 % Netzunterspannung die Diode noch sicher sperrt.

Drehzahlstabilisierung. Bei Netzbetrieb beträgt also die Versorgungsspannung im Mittel 10 V. Bei Batteriebetrieb kann die Spannung der Monozellen bis auf 6 V absinken. Dieser sehr große Spannungsunterschied muß ausgeglichen werden, damit die Drehzahl des Motors und die Tonhöhen der Schallplatte bei jeder Betriebsart konstant bleiben. Bei einfachen Geräten diente dazu ein mechanisch arbeitender Fliehkraftregler. In der neuen Schaltung wird ein transistorgeregelter Gleichstrommotor verwendet. Im Motorstromkreis liegen ein Widerstand R 1 und die Emitter-Kollektor-Strecke des als Serienstabilisator arbeitenden Transistors T 2. Steigt die Betriebsspannung oder die Belastung des Motors, dann fließt ein höherer Strom, und die Teilspannung am Widerstand R 1 wird größer. Diese Teilspannung liegt im Emitterkreis des Steuertransistors T 1 und ist der am Spannungsteiler und Trimmpotentiometer P abgegriffenen Basisspannung entgegengeschaltet. Bei ansteigender Spannung



Stromversorgungsteil für Plattenspieler mit elektronischer Umschaltung von Netz- auf Batteriebetrieb und mit Drehzahlstabilisierung (Philips)

an R 1 verringert sich die Basisvorspannung. Der Steuertransistor T 1 zieht mehr Strom. Die Teilspannung an seinem Kollektorwiderstand R 2 vergrößert sich, zieht die Basis des Stelltransistors T 2 zu negativen Werten und drosselt somit dessen Kollektorstrom sowie den Motorstrom. Insgesamt bedeutet dies eine Rückwärtsregelung und somit eine Drehzahlstabilisierung. Die Solldrehzahl wird am Trimmpotentiometer P einjustiert.

Dieser Regeleffekt wird noch durch die Schaltung des Basisspannungsteilers unterstützt, der über den Widerstand R 3 mit dem Emitter des Transistors T 2 verbunden ist. Betriebsspannungsänderungen werden außerdem in Vorwärtsregelung ausgeregelt. Wird die Versorgungsspannung niedriger, dann ändert sich die am Spannungsteiler abgegriffene Basisvorspannung des Steuertransistors T 1 in einem solchen Sinn, daß die Drehzahl ebenfalls konstant bleibt.

Die beschriebene Schaltung wird bei den Plattenspielern GF 110, 210 und 633 von Philips angewendet. Limann

Anwendungen einer integrierten Schaltung für die Kfz-Elektronik

In der Autoelektrik werden mehr und mehr für die verschiedensten Aufgaben Halbleiter verwendet. Intermetall entwickelte hierfür die integrierte Schaltung TAA 775, die vorzugsweise als elektronischer Taktgeber für Fahrtrichtungsanzeiger und Warnblinkanlagen sowie für Intervall-Scheibenwischer in Kraftfahrzeugen mit 12-V-Batterie vorgesehen ist. Das Bauelement läßt sich aber auch als Impulsgenerator verwenden.

Die integrierte Schaltung TAA 775 *(Bild 1)* enthält einen astabilen Multivibrator, dessen Frequenz durch ein externes RC-Glied (Anschluß 5 und 6) festgelegt wird. Die möglichen Schwingfrequenzen reichen von einigen Hz bis etwa 20 kHz. Über den Eingang 10 kann durch Anlegen einer Steuerspannung die Oszillatorfrequenz *(Bild 2)* in Stufen verändert oder der Oszillator blockiert werden. Dem Multivibrator nachgeschaltet ist ein Leistungstransistor, in dessen Kollektorkreis (Anschluß 1) die Relaisspule liegt. Eine Freilaufdiode zwischen Kollektor und Versorgungsspannung (Anschluß 4) gestattet den Betrieb mit induktiven Lastwiderständen. Durch die eingebaute Spannungsstabilisierung bekommt der Multivibrator eine konstante Versorgungsspannung von 6 V, so daß die Speisespannung in weiten Bereichen schwanken darf, ohne daß sich die Frequenz ändert. Der Ausgangstransistor wird jedoch direkt aus der 12-V-Batterie gespeist. Die Schaltung TAA 775 ist in einem modifizierten Dual-in-line-Kunststoffgehäuse untergebracht, bei dem die drei mittleren Anschlüsse jeder Seite zu einer Anschlußfahne entsprechender Breite als Masseleitung zusammengefaßt sind.

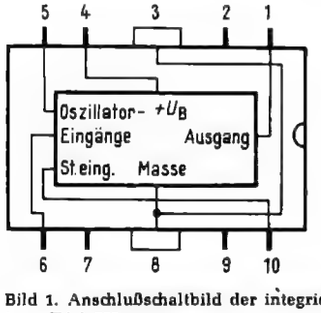


Bild 1. Anschlußschaltbild der integrierten Schaltung TAA 775

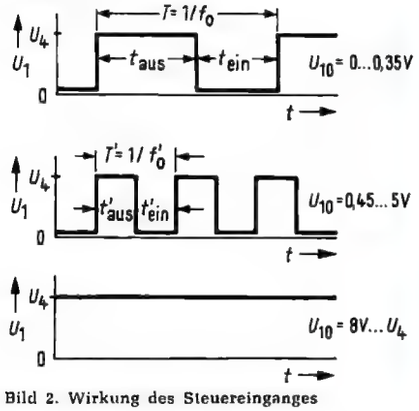


Bild 2. Wirkung des Steuereinganges

Die integrierte Schaltung TAA 775 in Fahrtrichtungs- und Warnblinkanlagen

Die Verwendung der IS als Fahrtrichtungs- und Warnblinkanlage zeigt *Bild 3*. Es entfallen hier der sonst erforderliche Hitzdrahtblinkgeber und ein Stromüberwachungsrelais. Die frequenzbestimmenden Glieder sind R 5/R 6 und C 5, während der Kondensator C 6 den Einfluß kurzzeitiger Batteriespannungseinbrüche auf die Funktion des Bausteines verhindert. Der Wicklungswiderstand des Relais sollte $\leqq 100\ \Omega$ sein. Für den Musteraufbau wurde das Relais 3532/1 x a/Ag CdO (419 F) von der Firma E. Haller & Co., Wehingen, verwendet, dessen Kontakte für die erforderliche Schaltleistung ausgelegt sind.

Die bisherige Anschlußfolge am Blinkgebergehäuse (Plus- und Minuspol der Batterie sowie der Anschluß für den Lenkstockschalter) kann man beibehalten. Der Ausfall einer Lampe beim Fahrtrichtungsblinken macht sich durch eine merklich erhöhte Blinkfrequenz bemerkbar, so daß ein solcher Schaden sofort erkannt wird. Der Schalter S 1 betätigt Richtungsblinken und S 2 Warnblinken. Die Kennwerte der Kfz-Blinkanlage sind in der *Tabelle* zusammengefaßt. Den Musteraufbau, die dafür benutzte gedruckte Schaltung und deren

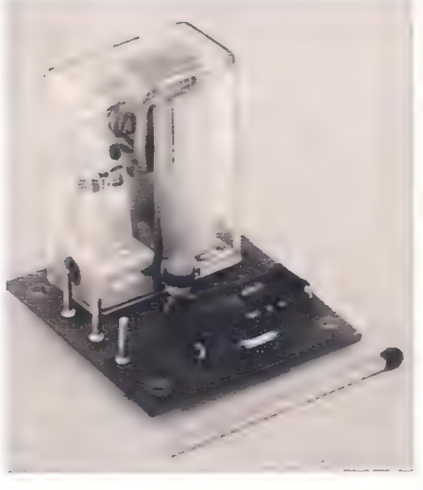
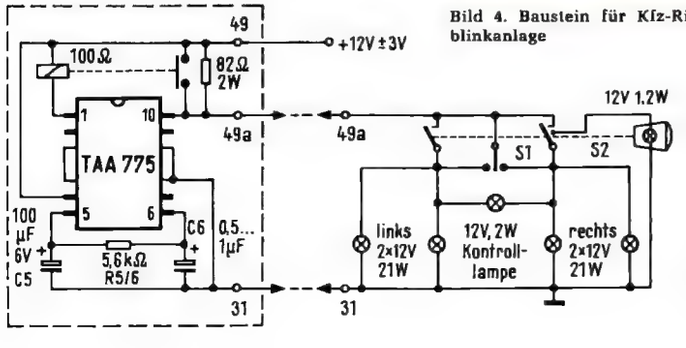


Bild 4. Baustein für Kfz-Richtungs- und Warnblinkanlage



◄ Bild 3. Schaltung einer Kfz-Richtungs- und Warn-Blinkanlage mit der IS TAA 775. S 1 = Richtungsblinken; S 2 = Warnblinken

Kennwerte der integrierten Schaltung

(bei $U_B = 12$ V, $T_U = 25$ °C, nach Schaltung Bild 3)

Blinkbeginn mit Hellphase

Dauer der ersten Hellphase: $t < 1$ s
Nennfrequenz bei Richtungsblinken mit zwei 21-W-Blinklampen: $f_0 = 85\ \text{min}^{-1}$
Nennfrequenz bei Warnblinken mit vier 21-W-Blinklampen: $f_0 = 85\ \text{min}^{-1}$
relative Einschaltdauer der Lampen bei Nennfrequenz: $v = 45$ %
Änderung der Blinkfrequenz im Batteriespannungsbereich 9...15 V: $\pm\ \Delta f_0/f_0 < 2$ %

Lampenüberwachung bei Fahrtrichtungsblinken:

Faktor der Frequenzerhöhung bei Ausfall einer Blinklampe: 2,2
relative Einschaltdauer bei erhöhter Blinkfrequenz: $v = 52$ %

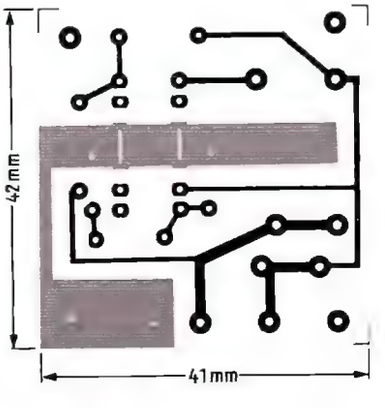
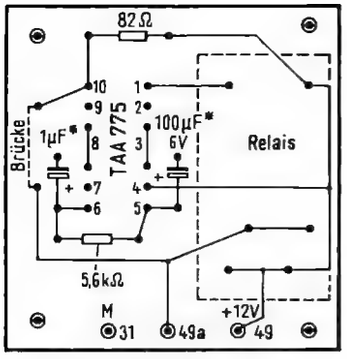


Bild 5. ► Gedruckte Schaltung zu Bild 3



• Loch 0,8 mm ϕ bohren
◉ Lötstiftloch 1,2 mm ϕ
⊜ Befestigungsloch 2,6 mm ϕ
* SEL-Tantalkondensator

Bild 6. Bestückungsplan zu Bild 3

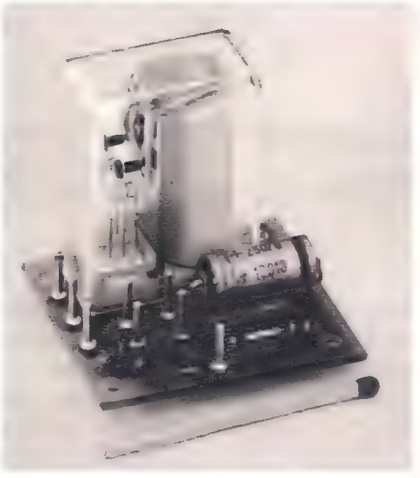
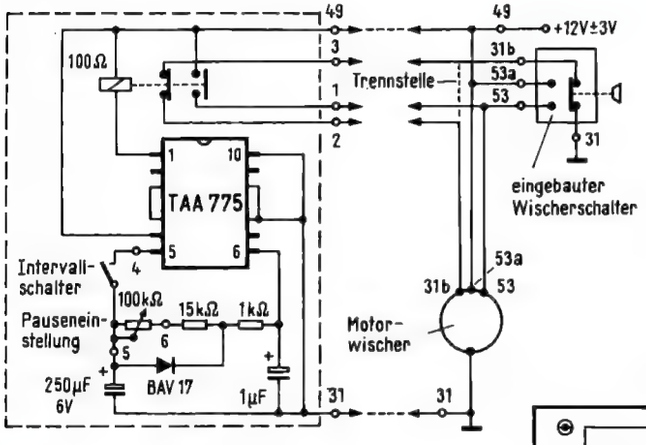
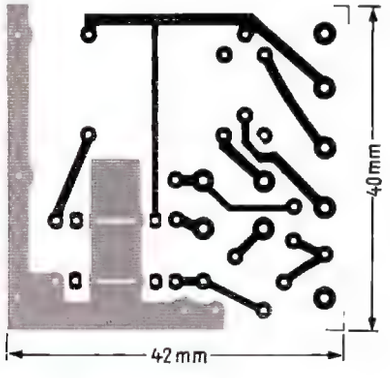


Bild 8. Baustein eines Intervall-Scheibenwischers

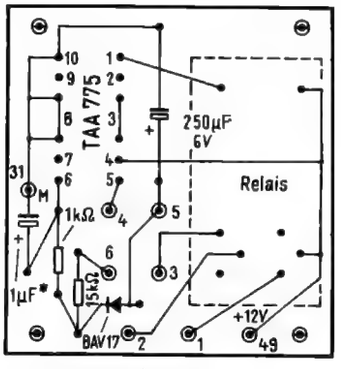


◀ Bild 7. Schaltung des Intervall-Scheibenwischers mit der IS TAA 775



◀ Bild 9. Gedruckte Schaltung zu Bild 7

▼ Bild 10. Bestückungsplan zu Bild 7



• Loch 0,8 mm ϕ bohren
◉ Lötstiftloch 1,2 mm ϕ
⊜ Befestigungsloch 2,6 mm ϕ
* SEL-Tantalkondensator

Bestückungsplan zeigen die *Bilder 4, 5* und *6*. Wer sich die Anfertigung einer gedruckten Schaltung ersparen will, kann auch eine Veroboard-Platte mit 2,5 mm Raster ohne durchgezogene Leiterbahnen verwenden; der Bestückungsplan, ebenfalls im 2,5-mm-Raster, kann beibehalten werden.

Intervall-Scheibenwischer

Die IS TAA 775 läßt sich als Impulsgenerator mit einstellbarer Frequenz und konstantem Tastverhältnis, mit einstellbarer Frequenz und einstellbarem Tastverhältnis, mit einstellbarer Ausschaltdauer oder mit einstellbarer Einschaltdauer schalten. Ein Anwendungsfall ist der Intervall-Scheibenwischer (*Bild 7*) bei dem sich die Pausendauer zwischen zwei aufeinanderfolgenden Wischphasen kontinuierlich verändern läßt. Die konstante Einschaltdauer beträgt 6,2 s, während die Ausschaltdauer mit einem Regelwiderstand zwischen 4 s und 20 s liegt, je nach den Wetterverhältnissen (Schnee, Regen, Nebelnässen). Bei diesem Baustein wurde das Haller-Relais 3532/2 x u/HS (38 K) mit zwei Umschaltkontakten benutzt. Der Musteraufbau, die gedruckte Schaltung und der Bestückungsplan sind aus den *Bildern 8, 9* und *10* zu ersehen. Der Intervallschalter und der Einstellwiderstand (evtl. Potentiometer mit Ausschalter) werden in greifbare Nähe im Armaturenbrett des Fahrzeuges eingebaut. Die beiden Bausteine haben für die Anschlüsse Lötstifte.

Omega-Navigations-System

Die Hyperbel-Navigation ist seit Jahrzehnten ein bewährtes Hilfsmittel für die Luft- und Seefahrt. Die Standortbestimmung geschieht bei dem sehr verbreiteten Decca-Verfahren durch Herausfinden der Schnittpunkte der Koordinaten (Hyperbelscharen), die von dem Mutter- und den beiden Tochtersendern in Form von Multi-Impulsen ausgeschickt werden. Die Reichweite beträgt etwa 350 Seemeilen (1 sm = 1852 m). Decca-Senderketten – je ein Muttersender und zwei Tochtersender – gibt es im gesamten europäischen Küstenbereich mit Ausnahme des mittleren und östlichen Mittelmeeres, in Südafrika, im Persischen Golf, im Arabischen Meer und dem Golf von Bengalen, im Nordwesten Australiens, an der Ost- und Westküste der USA sowie in den japanischen Gewässern.

Für Langstreckennavigation hat sich das Loran-Verfahren (Loran-A und Loran-C) mit Tagesreichweiten von 700 sm und Nachtreichweiten von 1400 sm bewährt. Abgedeckt sind der Nordatlantik und der nördliche Pazifik, nicht jedoch die südliche Halbkugel, die für Hyperbelnavigation völlig unerschlossen ist, ausgenommen die erwähnte Decca-Kette in Südafrika.

Die Lücke wird die Omega-Navigation schließen, deren acht Sender im Längstwellenbereich im Aufbau sind. Das Verfahren ist unabhängig von der Tageszeit und vom Wetter, wenn auch nachts die Genauigkeit der Standortbestimmung auf etwa 2 sm absinkt (tagsüber: 1 sm). Auch das Omega-System ist ein Hyperbel-Verfahren. Eine Standlinie erhält man durch Messen der Phasendifferenz der von je einem Sender frequenz- und zeitgleich abgestrahlten Impulse. Zur Standortbestimmung müssen also mindestens drei Sender zur Verfügung stehen. Sie arbeiten zwischen 10 und 14 kHz. Diese Wellen haben den Vorzug, sich mit nahezu konstanter und vorausberechenbarer Geschwindigkeit auszubreiten, so daß sie noch in 10 000 sm Entfernung vom Sender empfangen werden können. Nach langen Versuchen wurden die Frequenzen 10,2 kHz, 11,33 kHz und 13,6 kHz ausgewählt; Grundfrequenz ist 10,2 kHz, die von allen Sendern in einem bestimmten Rhythmus ausgestrahlt wird, während in einer Sendepause die Frequenzen 11,33 kHz und 13,6 kHz nacheinander abgestrahlt werden. Das ergibt Eindeutigkeit beim Bestimmen der *Standlinie*. Die Sender werden wegen der nötigen Genauigkeit von 1 µs mit Atomuhren gesteuert.

Zur Zeit sind vier Sender in Forestport/N. Y.-USA, Haiku auf der Hawaii-Insel Oahu, in Port-of-Spain/Trinidad und bei Bratland/Norwegen in Betrieb. Damit wird das Gebiet zwischen 0°...90° Nord und 0°...150° West bedeckt. Weitere Sender entstehen in Südjapan, in Neuseeland, auf Madagaskar und in Südafrika.

(Nach Debeg-Mitteilungen Nr. 4/1970.)

Ing. Paul Haisenko

Eine vorteilhafte Stabilisierungsschaltung

Dieser Beitrag beschreibt eine stabilisierte Stromversorgung, die gegenüber den üblichen Schaltungen wesentliche Vorteile aufweist, u. a. weniger Siebmittel und Strombegrenzung ohne zusätzlichen Aufwand.

Bild 1 zeigt eine typische übliche Stabilisierungsschaltung. In den meisten stabilisierten Stromversorgungen werden Abwandlungen dieser Grundschaltung verwendet. Nicht befriedigend ist darin die Versorgung der Basis des ersten Kaskaden-Längsregeltransistors T 1 mit dem Strom über die Widerstände R_B. Um eine gute Siebung und Regelung zu erreichen und einen allzu großen Anstieg des durch diese Widerstände fließenden Stromes bei Erhöhung der Speisespannung U_B durch Netzspannungsschwankungen zu vermeiden, sollen sie möglichst hohe Werte haben. Für eine gute Funktion der Längsregeltransistoren würde es genügen, wenn die niedrigste auftretende Speisespannung U_B die Ausgangsspannung U_A nur um den sehr geringen minimalmöglichen unvermeidlichen Spannungsabfall in diesen Transistoren übersteigt. In der Schaltung nach Bild 1 sind es ungefähr 2 V. Um jedoch den Wert der Widerstände R_B genügend groß wählen zu können, darf die minimale Speisespannung nicht so stark abfallen. Man muß die Speisespannung U_B erhöhen und damit höhere Verluste und unnötig hohe Belastungen der Transistoren in Kauf nehmen.

Um das zu vermeiden, wird oft zum Versorgen der Basis des Transistors T 1 eine höhere Hilfsspannung zusätzlich erzeugt, was einen höheren Aufwand bedeutet.

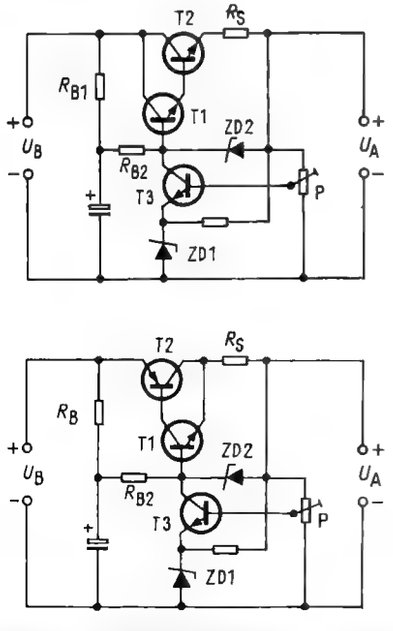


Bild 1. Zwei Grundvariationen der allgemeinüblichen Stabilisierungsschaltung

Eine Strombegrenzung, die notwendig ist, um ein Zerstören der Transistoren bei zufälliger Überlastung oder Kurzschluß zu verhindern, macht auch eine (weitere) Erhöhung der Speisespannung erforderlich, weil zum Erzeugen einer stromabhängigen Spannung ein Reihenwiderstand R_S in den Hauptstromkreis eingeführt wird.

Die hier vorgestellte Stabilisierungsschaltung ist von den beschriebenen Nachteilen frei. Der Basisstrom für den ersten Längsregeltransistor wird direkt aus der Speisespannung U_B entnommen, wobei sie auch bei ihrem niedrigsten Wert mit Überfluß ausreicht. Zusätzliche Siebkondensatoren für die Basisspannung entfallen. Die Strombegrenzung erscheint ohne zusätzlichen Aufwand als Nebenprodukt.

Die Grundschaltung ist in *Bild 2* dargestellt. Der erste Kaskaden-Längsregeltransistor T 1 (es kann der einzige sein oder die Kaskade besteht aus mehreren Transistoren) bekommt den Basisstrom aus der Speisespannung U_B über den Quertransistor T 3 und den Emitterwiderstand R_E. An diesen beiden Gliedern und an dem Basiskreis der Längsregeltransistoren liegt die volle Spannung U_B, und nicht wie in der in Bild 1 gezeigten üblichen Schaltung nur die Differenz zwischen U_B und U_A. Deshalb ist die Spannung auch unter ungünstigsten Bedingungen mehr als ausreichend. Über die Widerstände R_{B1} und R_{B2} wird an der Z-Diode ZD 1 aus der Speisespannung U_B die Vergleichsspannung für die Basis des Transistors T 3 gewonnen. Die Vergleichs-Z-Diode ZD 1 dient gleichzeitig als ein gutes Siebglied, so daß zusätzliche Siebkondensatoren sich erübrigen. Sobald sich die Ausgangsspannung U_A gebildet hat, übernimmt die Diode D den Stromfluß über ZD 1 und R_{B2} und verbessert noch wesentlich die Siebung der Vergleichsspannung, da sie den Widerstand R_{B2} an die besser gesiebte Ausgangsspannung anschließt.

Über das Potentiometer P gelangt die Ausgangsspannung U_A als Regelspannung an die Basis des Transistors T 4. Sobald diese Regelspannung den Wert der Vergleichsspannung an der Basis von T 3 übersteigt, fließt über den Transistor T 4 ein zusätzlicher Strom durch den für T 3 und T 4 gemeinsamen Emitterwiderstand R_E. Dadurch vermindert sich der Kollektorstrom des Transistors T 3 und somit der Basisstrom von T 1. Die Ausgangsspannung wird auf einen Wert stabilisiert, der sich mit P einstellen läßt. Auch die Brummspannung wird durch den Regelvorgang ausgesiebt.

Der Spannungsabfall an dem Widerstand R_E wird durch die Vergleichsspannung von ZD 1 bestimmt und ändert sich nicht bei Variieren des Widerstandswertes. Durch Verändern dieses Widerstandes kann der maximal mögliche Kollektorstrom des Transistors T 3, also der maximal mögliche Basisstrom von T 1 eingestellt werden. Das ergibt eine wirksame Begrenzung des Ausgangsstromes. Die Spannungsstabilisierung wirkt nur bis zum Erreichen des Grenzstroms und geht bei Überlast in eine Stromstabilisierung über. Der Transistor T 4 ist dann ganz gesperrt.

In *Bild 3* ist als Beispiel die komplette Schaltung einer praktischen Ausführung mit Dimensionierung für eine feste Ausgangsspannung von 20 V und einen

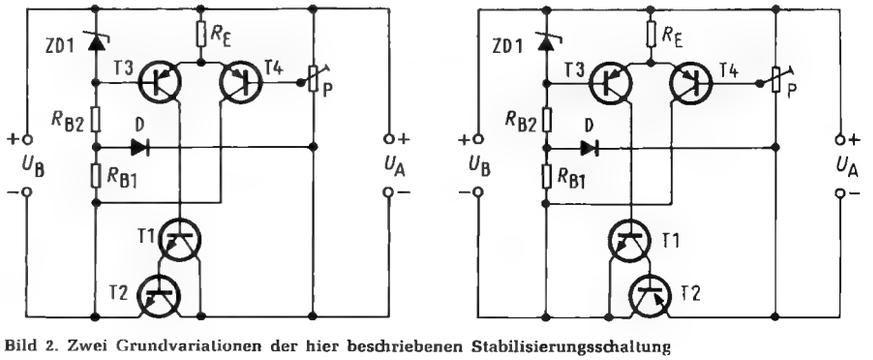


Bild 2. Zwei Grundvariationen der hier beschriebenen Stabilisierungsschaltung

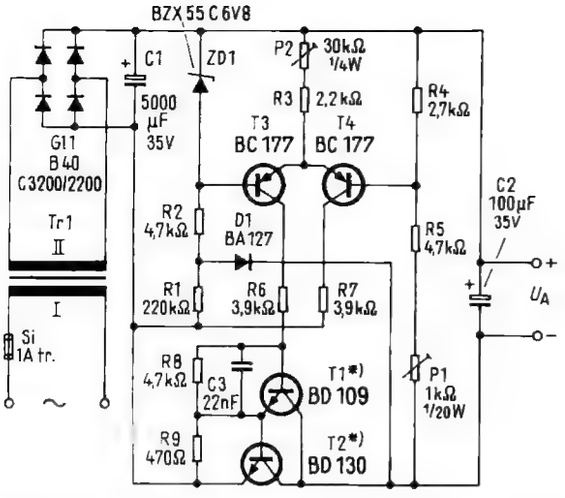


Bild 3. Komplettes Schaltbild einer stabilisierten Stromversorgung mit fester Ausgangsspannung. *) = T 1 und T 2 auf einen gemeinsamen Kühlkörper mit einem Wärmewiderstand etwa 1 °/W unter Verwendung von Wärmeleitpaste montieren (z. B. Austerlitz KS 125-100-E oder Seifert KL 101/100/sw)

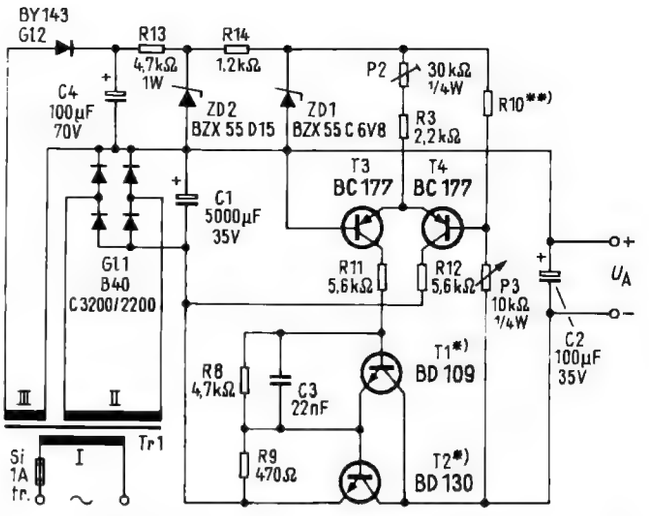


Bild 4. Komplette Schaltung einer stabilisierten Stromversorgung mit variabler Ausgangsspannung. **) = Der Wert von R 10 hängt von dem tatsächlichen Wert des Potentiometers P 3 ab. Anpassen auf maximal einstellbare Ausgangsspannung von 20 V, Richtwert 3,3 kΩ. *) Siehe Bild 3

maximalen Ausgangsstrom von 2 A gezeigt. Die Ausgangsspannung wird mit P 1 und der Grenzstrom mit P 2 eingestellt. Die Widerstände R 6 und R 7 entlasten die Transistoren T 3 und T 4, vermindern ihre Temperaturunterschiede bei verschiedenen Strömen und verbessern dadurch die Konstanz der Ausgangsspannung bei schwankenden Arbeitsbedingungen. Der Kondensator C 3 beseitigt eine hochfrequente Schwingneigung.

Bild 4 zeigt die Schaltung einer Ausführung für eine von 0...20 V kontinuierlich verstellbare Ausgangsspannung und einen maximalen Strom von 2 A. Bei allen Stabilisierungsschaltungen für variable Ausgangsspannungen, die nur eine Speisespannung besitzen, ist es nicht möglich, die Ausgangsspannung bis auf Null zu regeln. Die unterste einstellbare Ausgangsspannung entspricht der verwendeten Vergleichsspannung. Deshalb wird in Bild 4 für das Erzeugen der Vergleichsspannung eine zusätzliche Hilfsspannung verwendet. Ansonsten ist diese Schaltung mit der Schaltung nach Bild 3 identisch.

Tabelle 1. Technische Daten

Netzspannung: 180...240 V
Ausgangsspannung: 20 V bzw. 0...20 V
Maximaler Ausgangsstrom: 2 A
Konstanz der Ausgangsspannung: ≈ 0,1 %
Welligkeit der Ausgangsspannung: ≈ 5 mV

Tabelle 2. Daten des Netztransformators

Kern M 85/35, Dyn. Bl. III
I = 870 Wdg., 0,4 CuL
II = 98 Wdg., 1,1 CuL
III = 180 Wdg., 0,15 CuL

Die in *Bild 5* gezeigten zwei Abwandlungen der Grundschaltung zeichnen sich durch sehr hohe Regelverstärkung aus. Sie lassen sich bei extremen Ansprüchen an die Qualität der Stromversorgung verwenden. In diesen beiden Schaltungen sind für die Konstanz der Ausgangsspannung die Vergleichsspannung von der Z-Diode ZD 3 und der Transistor T 5 maßgebend. Deshalb wird T 5 durch den Widerstand R_C entlastet, um seine Temperaturänderungen bei schwankenden Arbeitsbedingungen niedrig zu halten. ZD 1, T 3 und T 4 beeinflussen hier die Ausgangsspannung nicht; die strombegrenzende Funktion des Widerstandes R_E bleibt jedoch voll wirksam. Der Widerstand R_V schützt den Transistor T 5 gegen einen unzulässig hohen Basisstrom, der kurzzeitig auftreten könnte, wenn das Potentiometer P bis zum oberen Anschlag verstellt wird. In den Schaltungen nach Bild 2, 3 und 4 besteht diese Gefahr für den Transistor T 4 nicht, weil sein Basisstrom durch den Widerstand R_E begrenzt ist.

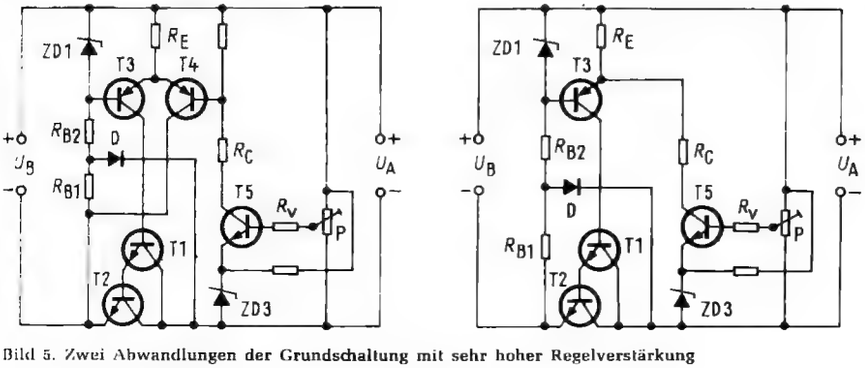
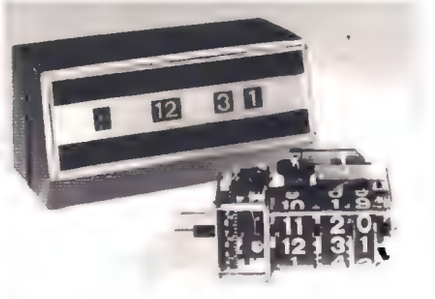


Bild 5. Zwei Abwandlungen der Grundschaltung mit sehr hoher Regelverstärkung

Im Vergleich zu den Schaltungen nach Bild 2, 3, 4 erhöht die zusätzliche Verstärkerstufe die Neigung der Schaltung Bild 5 zu hochfrequenter Selbsterregung, die je nach Ausführung durch entsprechende Maßnahmen unterdrückt werden muß.

Synchron-Digitaluhr

Im Zählerprogramm der ITT Bauelemente Gruppe Europa wird neben Impuls-, Hub- und Umdrehungszählern für unterschiedliche Anwendungsbereiche auch eine Digitaluhr mit 7,6 mm hohen Ziffern angeboten. Sie wird durch einen Synchronmotor 220 V/50 Hz angetrieben



Diese Digitaluhr der ITT Bauelemente Gruppe Europa wird von einem Synchronmotor (220 V/50 Hz) angetrieben. Ihre Abmessungen sind 82 mm × 75 mm × 38 mm

und ist mit zwei Schaltkontakten (Alarm- und Schlafkontakt) ausgerüstet. Die Abmessungen sind 82 mm × 38 mm × 75 mm. Mit dem 24 Stunden Alarmsystem können zu einer vorgewählten Zeit (10-Minuten-Einstellung) über den Umschaltkontakt externe Stromkreise, wie z. B. Wecker, Licht oder Radio, eingeschaltet werden.

Der Schlafschalter, der stufenlos bis max. 90 min einstellbar ist, ermöglicht das Ein-, Um- oder Ausschalten von weiteren Funktionen.

Frequenz- und Phasenmodulation bei Sprechfunkgeräten

Während Lang-, Mittel- und Kurzwellen-Telefoniesender mit Amplitudenmodulation und deren Varianten, u. a. Einseitenbandmodulation, arbeiten, wendet man bei Sprechfunkgeräten im UKW- und UHF-Bereich Frequenz- oder Phasenmodulation an. Der Beitrag erläutert diese beiden Modulationsverfahren anhand von Schaltungsbeispielen aus SEL-Sprechfunkgeräten.

Die Frequenzmodulation

entsteht, wenn man die Trägerfrequenz im Rhythmus der Niederfrequenz ändert. Je größer der dem Modulationsgrad entsprechende Frequenzhub ist, um so größer wird die Wiedergabelautstärke, aber auch die erforderliche Hf-Bandbreite. Je höher die zu übertragenden Tonfrequenzen sind, um so mehr Hf-Bandbreite benötigt man für eine verzerrungsfreie Wiedergabe. Die vom FM-Sender eingenommene Kanalbandbreite hängt also von der Größe des Frequenzhubes und von der höchsten Modulationsfrequenz ab. Für eine gute Sprachverständlichkeit genügt es, den Frequenzbereich bis 3000 Hz wiederzugeben. Unter Zugrundelegung des bei den Sprechfunkgeräten üblichen Spitzenhubes H von 4 kHz und einer Nf-Grenzfrequenz f_{Nf} von 3 kHz errechnet sich die erforderliche Bandbreite B_{Hf} aus

$$B_{Hf} = 2\,H + 2\,f_{Nf};$$

mit den genannten Werten ist demnach

$$B_{Hf} = 14\ \text{kHz}$$

Da von der Deutschen Bundespost für die Sprechfunkdienste ein Kanalraster von 20 kHz festgelegt wurde, besteht zu den Nachbarkanälen ein Sicherheitsabstand von jeweils 3 kHz. Das mit Frequenzmodulation arbeitende SEL-Taschensprechfunkgerät SEM 56 besitzt einen *VCXO-Modulator* (voltage controlled crystal oszillator = spannungsgesteuerter Quarzoszillator) gemäß *Bild 1*. Der Oszillator arbeitet in Dreipunktschaltung. Der Schwingkreis mit L 3 liegt am Kollektor des Transistors T 1 und ist auf die Quarzfrequenz abgestimmt. Die Anzapfung des Schwingkreises L 3 ist über die in Reihe geschaltete Induktivität L 1, die Kapazitätsdiode D 1 und den Quarz mit parallel geschalteter Induktivität L 2 an den Emitter angeschlossen. Es kann sich nur die Serienresonanz dieses Kreises erregen, weil er bei daneben liegenden Frequenzen undurchlässig ist. Mit L 1 und L 2 läßt sich der Quarz auf seine Sollfrequenz ziehen. Die Kapazitätsdiode erhält zur Einstellung ihres Arbeitspunktes eine mit der Z-Diode D 2 auf 6,8 V stabilisierte Vorspannung. Im Rhythmus der angelegten Nf-Spannung ändert sich die Kapazität der Diode D 1 und bewirkt eine Änderung der Resonanzfrequenz des Serienkreises und damit der vom Quarzoszillator abgegebenen Frequenz. Der Kondensator C 1 und der Widerstand R 1 verhindern das Eindringen unerwünschter Hf-Spannungen in den Nf-Verstärker und die damit verbundenen Störungen. Die vom Modulationsverstärker abgegebene Nf-Spannung erzeugt einen Nennhub von $\mp$ 1,4 kHz. Da die Oszillatorfrequenz verdoppelt wird, ergibt sich bei der Ausgangsfrequenz ein Nennhub von $\pm$ 2,8 kHz entsprechend einem Spitzenhub von $\pm$ 4 kHz. Am Kollektor des Oszillators koppelt man die Hf-Spannung induktiv aus und führt sie einer Verstärkerstufe zu. Am Ausgang des VCXO steht dann eine Hf-Spannung von etwa 0,7 V für die auf dem Senderbaustein befindliche Verdopplerstufe zur Verfügung. *Bild 2* zeigt die kleinen Abmessungen des VCXO.

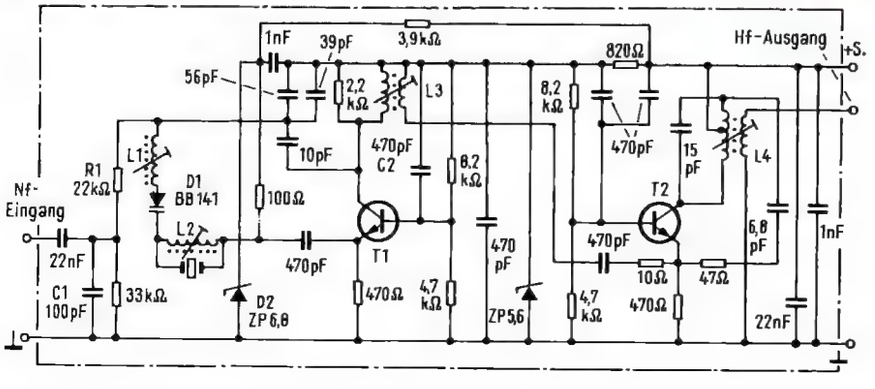
Die Phasenmodulation

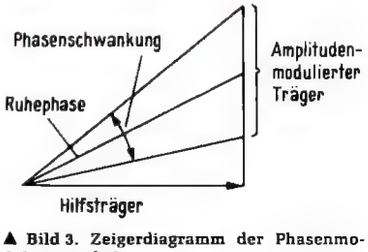
ist eine Folge von Änderungen des Phasenwinkels einer hochfrequenten Schwingung, veranlaßt durch die Modulationsspannung. Dabei verschiebt die periodisch im Takt der Niederfrequenz vor sich gehende Phasenwinkeländerung auch die Trägerfrequenz ähnlich wie bei der Frequenzmodulation. Eine Methode zur Phasenmodulation eines Trägers besteht darin, einem amplitudenmodulierten Träger einen etwa um 90° in der Phase gedrehten frequenzgleichen Hilfsträger entsprechender Amplitude zuzusetzen *(Bild 3)*.

Die Phasenmodulation wird hauptsächlich bei Funksprechgeräten mit mehreren umschaltbaren Kanälen angewendet, weil man neben einer Schaltungsvereinfachung durch Wegfall des Modulationszusatzes bei jedem Quarz auch unabhängig von dem benutzten Quarz einen gleichbleibenden Hub erzielt. Allerdings ist der hierbei erzielbare Frequenzhub wesentlich kleiner als bei einem frequenzmodulierten Oszillator.

Bild 2. VCXO-Modulator mit abgenommener Abschirmhaube

Der Autor ist Mitarbeiter der Firma Standard Elektrik Lorenz AG, Stuttgart-Zuffenhausen.





▲ Bild 3. Zeigerdiagramm der Phasenmodulationsschaltung

◀ Bild 1. Schaltung des VCXO-Modulators vom SEL Taschensprechfunkgerät SEM 56

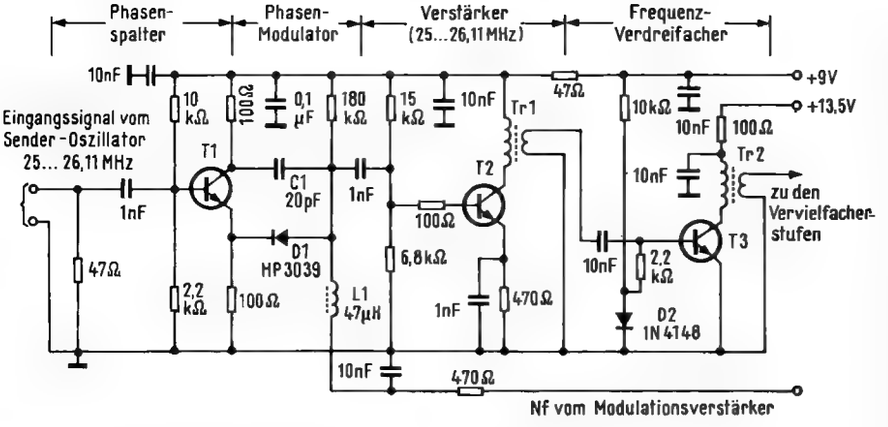


Bild 4. Schaltung des Phasenmodulators vom SEL-Sprechfunkgerät SEM 97

Aus diesem Grunde muß zur Erreichung des geforderten Frequenzhubes der Trägeroszillator auf einer niedrigen Frequenz schwingen; entsprechend der nachfolgenden Frequenzvervielfachung vergrößert sich auch der Hub.

Die Schaltung des Phasenmodulators im SEL-Sprechfunkgerät SEM 97 [1] für das 70-cm-Band zeigt *Bild 4*. Der vom Quarzoszillator gelieferte Träger im Frequenzbereich 25,000...26,111 MHz gelangt zunächst zu dem als *Phasenspalter* arbeitenden Transistor T 1. Am Kollektor und Emitter erhält man zwei um etwa 90° verschobene Signale (weil der Kollektorkreiswiderstand stark kapazitiv ist). Das vom Emitter kommende Hf-Signal wird von dem über die Hf-Drossel L 1 zugeführten Sprachfrequenzsignal mit Hilfe der Diode D 1 amplitudenmoduliert, so daß das Summensignal im Transistor T 2 im Ruhezustand im Mittel in der Phase um etwa 45° verschoben wird. Das Sprachsignal läßt nun das resultierende Signal um diesen Ruhewinkel (45°) pendeln. Dieses Pendeln stellt die gewünschte Phasenmodulation dar. Der Transistor T 2 verstärkt das modulierte Hf-Signal, das in den folgenden Stufen auf die endgültige Frequenz im Bereich von 455...470 MHz vervielfacht wird. Gleichzeitig findet damit auch die gleiche Vervielfachung des Hubes statt, der dann in der Spitze bei 4 kHz liegt.

Modulationsfrequenzgang

Unterschiede zwischen Frequenz- und Phasenmodulation bestehen im Frequenz- bzw. Phasenhubverhalten. Eine frequenzmodulierte Schwingung hat bei konstanter Modulationsspannung für alle Modulationsfrequenzen gleichen Frequenzhub aber einen mit zunehmender Modulationsfrequenz abnehmenden Phasenhub. Eine phasenmodulierte Schwingung hat dagegen einen von der Modulationsfrequenz unabhängigen Phasenhub, aber mit der Modulationsfrequenz zunehmenden Frequenzhub, genau wie die Frequenzmodulation mit Preemphasis. Da das im Empfänger wirksame Rauschen den Träger phasenmoduliert, wird für hohe Modulationsfrequenzen bei einer FM im Empfänger das Verhältnis von Signal zu Störamplitude verschlechtert. Um das zu vermeiden, hebt man im Modulationsverstärker die höheren Tonfrequenzen an (Preemphasis). Zum Erzielen eines linearen Widergabe-Frequenzganges findet im Empfänger eine gegenläufige Entzerrung (Deemphasis) statt, da sonst gegenüber dem Original die höheren Töne lauter als die tiefen zu Gehör gebracht werden.

Bei der Phasenmodulation hingegen nimmt der entstehende Frequenzhub proportional mit der Höhe der Modulationsfrequenz zu, er besitzt also schon den Charakter der Vorverzerrung. Empfangsseitig werden daher die höheren Töne mit einer größeren Lautstärke wiedergegeben. Durch die mit steigender Modulationsfrequenz fallende Entzerrung im Gang der Nf-Verstärkung des Empfängers läßt sich das ausgleichen.

Wie bereits gesagt, hängt die vom Sender belegte Kanalbandbreite in erster Linie von der Größe des Frequenzhubes aber auch von der höchsten Modulationsfrequenz ab. Durch entsprechende Auslegung des Modulationsverstärkers sichert man die Einhaltung der postalisch vorgeschriebenen Kanalbandbreite von 20 kHz. Zunächst darf die vom Verstärker abgegebene Ausgangsspannung einen bestimmten Wert nicht überschreiten, was bei zu naher oder zu lauter Besprechung des Mikrofons vorkommen würde. Die Folge wäre ein zu großer Frequenzhub. Die vielfach bei Sprachsendungen im Rundfunk eingesetzten Dynamikkompressoren heben zwar den mittleren Modulationsgrad des Senders beachtlich an, sie eignen sich aber wegen des hohen Aufwandes weniger gut für den Sprechfunk. Hier hat sich das Clippen zu hoher Spitzen des Nf-Signals sehr gut bewährt, da die Amplitudenunterschiede bei Sprechfunkbetrieb nicht so groß sind und impulsartige Sprachspitzen ohne Verzögerung begrenzt werden. Zur Einengung des Übertragungsbereiches dienen die nach dem Clippen folgenden ein- oder zweistufigen aktiven Tiefpaßfilter, welche auch die durch den Begrenzungsprozeß zwangsläufig entstehenden unerwünschten Obertöne über 3 kHz nicht durchlassen. Die Sprache hat ihre maximale Energie bei etwa 300 Hz. Nach höheren Frequenzen zu fällt diese wieder ab. Bei Phasenmodulation mit ihrem Preemphasischarakter erhält man deshalb für alle Sprachfrequenzen etwa gleichen Frequenzhub. Man muß die Frequenzhubbegrenzung also so ausbilden, daß die Modulationsspannung bei hohen Frequenzen bei kleinerer Spannung begrenzt wird als bei tiefen. Das erreicht man dadurch, daß man vor der Begrenzung die hohen Frequenzen gegenüber den tiefen anhebt und nachher wieder die tiefen anhebt, so daß der ursprüngliche Frequenzverlauf wieder hergestellt ist.

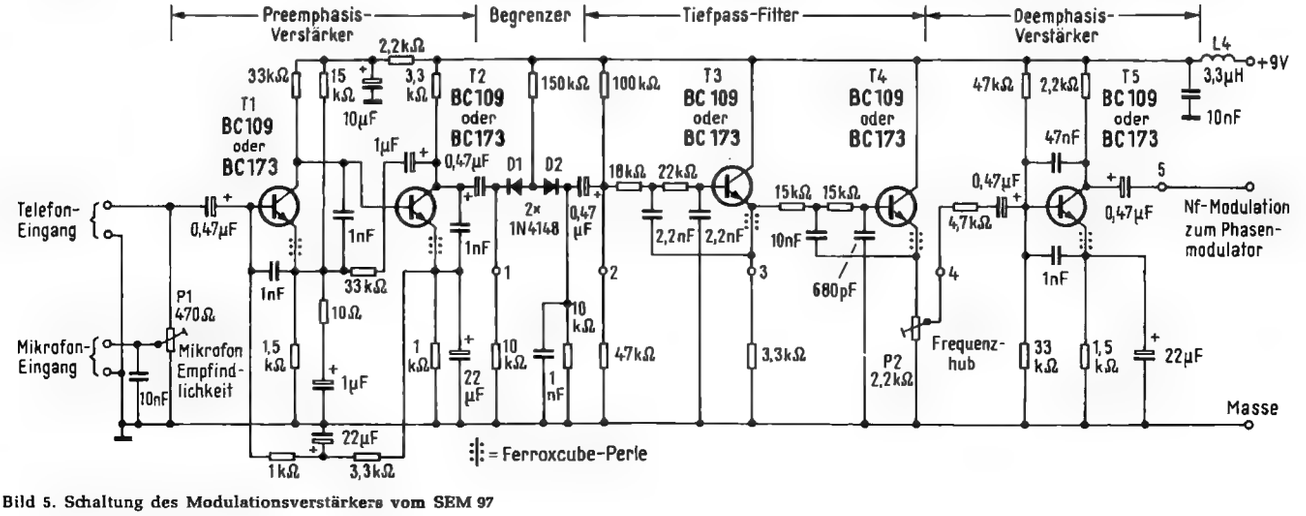


Bild 5. Schaltung des Modulationsverstärkers vom SEM 97

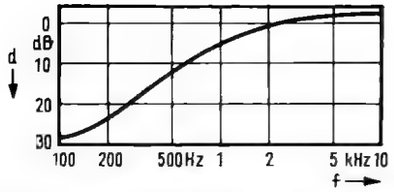


Bild 6. Frequenzverlauf des Modulationsverstärkers am Meßpunkt 1 in Bild 5 bei noch nicht eingesetzter Signalbegrenzung

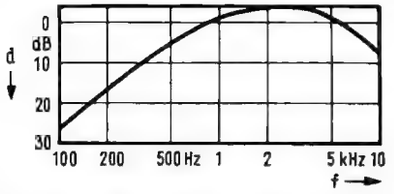


Bild 7. Frequenzkurve am Meßpunkt 3 in Bild 5

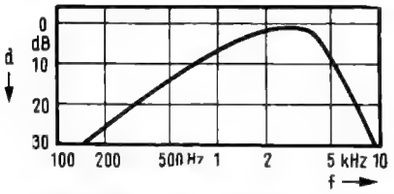


Bild 8. Frequenzkurve am Meßpunkt 4 in Bild 5

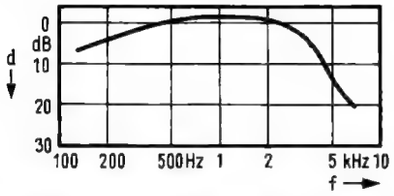


Bild 9. Frequenzkurve am Meßpunkt 5 in Bild 5

Bei dem mit Phasenmodulation arbeitenden SEL-Sprechfunkgerät SEM 97 soll die Arbeitsweise des Modulationsverstärkers *(Bild 5)* anhand von Frequenzkurven näher besprochen werden. Er besteht aus einem zweistufigen galvanisch gekoppelten Vorverstärker mit den Transistoren T 1 und T 2 mit Preemphasis, dem Clipper mit zwei gegenpolig hintereinander geschalteten in Leitrichtung vorgespannten Dioden D 1 und D 2, einem zweistufigen aktiven Tiefpaß mit den Stufen T 3 und T 4 sowie der Verstärkerstufe T 5 mit Deemphasis. Führt man den Dioden eine Spannung zu, die größer ist als die Vorspannung, dann wird die eine oder die andere Diode gesperrt.

Doch seien zunächst die Frequenzgänge des Modulationsverstärkers an verschiedenen Punkten in der Schaltung vor Einsetzen der Clippung (Eingangssignal 0,1 mV) näher betrachtet. Der Frequenzverlauf nach dem Preemphasis-Vorverstärker T 1, T 2 *(Bild 6)* am Meßpunkt 1 zeigt deutlich die Anhebung der Höhen vor dem Clippen. Da bei dem niedrigen Eingangssignal noch keine Begrenzung stattfindet, ist die Frequenzkurve am Meßpunkt 2 identisch mit der von 1. Das zweistufige Tiefpaßfilter mit T 3 und T 4 schneidet die höheren Frequenzen ab, wie der Frequenzverlauf *(Bild 7* und *8)* an den Meßpunkten 3 und 4 zeigt. Die Anhebung der vom Preemphasisverstärker abgesenkten Tiefen geschieht in der Deemphasis-Verstärkerstufe T 5. Der nunmehr ausgeglichene Frequenzgang des Modulationsverstärkers ist aus *Bild 9* (Meßpunkt 5) zu ersehen.

Mit dem Potentiometer P 1 in Bild 5 wird der Verstärkungsfaktor an die Empfindlichkeit des verwendeten Mikrofones angepaßt. Zur Festlegung des Frequenzhubes auf den vorgeschriebenen Wert dient das im Emitterkreis von Transistor T 4 liegende Potentiometer P 2.

Literatur

[1] *Koch, Egon:* Ein Funksprechgerät für das 70-cm-Band. FUNKSCHAU 1970, Heft 10, Seite 317–320.

Räumliche Wiedergabe von Röntgenbildern

Holografische Verfahren zur dreidimensionalen Wiedergabe von Röntgenbildern werden z. Z. im Philips Forschungslaboratorium Hamburg-Stellingen untersucht. In letzter Zeit sind verschiedene Verfahren zur Erzeugung von räumlichen Röntgenbildern vorgeschlagen worden. Diese Verfahren beruhen alle auf der Herstellung einer Hologramm-Matrix aus einer Serie einzelner Röntgenbilder, die aus unterschiedlichen Perspektiven aufgenommen wurden. Aus einer solchen Hologramm-Matrix läßt sich bei geeigneter Beleuchtung ein virtuelles dreidimensionales Bild erzeugen, das aus verschiedenen Blickrichtungen betrachtet werden kann.

W. Bornholdt, G. Groh und M. Kock, Mitarbeiter des genannten Laboratoriums, haben im Verlauf ihrer Experimente mit holografischen Techniken dieses Verfahren verbessern und erweitern können. Zur Erzeugung der Hologramm-Matrix verwenden sie die in *Bild 1* dargestellte Anordnung. Dabei werden nacheinander die einzelnen Röntgenaufnahmen mit kohärentem Laserlicht unter Zwischenschaltung einer Mattscheibe mit breiter Streucharakteristik beleuchtet. Durch diese Art der Beleuchtung wird sichergestellt, daß die von jedem Bildpunkt des Röntgenbildes ausgehende Lichtwelle gleichmäßig auf die gesamte für die Aufnahme des Hologramms vorgesehene fotografische Platte auftrifft. Mit Hilfe einer Spaltblende wird nun für jede Röntgenaufnahme nur ein streifenförmiger Ausschnitt der Fotoplatte freigegeben, in dem durch Überlagerung mit einer Referenzwelle ein Teilhologramm erzeugt wird. Dabei entspricht die Lage des Spaltes der bei der Herstellung der jeweiligen Röntgenaufnahme benutzten Position der Röntgenlichtquelle.

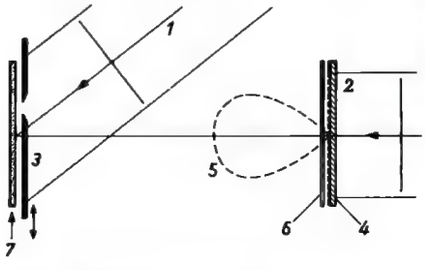


Bild 1. Hologrammerzeugung für die räumliche Wiedergabe von Röntgenbildern: 1 = Referenzbündel, 2 = Beleuchtungsbündel, 3 = Spaltblende in Stellung n, 4 = Mattscheibe, 5 = Streucharakteristik, 6 = Röntgenaufnahme n, 7 = fotografische Platte (Hologramm-Matrix)

Durch Beleuchten des fertigen Hologramms mit der Referenzwelle erhält man ein dreidimensionales virtuelles Bild. Gute Ergebnisse wurden mit etwa 30 bis 50 Teilhologrammen erzielt. Für die Praxis wichtiger ist jedoch die Möglichkeit, daß aus einer derart organisierten Hologramm-Matrix (unter Verwendung einer andersartigen Referenzwelle) ein *reelles* dreidimensionales Bild des geröntgten Objektes erzeugt werden kann. Aus diesem dreidimensionalen Bild lassen sich wie bei der Tomographie Schichtaufnahmen herstellen, wobei die Schichttiefe frei wählbar ist und je nach Anforderung verändert werden kann.

Die hier wiedergegebenen Fotos zeigen derartige reelle Schichtaufnahmen eines menschlichen Auges in verschiedenen Tiefenlagen. In *Bild 2a* ist die Ebene der Augenumrandung, in Bild 2*b* die des Sehnervloches scharf.

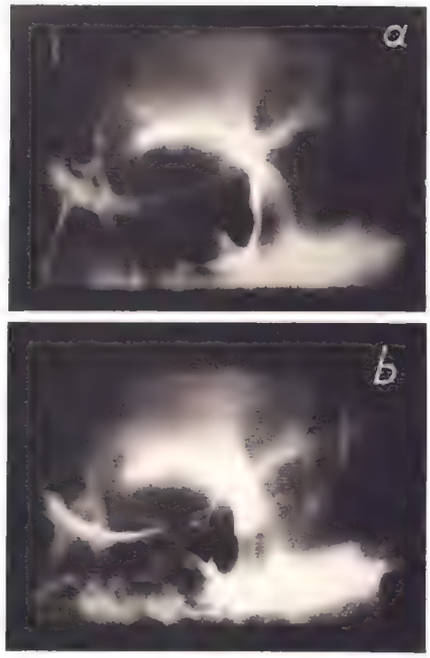


Bild 2. Schichtaufnahmen eines menschlichen Auges: a = Ebene der Augenumrandung, b = Ebene des Sehnervloches

Anwendungsmöglichkeiten der dreidimensionalen Wiedergabe von Röntgenbildern sind in der Röntgendiagnostik und in der zerstörungsfreien Materialuntersuchung zu erwarten. Es handelt sich bisher nur um Laboratoriums-Experimente; eine industrielle Auswertung ist bis auf weiteres nicht geplant.

Elektrodynamische Lautsprecher für 80 kHz

Über zwei elektrodynamische Lautsprecher vom Bändchen-Typ, die im Bereich 2 kHz bis 80 kHz abstrahlen, berichtet *A. Boleslav* vom Tesla-Forschungslaboratorium in Prag. Er kommt dabei zu dem Schluß, daß bei gewissen Meßaufgaben im Ultraschallbereich, wo eigentlich die Überlegenheit der elektrostatischen oder piezoelektrischen Schallwandler hervorstechen sollte, das elektrodynamische Prinzip noch überlegen ist. Und zwar in Bezug auf Linearität, Wirkungsgrad und fertigungstechnische Einfachheit.

Die beiden neuentwickelten Bändchenlautsprecher haben eine glatte Frequenzkurve, sind sehr stabil und unempfindlich im Betrieb. Das ist besonders bei raumakustischen Modellversuchen wichtig.

Dieses zuerst von E. Spandöck (1934) vorgeschlagene Meßverfahren regt ein maßstabgerecht (etwa 1 : 10) aufgebautes Modell des zu bauenden Saales mit „Modellschall" (Meßtönen, Musik, Sprache) an. Der Modellschall kommt von einem mit erhöhter Geschwindigkeit abgespielten Tonband. Die Geschwindigkeitserhöhung entspricht dem Modellmaßstab. So wird die richtige Proportionalität der abgestrahlten Schallwellenlängen zu den Abmessungen des Raums hergestellt.

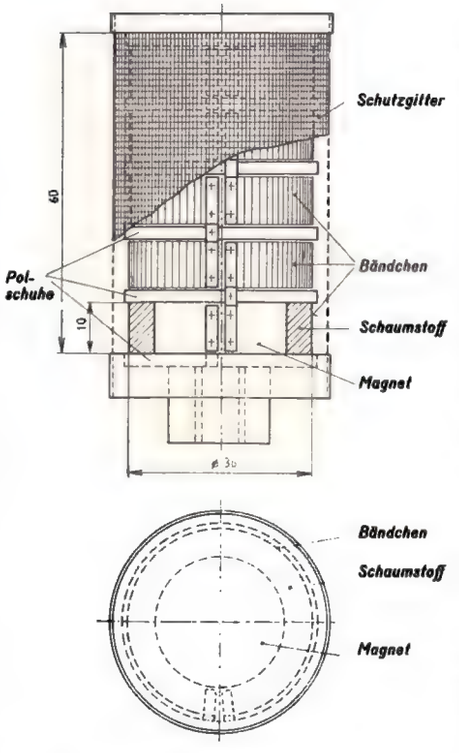
Die entstehende Schallverteilung, Nachhall, Echos, Interferenzen usw. werden im Modell von Sondenmikrofonen aufgefangen. Nach Rückuntersetzung in die richtige Geschwindigkeit kann man den aufgefangenen Schall mit den Mängeln, die der geplante Bau in dieser Form zeigen wird, auch wieder hörbar machen.

Bei derartigen Versuchen, aber auch bei Lärmmessungen an Triebwerken usw., kommt man weit ins Ultraschallgebiet hinein, wo man um geeignete Strahler sehr verlegen ist.

Einer der beiden neuen Ultraschalllautsprecher ist ein Direktstrahler in der aus dem Audio-Bereich gewohnten Anordnung. Er hat einen Luftspalt von 8 mm bei 4 kG Flußdichte. Das Bändchen selbst, aus Aluminium hergestellt, ist 52 mm × 7,5 mm groß. Es wird an den Ecken mit Silikonfett auf den Polschuhen des Magneten gehalten. Kritisch für den Abfall des Übertragungsmaßes bei hohen Frequenzen einerseits und für die Glätte der Frequenzkurve andererseits ist die Dicke des Bändchens. Bei der beschriebenen Konstruktion wurde sie zu 6 µm gewählt. Der Raum hinter dem Bändchen ist bis auf 2 mm Abstand mit Styropor ausgefüllt. Das kommt der Stabilität der Anordnung zugute.

In der Frequenzkurve zeigen sich zwei Abschnitte, mit deutlichem Übergang bei etwa 10 kHz. Der obere Teil, mit leichtem Abfall ab 50 kHz, liegt im Pegel anfangs etwa 5 dB höher. Bis 80 kHz findet ein Abfall um 12 dB statt. Diesen Sprung und diese Unregelmäßigkeit kann man jedoch ausgleichen, indem man einen Exponentialtrichter vor das System setzt. Das ist bei dem Prototyp geschehen. Die kritische Frequenz des Trichters liegt bei 1,1 kHz. Das zum ersten System.

Unkonventionell im Aufbau ist die zweite Entwicklung, ein Bändchenlautsprecher, der zylinderförmig gebaut ist und demzufolge eine *Zylinder*welle von seinem Umfang abstrahlt. (Die geradlinig vor- und rückwärts ausgelenkte



Schnitt durch den elektrodynamischen Zylinderstrahler

Konusmembrane eines „normalen" Lautsprechers strahlt im Idealfall eine *ebene* Welle ab, zumindest bei Frequenzen, die groß genug gegenüber ihren Abmessungen sind.)

Das *Bild* zeigt den Aufbau des Zylinderlautsprechers. Er ist im wesentlichen aus fünf Abschnitten aufgeschichtet, die von scheibenförmigen Polschuhen begrenzt werden. Dazwischen, weiter innen, die Zylindermagnete aus „hartem" Ferrit mit Polung in abwechselnder Richtung.

Die ringförmigen Membranen – die „Bändchen" – bestehen wieder aus Aluminium. Sie sind fest miteinander verbunden und bilden so den großflächigen zylindrischen Strahler. In dieser Anordnung sinken die Verluste. Die Sättigung im 10 mm breiten Spalt erreicht 1 kG.

Die Bändchen müssen, damit sie den „atmenden Zylinder" bilden können, an einer Stelle im Umfang offen sein. Dort sind sie auch (im Bild vorn) durch Laschen untereinander verbunden, und zwar derart, daß der Strom in zwei benachbarten Bändchen immer in umgekehrter Richtung auf dem Umfang entlangfließt. Das setzt die Induktivität des gesamten Systems herab und ermöglicht die ungeahnte Ausdehnung des Frequenzbereiches.

Gestützt werden die Bändchen von einer Schaumstoffeinlage, die auf die Magnete geklebt ist. Diese Einlage füllt den Raum zwischen den Polschuhen völlig aus. Die Bändchen sind zwar noch beweglich, aber gegen starke Luftbewegungen (Nahbeschallung, Zugluft) geschützt. Ein Korb aus Drahtgeflecht schließt das Ganze nach außen ab.

Auch der Frequenzbereich des Zylinderstrahlers geht, mit geradlinigem Abfall von 6 dB/Oktave, bis 80 kHz. Der Wirkungsgrad liegt, wegen der geringeren Luftspaltsättigung, etwas niedriger als bei der zuerst genannten Entwicklung im konventionellen Gewand. So mißt man hier bei 10 kHz in 1 m Abstand (immer noch) einen Schalldruckpegel von 80 dB, wenn die elektrische Leistung am Eingang 1 VA beträgt.

Noch ein Hinweis für extreme Hi-Fi-Fans: Den zuerst genannten Lautsprecher mit flachem Bändchen empfiehlt der Entwickler auch als „Hochtöner" in fortschrittlichen Ela-Anlagen ...

Werner Schulz

Literatur

Boleslav, A.: Wide Range (2 through 80 kHz Ribbon Electrodynamic Loudspeakers. Tesla electronics, 4/70, Seite 104...108.

Fernsehton über die Hi-Fi-Anlage

Seit langem beklagen nicht nur wir, sondern auch viele Leser die mangelhafte Wiedergabe der Fernsehempfänger. Für einen besseren Ton ist das heutzutage in den Schaltungen verwendete Intercarrierverfahren nicht geeignet; Paralleltonempfänger erfordern aber einen zusätzlichen Zf-Verstärker, und dieser sprengt trotz integrierter Schaltung und Keramikfilter sämtliche Kalkulationen! Wer also den Fernsehton High Fidelity hören will, mußte sich bisher einen speziellen Tuner für die Fernseh-Empfangsbereiche selbst bauen. – Ebenso erfordern auch Tonbandaufnahmen vom Fernsehempfänger im allgemeinen einen Eingriff in das Gerät.

Seit kurzem vertreibt die Firma ETE Electronic unter der Bezeichnung Translater ein kleines Zusatzgerät, das wenigstens den Tonempfang von UHF-Sendern in Hi-Fi-Qualität erlaubt. Die mit zwei Transistoren bestückte Schaltung enthält eine Vor- sowie eine Misch- und Oszillatorstufe. Letztere transponiert das Fernsehsignal in den UKW-Bereich 88...108 MHz. Nachzuschalten ist also ein normaler UKW-Empfangsteil. Mit dem Zusatzgerät werden naturgemäß auch Tonbandaufnahmen des Fernsehtones ganz einfach, denn welcher Rundfunkempfänger verfügt heutzutage nicht über eine Tonbandbuchse? Kr

Doppelnetzgerät mit integrierten Schaltungen

Bei der Konstruktion des Netzgerätes wurde davon ausgegangen, daß in der digitalen Schaltungstechnik häufig zwei voneinander unabhängige Spannungen unter 25 V benötigt werden. Richtet man das Gerät so ein, daß beide Spannungen hintereinander geschaltet werden können, so erhält man einen universell verwendbaren Spannungsbereich bis 50 V.

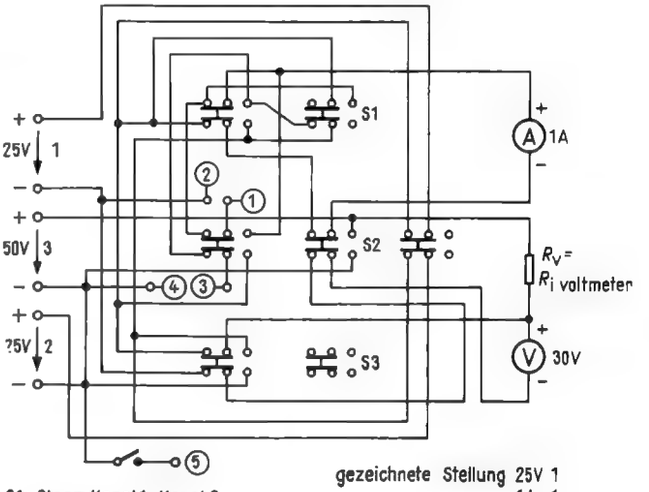
Der Einfachheit halber soll nur ein Kanal beschrieben werden, da sich der andere analog verhält. Hinter einer ausreichend dimensionierten Gleichrichter- und Siebkette *(Bild 1)* schließt sich die integrierte Schaltung CA 3055 an, die speziell als Strom- und Spannungsreglereinheit entworfen wurde. Der maximale Ausgangsstrom beträgt 100 mA, wenn der zwischen den Klemmen 1 und 8 liegende Begrenzungswiderstand 5,6 Ω beträgt. Verändert man R_i, zwischen 5,6 Ω und etwa 1 kΩ, so erhält man eine stufenlose Strombegrenzung, die in vielen Fällen wünschenswert ist. Ein- und Ausgang der IS CA 3055 sind außerdem kurzschlußfest. Der zwischen den Punkten 6 und 7 liegende Kondensator dient zur Frequenzkompensation, der Kondensator C_{ref} zwischen 4 und 5 glättet die Referenzspannung, die durch den Spannungsteiler R 1, R 2 und P 1 erzeugt wird und 1,6 bis 1,8 V betragen soll. Die Einstellung der Ausgangsspannung, die mit P 1 vorgenommen wird, zeigt logarithmisches Verhalten. Wird dies nicht gewünscht, so ist für P 1 ein negativ logarithmisches Potentiometer vorzusehen.

Tabelle 1.
Im Mustergerät verwendete Spezialbauteile

Stück	Bauteil
2	CA 3055 (RCA)
2	2 N 3055 (RCA)
2	B 40 C 2200 (ITT)
2	Potentiometer neg. log. 10 kΩ
2	Trimmer lin., 1 kΩ
1	Voltmeter (Kyoritsu), 30 V
1	Amperemeter (Kyoritsu), 1 A
1	Gehäuse: 22 cm × 15 cm × 14 cm
1	Shuntwiderstand = Innenwiderstand des Voltmeters
4	Schadow-Drucktasten mit 4 × Um
1	Schadow-Drucktaste mit 6 × Um
2	Kühlbleche etwa 14 cm × 7 cm

Um mit der integrierten Schaltung CA 3055 Ausgangsströme von einigen Amperes zu realisieren, steuert man mit dem Ausgang (Punkt 8) die Basis eines als Längsglied geschalteten Leistungstransistors an. Diese Anordnung entspricht der bekannten Darlington-Schaltung. Verwendet man z. B. als Längstransistor einen 2 N 3055 mit einer Stromverstärkung von 20, so ergibt sich ein maximaler Ausgangsstrom von etwa 2 A.

Bei dieser Schaltungsvariante multiplizieren sich ebenfalls der Stabilisierungsfaktor und der Begrenzungsstrom um den Faktor 20. Da aber bei der IS CA 3055 die Ausregelung der Last- und Netzschwankungen 0,025 beträgt, erhält man beim Nachschalten eines 2 N 3055 mit $\beta = 20$ eine Ausregelung von 0,5 %. Das ist ein noch recht guter Wert, der auch beim Test erreicht wurde.



S1: Strom Kanal 1 - Kanal 2
S2: 25V - 50V
S3: Spannung Kanal 1 - Kanal 2

Bild 2. Die Umschalteinrichtung

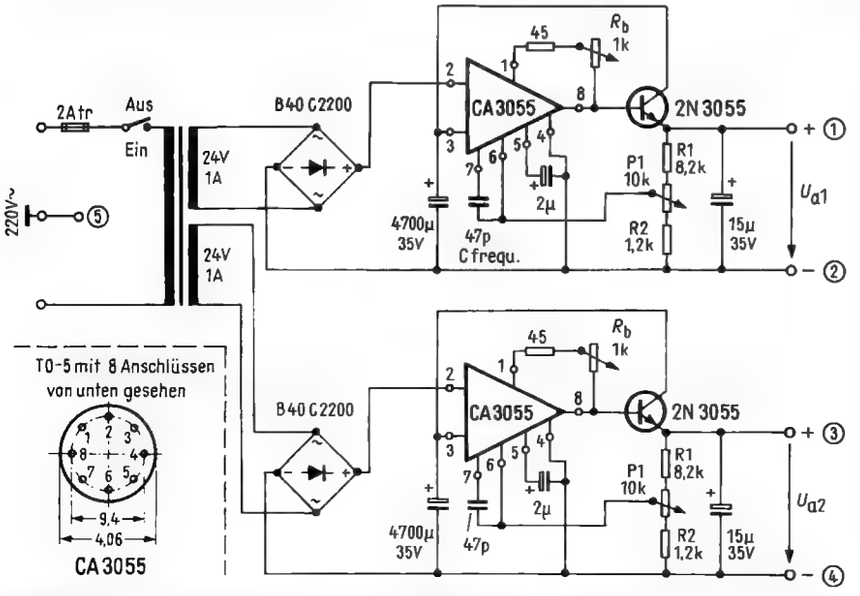


Bild 1. Schaltung des Netzgerätes. Die im Mustergerät verwendeten Spezialteile nennt Tabelle 1; die technischen Daten sind Tabelle 2 zu entnehmen

Die rechnerische Bestimmung der Brummspannung erwies sich als ziemlich schwierig, da in den meisten Fällen der Spannungsverstärkungsfaktor des Leistungstransistors nicht bekannt ist. Außerdem haben z. B. stark belastete Netze sowie Streuungen der einzelnen Exemplare der IS CA 3055 Einfluß auf die Brummspannung, so daß man diese am besten mit Hilfe eines Oszillografen ermittelt. In der Regel aber liegt die Brummspannung bei 1...2 mV (Vollast).

Der Aufbau des Gerätes ist unproblematisch, lediglich die Umschaltung auf die einzelnen Betriebsarten erfordert einige Aufmerksamkeit *(Bild 2)*. Zur Umschaltung wurden zentralbefestigte Drucktastenschalter mit einer

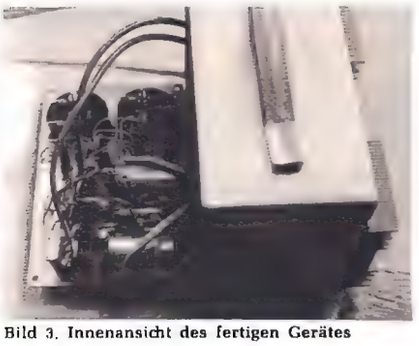


Bild 3. Innenansicht des fertigen Gerätes

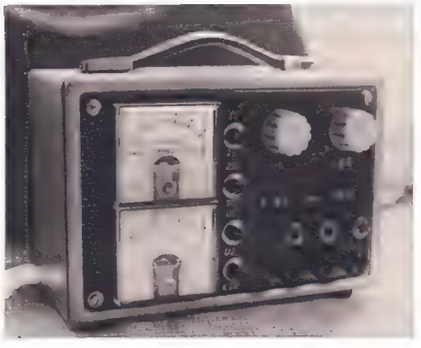


Bild 4. Frontansicht des Mustergerätes

maximalen Schaltleistung von 220 W verwendet. Um den thermischen Anforderungen an das Gerät Rechnung zu tragen, wurden die Kühlschienen für die Leistungstransistoren an der Rückseite des Gerätes befestigt *(Bild 3)* und die integrierten Schaltungen mit Kühlsternen versehen.

Die Handhabung des Gerätes ist sehr einfach. Stellt man z. B. auf dem Spannungskanal 1 eine Spannung von 15 V ein und belastet diesen Ausgang mit einem Strom, so können beide Werte unmittelbar an den Meßinstrumenten abgelesen werden *(Bild 4)*. Benötigt man eine zweite Spannung von 5 V, so drückt man die Taste 3 und stellt die Spannung auf Kanal 2 mit Hilfe des Instrumentes ein. Beim Umschalten auf 50 V werden automatisch die Ausgänge 1 und 2 abgeschaltet, so daß nichts überlastet werden kann.

Für die Schaltung wird keine Gewähr bezüglich der Patentfreiheit übernommen. ■

Technische Daten

Spannungskanal 1 und 2:		
	U_a	3 bis 25 V, voll regelbar
	$I_{a\,max}$	1 A
	$R_{i\,dyn.}$	0,16 Ω
Stör- und Brummspannung:		2 mV bei Vollast
Ausgänge:		erdfrei
Strombegrenzung:		0,2 bis 1 A regelbar und kurzschlußfest
Ausregelung der Spannung bei Vollast:		< 1 %
Strom und Spannungsanzeige durch Volt- und Amperemeter, getrennt umschaltbar auf beide Spannungskanäle		
Spannungskanal 3:		
	U_a	6 bis 50 V, voll regelbar
	$I_{a\,max}$	1 A
	$R_{i\,dyn.}$	0,16 bis 0,2 Ω
Stör- und Brummspannung:		2 mV bei Vollast
Ausgang:		erdfrei oder geerdet nach Wahl
Strombegrenzung:		0,2 bis 1 A regelbar und kurzschlußfest
Ausregelung der Spannung bei Vollast:		< 1 %
Strom- und Spannungsanzeige durch Volt- und Amperemeter. Beide Meßgeräte werden bei Umschaltung auf 50 V automatisch mit umgeschaltet		

Ein kurzschlußfestes Netzgerät für eine Autorennbahn

Versucht man, aus Ersparnisgründen für die ohnehin teure Autorennbahn wenigstens das Netzgerät „aus der Bastelkiste" herzustellen, so stellt man fest, daß beim Betrieb der Anlage häufig Kurzschlüsse von kürzerer oder längerer Dauer auftreten.

Die vom Verfasser erworbene Autorennbahn arbeitet mit einer Gleichspannung von etwa 8...10 V, die Automodelle (sogenannte Fertigmodelle) nehmen einen Strom von 0,3 A (Dauer) bis 0,5 A (Anfahren) auf. Im Hinblick auf eine spätere Erweiterung der Anlage oder Verwendung von sogenannten Bausatzmodellen mit höherer Stromaufnahme wurde das Netzgerät *(Bild)* für eine Stromabgabe von maximal 3 A ausgelegt. Der verwendete Siliziumgleichrichter erwies sich als sehr kurzschlußempfindlich. Er wird ungünstigenfalls schneller defekt, als eine zu seinem Schutz eingeschaltete flinke Feinsicherung anspricht.

Ein wirksamer Schutz des Gleichrichters wird durch eine elektronische Sicherung (Überstrombegrenzung) erreicht. Hierfür wurde eine Schaltung aus der FUNKSCHAU 1969, Heft 16, Seite 540 zugrunde gelegt. Damit bleibt der Aufwand in Grenzen und das Problem der Wiederbetriebsbereitschaft ist gelöst. Das Gerät ist seit einem Jahr störungsfrei in Betrieb.

Zur Wirkungsweise der elektronischen Sicherung: Im normalen Betriebszustand ist der Steuertransistor T 2 gesperrt, der Schalttransistor T 1 erhält über den Widerstand R 1 Basisstrom und ist leitend. Der Basisstrom bestimmt den Innenwiderstand des Transistors, an der Emitter-Kollektor-Strecke fällt eine vom Kollektorstrom abhängige Spannung ab. Ein Teil dieser Spannung wird an dem Potentiometer R 3 abgegriffen. R 3 wird zunächst so eingestellt, daß die Schleusenspannung der Diode D und der Emitter-Basis-Strecke von T 2 nicht überschritten wird. Steigt infolge eines Kurzschlusses der Kollektorstrom des Transistors T 1, so fällt an seiner Emitter-Kollektor-Strecke mehr Spannung ab, so daß die Schleusenspannung von D und T 2 überschritten wird. Dadurch wird der Transistor T 2 leitend, der Transistor T 1 wird gesperrt. Der Kollektorstrom des Steuertransistors ist aber durch den Widerstand R 1 auf etwa 0,1 A begrenzt. Bei Aufhebung des Kurzschlusses sinkt die abgegriffene Teilspannung unter die Schleusenspannung, der Transistor T 2 sperrt, und T 1 wird sofort wieder leitend. Durch die Diode D soll ein exakteres Schaltverhalten und eine bessere Einstellbarkeit der Schaltschwelle erreicht werden.

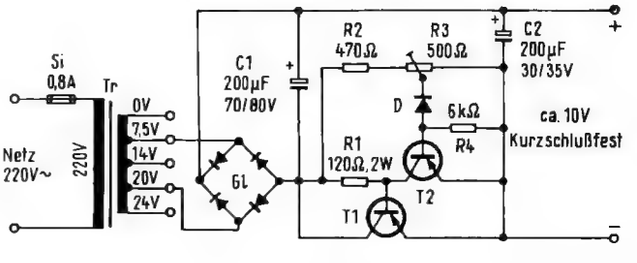
Der Aufbau ist unkritisch. Der Schalttransistor T 1 wurde auf einen Fingerkühlkörper montiert, der Steuertransistor T 2 erhielt eine Kühlschelle. Das Gerät wurde in einem Preßstoffgehäuse mit den Abmessungen 20 cm × 15 cm × 7 cm untergebracht.

Die Spannung wird mit Hilfe der Abgriffe der Sekundärwicklung des verwendeten Ladetransformators so gewählt, daß die Geschwindigkeit der Autos mit den zugehörigen Handreglern im richtigen Bereich veränderbar ist. Beim Verfasser ergab sich eine brauchbare Einstellung bei Wahl der Abgriffe 7,5 V und 20 V. Die Einstellung der Schaltschwelle geschieht unter Beobachten des Amperemeters mit Hilfe einiger Widerstände von 10 Ω, wenigstens 4 W (da die Belastung nur kurzzeitig erfolgt, werden die Widerstände nicht allzu warm). Ein Widerstand als Last ergibt eine Schaltschwelle bei etwa 1 A, zwei parallelgeschaltet etwa 2 A, drei parallel etwa 3 A. Durch Verstellen des Trimmpotentiometers R 3 kann man das Ansprechen der elektronischen Sicherung am Stromrückgang auf etwa 0,1 A gut erkennen. R 3 wird so eingestellt, daß die Sicherung bei der gewünschten Stromstärke gerade noch nicht anspricht. Nun kann der Lastwiderstand nach Belieben kurzgeschlossen werden, der Strom geht dann auf 0,1 A zurück. Eine Übersicht über die verwendeten Spezialteile gibt die *Tabelle*.

Manfred Bolik

Im Mustergerät verwendete Spezialteile

Tr = Ladetransformator GT 3 (Völkner)
Gl = Gleichrichter Semikron BSK B 40/32-4 Z (Völkner)
T 1 = Schalttransistor AD 150 S (Völkner)
T 2 = Schalttransistor ähnlich OC 604 spez.
D = Siliziumdiode: Z-Diode SZ 8 (Siemens), einfache BA-Typen sind ebenfalls brauchbar.
Gehäuse = Jautz Preßstoff weiß, 20 cm × 15 cm × 7 cm (Völkner)



Schaltung des kurzschlußfesten Netzgerätes für eine Autorennbahn

Integrierte Digitaluhr — ausschließlich zur Zeitanzeige

Auf den folgenden Seiten veröffentlichen wir zwei ausführliche Bauanleitungen, die das gleiche Thema zum Inhalt haben: Digitaluhr mit integrierten Bausteinen. Die erste Bauanleitung von Rudolf Herzog ist eine Weiterentwicklung seiner in Heft 2 und 3/1969 beschriebenen Digitaluhr, die damals noch vollständig mit diskreten Halbleiterbauelementen bestückt war. Die neue Uhr enthält nun integrierte Bausteine. Sie dient ausschließlich zur Anzeige von Stunden, Minuten und Sekunden. — Die auf Seite 562 beschriebene zweite Digitaluhr ähnelt der ersten naturgemäß weitgehend. Sie besitzt neben einer zusätzlichen Tagesanzeige gegenüber der ersten Uhr noch Schaltungsgruppen, die ihre Verwendung auch als Stopp- oder Schaltuhr ermöglichen.

Für Praxis und Hobby — Unter diesem Motto beginnen wir hier eine neue, in unregelmäßiger Folge, aber häufig erscheinende Rubrik. Sie bringt den Praktikern alles, was sie in der täglichen Arbeit oder daheim zum Experimentieren brauchen:

Ausführliche Bauanleitungen ebenso wie kleine Schaltungen, Anregungen für eigene Versuche und praktische Tips für Werkstatt und Labor.

Wir starten unsere Reihe mit folgenden Bauanleitungen:

Digitaluhren mit und ohne zusätzliche Schaltfunktionen, elektronischer Regler für Drehstromlichtmaschinen, Richtungs- und Warnblinker, elektronisches Metronom, Serien-Parallel-Stabilisierung für die Stromversorgung, Niederfrequenz-Verstärkung elektronisch einstellbar.

Das Gerät hat eine sechsstellige Anzeige, wobei jedoch modernste Ziffernanzeigeröhren mit einer größeren Ziffernhöhe verwendet werden. *Bild 1* zeigt die Ansicht der fertigen Uhr.

Funktionsweise

Das Blockschaltbild ist in *Bild 2* zu sehen. Danach wird im Netzteil aus der Netzfrequenz zunächst eine 50-Hz-Rechteckspannung erzeugt. Diese Spannung wird in dem anschließenden Teiler 50 : 1 auf einen 1-Hz-Takt heruntergeteilt.

Die so entstandene 1-Hz-Impulsfolge ist jetzt die Zeitbasis für die gesamte Uhr. Mit dieser Folge werden die einzelnen Zählstufen angesteuert (IS 1 bis IS 6). In diesem Zähler haben die einzelnen Stufen folgende Zählkapazität:

IS 1	0...2
IS 2, 4, 6	0...9
IS 3, 5	0...5

Bis auf IS 1 sind alle mit integrierten Zähl*dekaden* bestückt. Sie haben ohne weitere Schaltungsmaßnahmen ein Teilerverhältnis von 10. Durch äußere Beschaltung und Rückführung der Impulse wird für IS 3 und IS 5 ein Zählvermögen von nur sechs Impulsen (0...5) erreicht. Für IS 1 ist nur ein Doppel-Flipflop verwendet worden, da hier ja insgesamt nur drei Zählstellungen (0...2) in Frage kommen.

Alle Zähler werden, bis auf IS 1, durch *vollintegrierte* Dekoder dekodiert. Diese IS steuern danach auch gleichzeitig die Ziffernröhren.

Eine Eichleitung ist vorgesehen, um die Uhr bei Inbetriebnahme in jedem beliebigen Zählerstand zu versetzen. Weiterhin enthält die Platine noch die Maßnahmen für den *Tagessprung*.

Die Zeitbasis der Uhr kann in zwei Möglichkeiten ausgeführt werden. Dabei ist einem Wunsch vieler Leser entsprochen worden, die bei der ersten Digitaluhr gern einen Quarzteiler zur Gewinnung des 1-Hz-Taktes gewünscht hätten. Auf der Platine ist jetzt universell die eine und die andere Ausführung möglich. Den für den Quarzteiler bereits vorgesehenen Platz mit allen Bohrungen kann man auf der Platinen-Teilansicht in *Bild 3* gut erkennen.

Bild 1. Frontansicht des fertigen Gerätes. Die Ziffernröhren befinden sich hinter einer orangefarbenen Scheibe

Netzteil und Taktgeber

Bild 4 zeigt die Schaltung von Netzteil und Taktgeber. Die Anodenspannung der Ziffernröhren wird in einfacher Einweggleichrichtung gewonnen. Von der gleichen Wicklung wird noch über einen Spannungsteiler die Wechselspannung für die Steuerung des Taktgebers abgegriffen.

Die Versorgungsspannung der IS von 5 V erhält man aus der Brückengleichrichtung einer zweiten Wicklung des Transformators. Da nach den Herstellerdaten diese Spannung für die IS in den Grenzen von 4,75 V bis 5,25 V liegen darf, wurde aus Kostengründen auf ein stabilisiertes Netzteil verzichtet.

Die über den eben erwähnten Spannungsteiler abgegriffene Wechselspannung gelangt zunächst auf die erste IS vom Typ MC 7400 P. Diese ist vom Aufbau her ein vierfaches, verneinendes UND-Gatter, kurz NAND-Gatter ge-

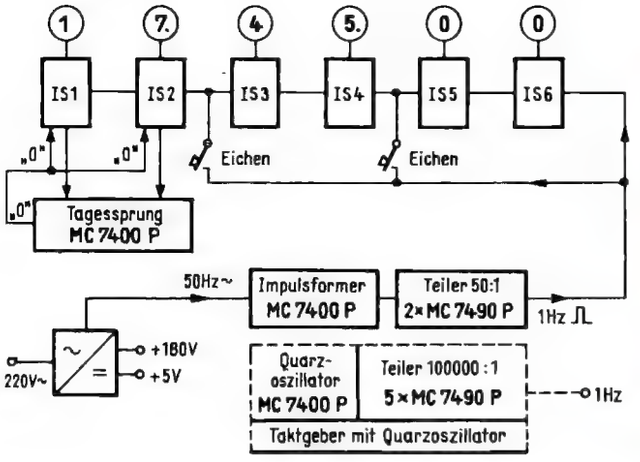


Bild 2. Blockschaltbild der Digitaluhr. Die gestrichelt gezeichneten Teile gelten für die Ausführung mit Quarzteiler

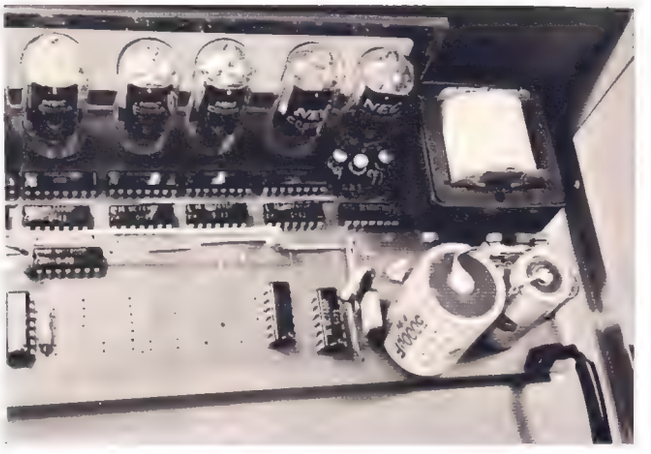


Bild 3. Teilansicht der bestückten Platine. Man erkennt in der Mitte den Platz für den Quarzoszillator. Rechts das Netzteil

nannt. Steht an beiden Eingängen eines solchen NAND-Gatters eine logische L an, so führt der Ausgang eine 0.

Die Masseversorgung dieses Gatters wird über einen zwischengeschalteten 33-Ω-Widerstand ausgeführt. Dadurch ergibt sich auf eine sehr einfache Weise eine Schmitt-Trigger-Funktion, so daß am Ausgang der IS jetzt eine 50-Hz-Rechteckspannung steht.

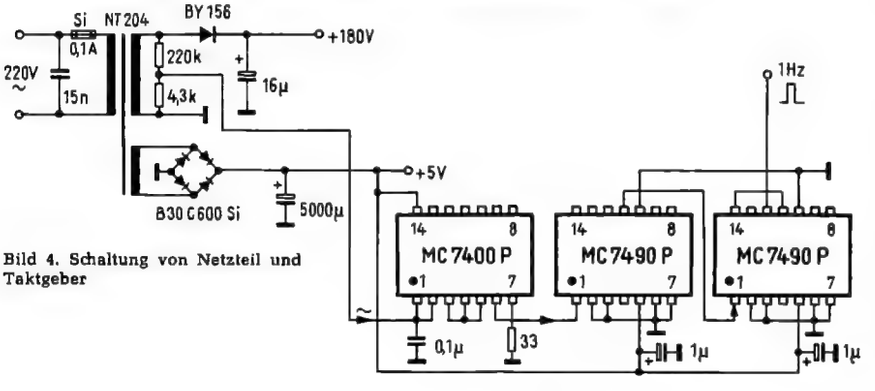


Bild 4. Schaltung von Netzteil und Taktgeber

Mit dieser wird der nachfolgende Teiler 50 : 1 angesteuert. Er besteht aus zwei IS vom Typ MC 7490 P. Am Anschlußpunkt 12 der letzten IS kann dann der 1-Hz-Takt abgenommen werden.

Die Zählstufen

Bild 5 zeigt die Schaltung des Zählers. Der Takt gelangt auf Punkt 14 der rechten IS. Ausgang D dieser Zählstufe IS 6 führt weiter an die nächste Stufe. Um bei dieser nur ein Teilerverhältnis von 6 (0...5) zu erreichen ist die Zwischenschaltung des Gatters G 1 (MC 7400 P) erforderlich. Dadurch wird der Zählvorgang schon nach sechs Impulsen abgebrochen. Am Punkt 6 des Gatters steht dann kurzzeitig ein positiver Impuls (logisch L), der den Zähler auf 0 stellt und gleichzeitig den Übertrag für

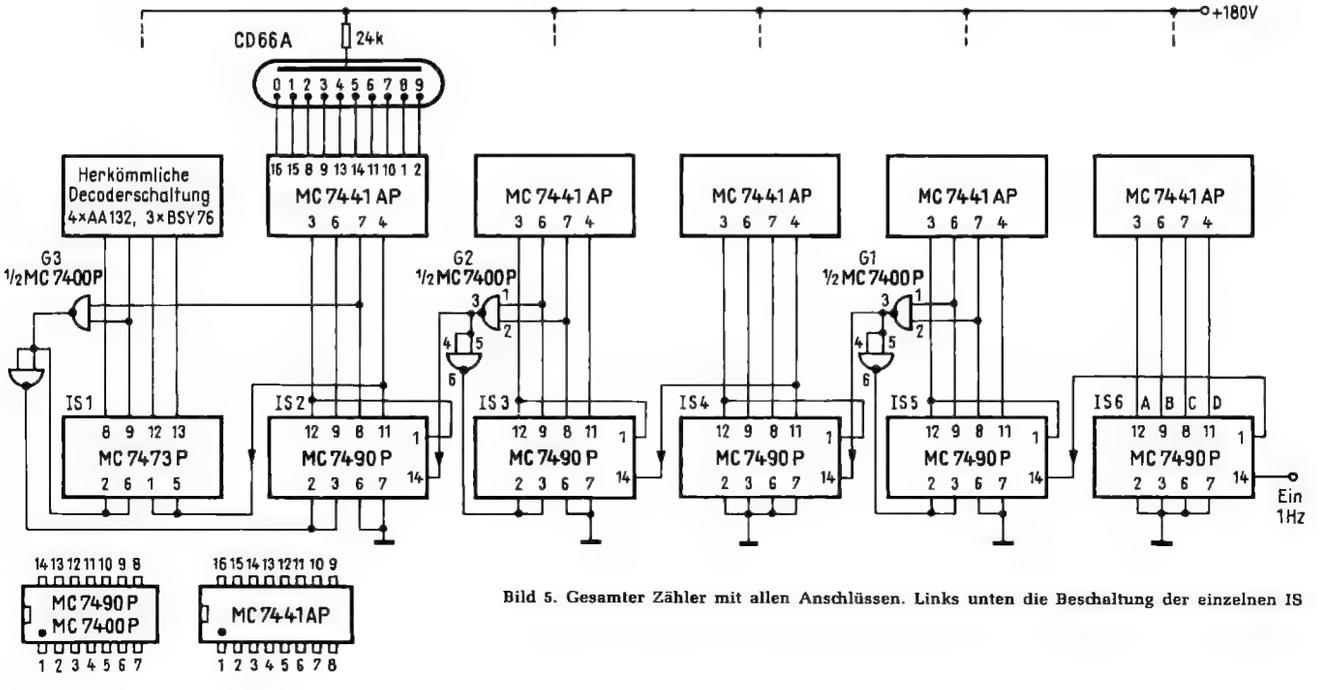


Bild 5. Gesamter Zähler mit allen Anschlüssen. Links unten die Beschaltung der einzelnen IS

die nächste Stufe liefert. Alle anderen Stufen arbeiten in der gleichen Weise.

Die Dekodierschaltungen

Die integrierte Technik macht es möglich, die komplette Dekodierschaltung mit all ihren Gattern und Invertern sowie die zehn Treibertransistoren zum Schalten der Ziffernröhre in einem einzigen Baustein bzw. Gehäuse unterzubringen.

Für die Dekodierung der Zahlen 0...2 (linker Stundenzähler) ist eine solche IS aber nicht lohnend, da sie nur zu 30 % ausgenützt würde. Daher wurde nur hier eine normale Dekodierschaltung vorgesehen. *Bild 6* zeigt die Ausführung mit den vier Dioden, drei Widerständen und ebensovielen Transistoren.

'agessprung

Ohne besondere Maßnahmen würde die Uhr bis zu einem Stand von 29 h 59' 59" Zählen. Um den Zählvorgang bereits nach 23 h 59' 59" wieder bei Null beginnen zu lassen, ist die Gatterkombination G 3 vorgesehen (Bild 5). Steht der linke Zähler auf 2 und will dann der rechte von 3 auf 4 springen, so springen die Eingänge 1 und 2 des Gatters G 3 auf L, d. h. der Ausgang des ersten NAND-Gliedes geht auf 0. Das zweite NAND-Glied arbeitet als bloßer Inverter und zeigt an seinem Ausgang jetzt eine L. Beide linken Zähler springen so auf die Anzeige Null zurück.

Die anderen vier Zähler sind inzwischen ohnehin beim Übergang von 59 auf die folgende Zählstellung auf 0 gegangen.

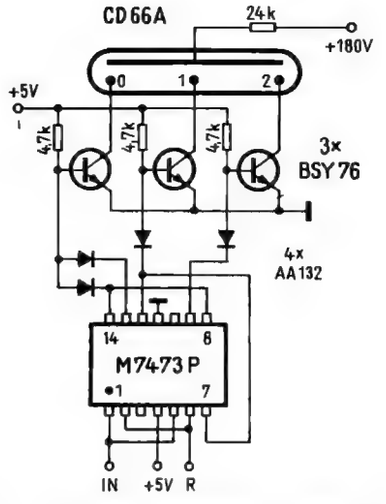


Bild 6. Schaltbild der Dekodiereinrichtung für den Zähler 0...2

Zeitbasis mit Quarz

Bei der Verwendung der Netzfrequenz ist die Anzeigegenauigkeit direkt von der Konstanz dieser Frequenz abhängig. Diese ist nach den gemachten Erfahrungen sehr gut. Über ein Mittel von einer Woche ist die Abweichung äußerst gering und liegt bei 5...10 s. Es wurden auch schon Abweichungen von nur 3 s im Monat beobachtet. Dabei kann natürlich zwischendurch eine größere Abweichung aufgetreten sein, die aber später durch eine geringfügig höhere Frequenz wieder ausgeglichen wurde.

Um eine ständig konstante Anzeige zu haben, kann man für die Zeitbasis einen Quarzoszillator vorsehen *(Bild 7)*. Ein 100-kHz-Quarz arbeitet dabei in Verbindung mit einer IS vom Typ MC 7400 P. Der Quarz läßt sich mit dem in Reihe liegenden Trimmer abgleichen.

In dem nachgeschalteten Teiler mit fünf integrierten Zehnerdekaden wird die 100-kHz-Schwingung auf 1 Hz heruntergeteilt. Die Eichung des Quarzes kann nach bekannten Normalen (Zeitzeichensender Droitwich, WWV usw.) vorgenommen werden.

Bei einer ausgeführten Schaltung ergab sich pro Woche eine Abweichung von 1 s. Diese höhere Gangtreue muß naturgemäß durch einen Mehraufwand bezahlt werden.

Alle Leiterbahnen, Bohrungen usw. für diesen Quarzteiler sind aber bereits vorhanden, so daß nach Wahl entweder die Löcher für 50 Hz oder für 100 kHz bestückt werden.

Aufbau des Gerätes

Bild 3 zeigt eine Innenansicht des geöffneten Gerätes. Alle Baueinheiten sind auf einer einzigen Printplatte untergebracht. Diese Platte wurde in ein

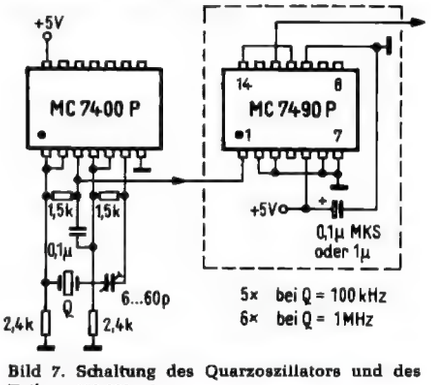


Bild 7. Schaltung des Quarzoszillators und des Teilers 100 000 : 1

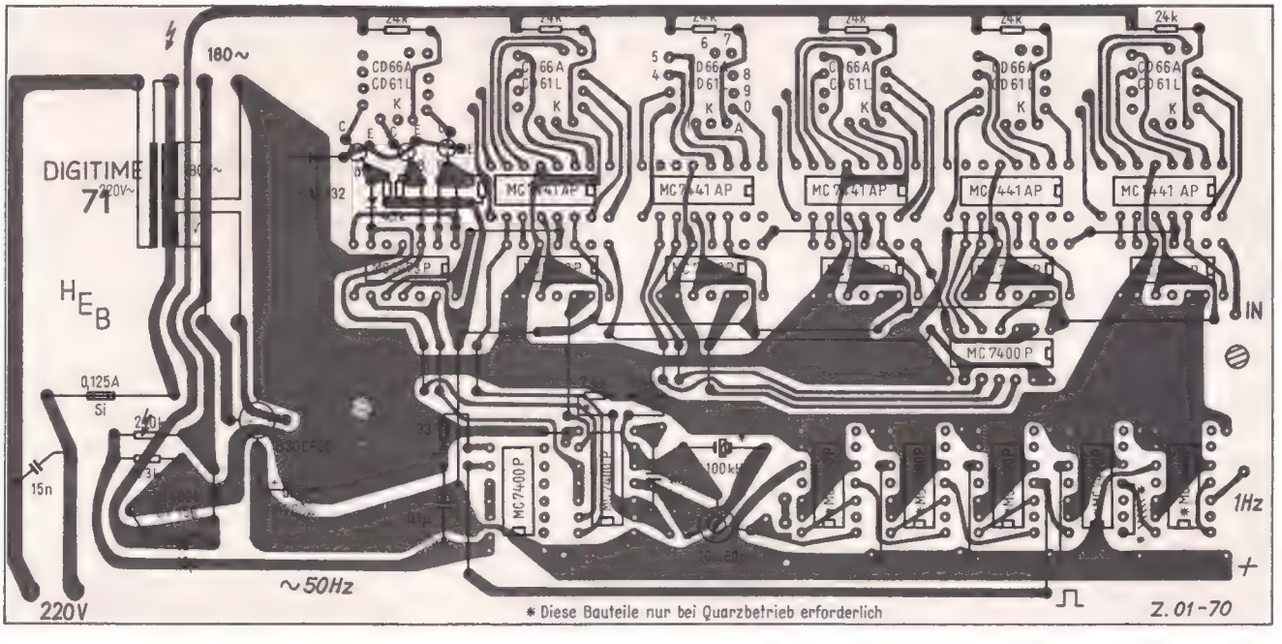


Bild 8. Platinen- und Bestückungsplan. Die Abmessungen der Platine sind 18,8 cm × 9 cm

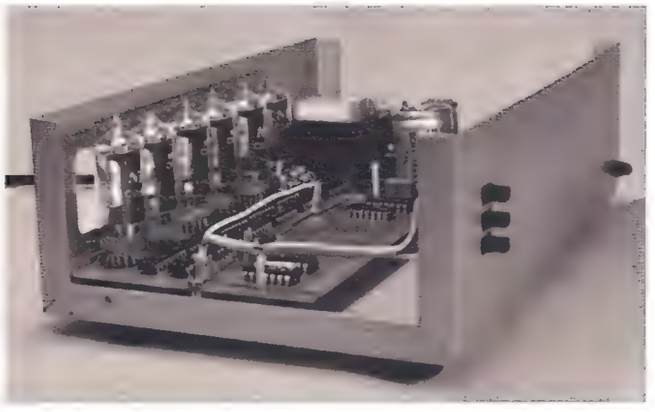


Bild 9. Innenansicht des Gerätes. Rechts vorn sind die drei Eichschalter zu erkennen

passendes Stahlblechgehäuse eingebaut.

An der Rückseite sind drei Eichschalter vorgesehen, wobei mit dem ersten der gesamte 1-Hz-Takt abgeschaltet werden kann, um die Uhr in Ruhe auf einen bestimmten Zeitwert zu stellen.

Die Eichung erfolgt derart, daß der Takt immer in den Pausen zwischen zwei Ziffernwechseln auf die jeweilige Dekade gegeben wird.

Schaltet man während des Ziffernwechsels, so kann die Anzeige gleich um mehrere Stellen springen. Man beginnt mit dem Eichen der Stunden, dann folgen Minuten und Sekunden.

Für den Dauerbetrieb wird das Gerät am besten an eine separate Steckdose angeschlossen, an der es ständig betrieben werden kann.

In der Praxis hat sich diese Digitaluhr als wesentlich *störunanfälliger* als das erste Modell (Heft 2 und 3/1969) erwiesen. So ist auch an gestörten Netzen sicherer Betrieb möglich.

Sollte trotzdem eine Fehlanzeige durch sehr große Schaltimpulse aus dem Netz auftreten (z. B. in der Nähe großer induktiver Verbraucher, bei Fabriken usw.) kann vom Verfasser ein entsprechender Entstörsatz bezogen werden. Platinen, Gehäuse sowie alle sonstigen Bauteile sind ebenfalls beim Verfasser erhältlich.

Um die Ablesung zu vereinfachen, wurden zwei Kommas vorgesehen (Bild 1). Bei Dauerbetrieb ergeben sich jährliche Stromkosten von nur etwa 4 DM.

An der Frontseite befinden sich keine Bedienungselemente; hier ist nur der Durchbruch für die Ziffernröhre vorhanden. Die Platine mit Bestückungsplan ist in *Bild 8* zu sehen.

Tabelle der im Mustergerät verwendeten Spezialteile

7 integrierte Schaltungen vom Typ MC 7490 P (Motorola)
5 IS vom Typ MC 7441 AP (Motorola)
6 Ziffernröhren CD 66 A (National)
1 Netztransformator (Daten: primär: 220 V/50 Hz; sekundär: 180 V/20 mA, 6 V/0,5 A; Kern: M 42, Armco-GX)
1 Brückengleichrichter B 30 C 600 Si
3 IS vom Typ MC 7400 P (Motorola)
1 IS vom Typ MC 7473 P (Motorola)

Tips für den Nachbau

Durch die sehr geringe Anzahl von Bauelementen ist der Nachbau nicht besonders schwierig. Wer noch nie mit IS gearbeitet hat, sollte aber besonders die Anodenleitung im Auge haben, da ein einziger Kurzschluß dieser 180-V-Leitung mit der übrigen Schaltung zu einer sofortigen Zerstörung aller übrigen IS führen kann.

Man bestückt zweckmäßigerweise zuerst das Netzteil und prüft sofort die Spannungen. Dann sollte der Taktgeber bestückt und geprüft werden. Ist er trotz anliegender Wechselspannung nicht zum Arbeiten zu bringen, so kann man u. U. den unteren Spannungsteilerwiderstand im Netzteil von 4,7 kΩ auf 1,5...3,3 kΩ verändern.

Dies kann bei sehr starken Schwankungen der IS erforderlich sein. Die Stromverstärkungsfaktoren der integrierten Transistoren schwanken nämlich von 15...80. Dies ist für logische Anwendungen unerheblich, kann aber bei Verstärkeranwendungen in seltenen Fällen zu Fehlern führen.

Ein wichtiger Punkt bei der IS-Anwendung ist die Abblockung der Betriebsspannung. Dies gilt um so mehr, je höher die Frequenzen sind. Beim Umschalten eines Flipflops sind kurzzeitig beide Transistoren leitend (etwa für 10 ns). Dadurch entstehen auf der Leitung Impulse mit einer ungeheuer hohen Flankensteilheit, die in benachbarten Teilern oder Dekaden zu Fehlanzeigen führen können. Die beiden Teiler in der Netzbasis sind daher mit einem Elektrolytkondensator von 1 µF oder mit einem Metallpapierkondensator von 0,1...0,5 µF abzublocken.

Bei der Quarzausführung sind alle IS im Frequenzteiler derart abzublocken. Die Löcher sind auf der Platine vorhanden.

Um den Gesamtpreis des Gerätes niedrig zu halten, wurden japanische Ziffernröhren verwendet. So liegt der Baupreis noch weit unter DM 300. *Bild 9* zeigt die großzügige Raumaufteilung. Sie ist erforderlich, da ja bei Dauerbetrieb der Uhr die erforderliche Wärmeableitung gegeben sein muß. So konnte auf Lüftungslöcher verzichtet werden. Im Dauerbetrieb wird das Gehäuse kaum handwarm.

Die Eichleitungen werden wie folgt angeschlossen: Der erste von den drei Eichschaltern wird als einfacher Einschalter in die Leitung vom Taktgeber zur ersten Zähleinheit (Punkt 14) gelegt. Mit ihm kann der 1-Hz-Takt abgeschaltet und die Uhr angehalten werden.

Der Ausgang des Taktgebers wird weiterhin mit dem zweiten und dritten Schalter verbunden. Der andere Pol des zweiten Schalters kommt an Punkt 3 des Gatters G 1, der des dritten Schalters an Punkt 3 des Gatters G 2.

Dr. Friedrich Beck

Digitaluhr mit zusätzlichen Schaltfunktionen

Das hier beschriebene Gerät dient zur digitalen Anzeige der Uhrzeit und löst darüber hinaus zu wählbaren Zeitpunkten Schalt- und Signalvorgänge aus. Die Schaltung ist soweit wie möglich in integrierter Bauweise ausgeführt; wegen des günstigen Preises wurden schnelle Logikbausteine der TTL-Familie (Transistor-Transistor-Logik) verwendet.

Probleme schneller Logikschaltungen

Nachteilig bei jeder schnellen Logik ist ihre Anfälligkeit auf Störimpulse, die von außen eindringen und durch wirksame Filter ferngehalten oder im System durch Verkopplung selbst erzeugt werden. Der Entstehung bzw. Aufnahme intern erzeugter Störimpulse kann durch ausreichend dimensionierte und günstig gelegte Masseleitungen, Trennung oder Verblockung der Stromversorgung einzelner Schaltungsteile, Vermeiden hoher Schaltimpulse, Einfügen von Verzögerungskondensatoren u. ä. entgegengewirkt werden. Störanfällige Leitungen sind kurz zu halten und dürfen nicht neben Leitungen mit hohen Schaltströmen liegen oder sie sind zu schirmen. Schalter und Tasten mit prellenden Kontakten innerhalb von Zählstufen sind meist ungeeignet.

Eine Ansicht des Gerätes zeigt *Bild 1*. Die Schaltung *(Bild 2)* besteht aus den im folgenden beschriebenen Funktionsgruppen.

Der Verfasser ist Mitarbeiter der Siemens AG.

Zähl- und Anzeigeteil – Schaltelektronik

Aufbau und Arbeitsweise des Zähl- und Anzeigeteils ähneln der auf Seite 559 beschriebenen Ausführung und sollen hier nicht näher erörtert werden. – Mit Hilfe der Schaltelektronik lassen sich täglich bzw. an einem bestimmten Wochentag automatisch zwei Schaltvorgänge, z. B. ein Ein- und ein Ausschaltvorgang ausführen. Der Zeitpunkt der ersten Schaltfunktion wird an den Vorwahlschaltern S 1...S 5, der der 2. Schaltfunktion an S 6...S 9 eingestellt (S 5 = Wochentag, S 4, S 9 = Stundenzehner, S 3, S 8 = Stundeneiner usw.). Die Schleifer der Schalter liegen über Relaiskontakte an Anpassungsgliedern, die das nachfolgende Mehrfach-NAND-Gatter IS 19 vor hohen, an nicht gezündeten Katoden liegenden Potentialen schützen

Bild 1. Gesamtansicht des Gerätes

und gleichzeitig die notwendige Signalumkehr durchführen.

Während des Laufes der Uhr spielen sich nun folgende Vorgänge ab: Von den Zählstufen gesteuert, werden durch die Decodertreiber IS 12 bis IS 18 die der jeweiligen Uhrzeit entsprechenden Katoden der Anzeigeröhren auf O-Potential gelegt und leuchten auf. Sobald eine der Stellung des betreffenden Vorwahlschalters entsprechende Katode aufleuchtet, fällt die Spannung am Eingang des zugehörigen Anpassungsgliedes auf logisches L-Potential und springt infolge der Invertierung am Eingang von IS 19 auf logisches H-Potential[1]) (+ 5 V). Wenn nun die an allen Vorwahlschaltern eingestellte Zeit erreicht ist, ist Koinzidenz gegeben, d. h. alle Eingänge des Gatters liegen auf H-Potential (unbeschaltete Eingänge entsprechen stets

[1]) Entsprechend dem neuen Entwurf DIN 14785, Blatt 4, werden die bisher üblichen logischen Symbole 0 und 1 bzw. O und L nicht mehr verwendet. In Zukunft werden statt dessen die zwei möglichen Wertbereiche der binären elektrischen Größe mit L (Low) und H (High) bezeichnet.

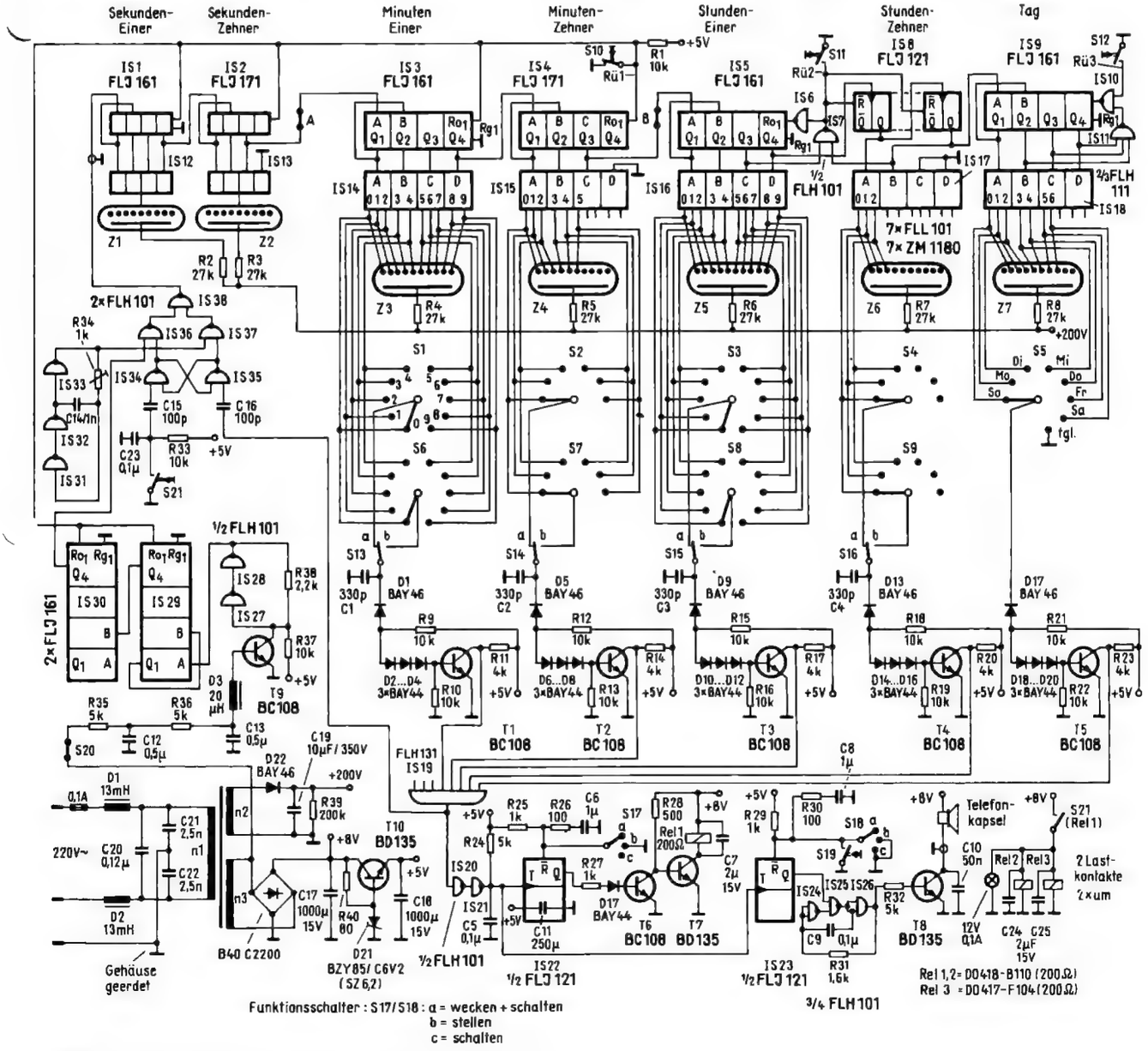
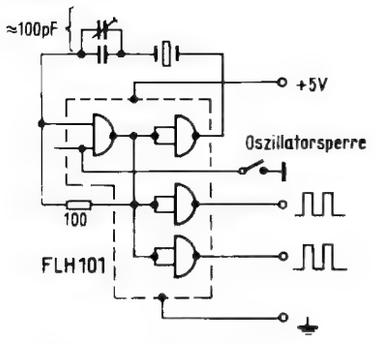


Bild 2. Schaltung der Digitaluhr mit zusätzlichen Schaltfunktionen



◄ Bild 3. Schaltung des Quarzoszillators

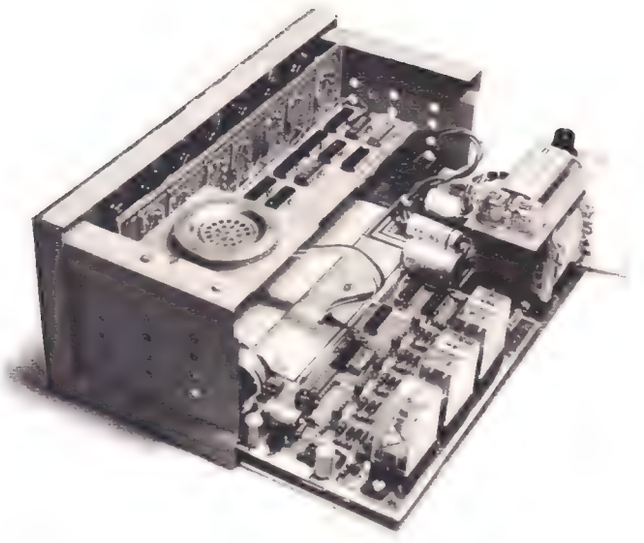


Bild 4. ► Rückansicht des Gerätes mit herausgezogener Grundplatte. Man erkennt die gewinkelte Platine des Zähl- und Anzeigeteils sowie den Steuerteil. Das Netzfilter ist isoliert über dem Netztransformator aufgebaut

logisch H). Damit fällt am Gatterausgang die Spannung von logisch H auf L.

Diese fallende Impulsflanke wird durch zwei hintereinander liegende Negierglieder IS 20, 21 geformt und den Takteingängen der Flipflops IS 22 bzw. IS 23, die ein Relais bzw. die Weckeinrichtung steuern, zugeführt. Dadurch wird, wenn S 17 nicht in Stellung b liegt, das Flipflop IS 22 „gesetzt", d. h. es kippt in die andere Lage (H-Potential am Ausgang Q); somit kehren sich auch die Potentialverhältnisse an T 6 und T 7 um, das bisher stromdurchflossene Relais Rel 1 fällt ab. Die nachgeschalteten Relais Rel 2 und Rel 3 ziehen an und schließen die Kontakte S 13...16 b sowie die Kontakte des Lastkreises. Da nun die Vorwahlschalter S 6...9 in Funktion sind, bleibt dieser Zustand bestehen, bis erneut Koinzidenz durch Erreichen der hier eingestellten Zeit gegeben ist. Der nun ankommende negative Impuls kippt IS 22 in die alte Lage, Rel 1 zieht an, der Ausgangszustand ist wieder erreicht.

Der Wecker

Das Wecksignal von etwa 1 kHz wird durch einen aus NAND-Gliedern (IS 24 bis 26) aufgebauten astabilen Multivibrator erzeugt, in T 8 verstärkt und durch eine im Kollektorkreis liegende Fernsprechkapsel hörbar gemacht. Der Multivibrator ist im Ruhezustand durch das am Q-Ausgang des Flipflops IS 23 liegende L-Potential gesperrt und kann erst beim Eintreffen einer fallenden Impulsflanke an IS 23 durch Kippen des Flipflops schwingen. Mit der Taste S 19 kann das Flipflop von Hand rückgestellt und der Weckton gelöscht werden. In Stellung b und c von S 18 liegt der Rückstelleingang an Masse und läßt den Impuls unwirksam bleiben. Takt- und Rückstelleingänge der Flipflops liegen zur Unterdrückung von Störimpulsen im Ruhezustand über Widerstände auf positivem Potential und sind mit Entstörgliedern versehen.

Das Zeitnormal

Als Zeitbasis dient die 50-Hz-Netzfrequenz, die eine absolute Langzeitgenauigkeit der Zeitanzeige gewährleistet. Die erforderliche Wechselspannung wird dem Netzteil entnommen, durch einen RC-Tiefpaß sowie eine Hf-Drossel gesiebt und in einem aus T 9 und zwei NAND-Gliedern IS 27, 28 aufgebauten Impulsformer zu 20-ms-Rechteckimpulsen umgewandelt. Diese werden einem 50 : 1-Teiler, der sich aus je einem Teiler 1 : 10 (IS 29) und 1 : 5 (IS 30) zusammensetzt, zugeführt. An seinem Ausgang stehen die gewünschten Sekundenimpulse an.

Stellen der Uhr

Ein astabiler Multivibrator (IS 31...33) liefert eine Frequenz von etwa 100 kHz für das Stellen der Uhr. Sowohl die Sekundenimpulse, als auch diese Hilfsfrequenz werden einer Weiche (IS 36 bis 38) zugeführt, deren Ausgang die Zähleinheit speist. Welche Frequenz nun dort einläuft, bestimmt ein Steuer-Flipflop (IS 34, 35).

Zum Stellen der Uhr – der Stellvorgang wird zum gewünschten Zeitpunkt (Gong, Fernsehuhr) durch Drücken de Taste S 21 eingeleitet – läßt die Weiche zunächst die 100-kHz-Frequenz passieren, bis in Sekundenbruchteilen die voreingestellte Zeit erreicht ist und durch Koinzidenz an IS 19 die fallende Impulsflanke das Steuerflipflop wieder in die alte Lage bringt. Damit zählt die Uhr im Sekundenrhythmus weiter.

Rückstellung auf 0

Es besteht vielfach die Notwendigkeit, beispielsweise bei Verwendung als Stoppuhr, die Anzeige auf 0 zu stellen. Dazu werden die Rückstellanschlüsse (R 01) der Sekunden- und Minutenzähler durch Öffnen von S 10 über R 1 kurzzeitig an + 5 V und gleichzeitig die entsprechenden Eingänge von IS 6 und IS 10 über die Kontakte S 11, S 12 der Rückstelltaste an Masse gelegt. Der Rückstellimpuls wird auch am Sekundentaktgeber wirksam, damit nach Loslassen der Taste 50 Perioden bis zur Abgabe des 1. Impulses gezählt werden.

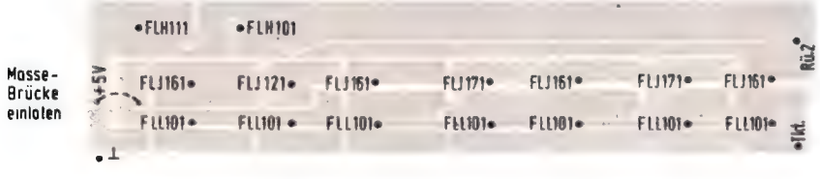


Bild 5a. Platine des Zählteiles, Oberseite (Bestückungsseite). Maßstab 1 : 2

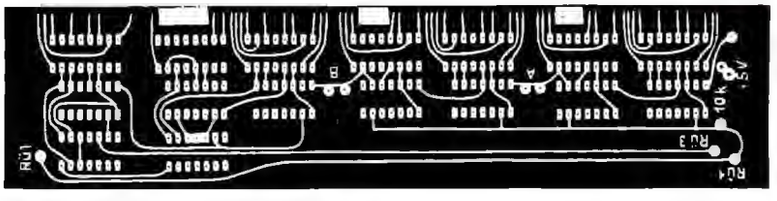


Bild 5b. Platine des Zählteiles, Unterseite

Der Netzteil

Dem Netztransformator ist ein Entstörglied aus Drosseln und Kondensatoren vorgeschaltet. Er liefert eine Spannung von etwa 8 V, die gleichgerichtet zur Speisung des Weckers und der Relais dient. Mit einer einfachen Stabilisierschaltung erhält man daraus die für die Versorgung der Schaltkreise nötige Konstantspannung von 5 ± 0,2 V. Aus einer getrennten Wicklung wird die Gleichspannung von + 200 V für die Anzeigeröhren gewonnen.

Die im Mustergerät verwendeten Spezialteile nennt die *Tabelle*.

Variationsmöglichkeiten

Zeitanzeige ohne Schaltfunktion

Ist nur ein einfaches Gerät zur Zeitanzeige gewünscht, so entfällt ein beträchtlicher Aufwand für den Schaltteil, die Wochentaganzeige und gegebenenfalls die Sekundenanzeige. Das Stellen der Uhr erfolgt durch Aufschalten des Sekundentaktes auf den Stunden- bzw. Minutenzähler anstelle des Übertrags der vorausgehenden Stufe. Die Übertragsleitungen werden bei A und B aufgetrennt und mit prellfreien Umschaltern (Drücker) versehen.

Stoppuhr

Durch Vorschalten einer weiteren dekadischen Zählstufe können auch $^1/_{10}$ s angezeigt werden. Beim Sekundentaktgeber entfällt dann der Teiler 1 : 10. Für die Stopptaste S 20 wird ein Drücker mit Einrastung vorgesehen; Fernbedienung ist möglich.

Im Mustergerät verwendete Spezialteile

1 Gehäuse Leistner 1739.1025
7 Anzeigeröhren ZM 1180 (Siemens)
7 Röhrenfassungen Nr. 1017 (Siemens)
1 Fernsprechkapsel
2 Relais DO 418-B 110 (Siemens)
1 Relais DO 417-F 104 (Siemens)
3 Kammrelaisfassungen V 23154-Z 1002 (Siemens)
10 Japanische Drehschalter, Typ MSCR-10-1, Fa. A. Knitter KG, 8011 Baldham, Karwendelpl. 1

Integrierte Schaltungen (Siemens)

7 × FLL 101
2 × FLJ 121
6 × FLJ 161
2 × FLJ 171
5 × FLH 101
1 × FLH 111
1 × FLH 131

Transistoren und Dioden (Siemens)

7 × BC 108
3 × BD 135
6 × BAY 46
16 × BAY 44
1 × BZY 85/C 6 V 2

Netztransformator

n_1 = 2520 Wdg., 0,15 mm
n_2 = 2300 Wdg., 0,10 mm
n_3 = 95 Wdg., 0,70 mm
Kern: M 55 a
Geätzte Platinen können vom Verfasser bezogen werden.

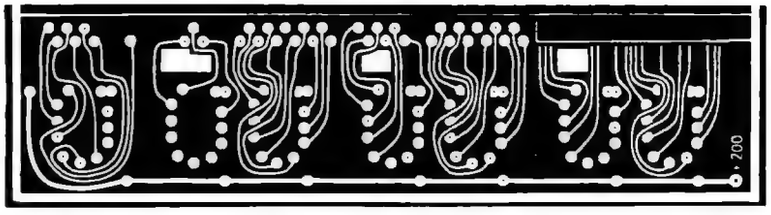


Bild 6. Platine des Anzeigeteils. Maßstab 1 : 2

Erweiterung der Schaltfunktion

Durch Einbau mehrerer Vorwahlschalter-Serien und eines Schrittschaltwerkes anstelle von Rel 2 lassen sich grundsätzlich beliebig viele Schaltfunktionen innerhalb eines Durchlaufzyklus ausführen. Ebenso ist es möglich, Schaltvorgänge stündlich oder minütlich durchzuführen, wenn an den entsprechenden Schaltern zusätzliche Massekontakte vorgesehen sind.

Quarzoszillator

Anstelle der 50-Hz-Frequenz läßt sich auch ein Quarzoszillator von 100 kHz oder 1 MHz verwenden *(Bild 3)*, dessen Frequenz durch einen 5- oder 6stufigen dekadischen Teiler zu 1-Hz-Impulsen geteilt wird.

Hinweise für den Aufbau

Der Aufbau des Gerätes geht aus Bild 1 und 4 hervor. Der Zähl- und Anzeigeteil ist zusammen mit allen Schaltern an der Frontplatte des Gehäuses befestigt. Die Vorwahlschalter liegen unter den zugehörigen Anzeigeröhren (S 1 bis S 5 oben, S 6 bis S 9 unten). Eine doppelseitig kupferkaschierte Platine trägt alle Zähl- und Decodierstufen IS 1...18.

Die Steuerplatine ist zusammen mit dem Netztransformator auf einer herausziehbaren Chassisplatte montiert und mit dem übrigen Aufbau durch Kabel verbunden. Die Bauteile sind so angeordnet, daß einzelne Funktionsgruppen, wie Netzteil oder Taktgeber, auch separat aufgebaut werden können. Zum An- und Abschalten des Verbrauchers ist ein getrenntes Relais mit zwei Umschaltkontakten vorgesehen, wovon nur ein Aus-/Ein-Kontakt herausgeführt ist. Die weiteren Kontakte können selbstverständlich zusätzlich beschaltet werden.

Der im Mustergerät gewählte Aufbau wurde unter Berücksichtigung der eingangs aufgeführten Gegebenheiten an mehreren Modellen erprobt. Der hohe Integrationsgrad sowie die weitgehende Festlegung des Aufbaus durch geätzte Platinen bringen bei mäßigem Arbeitsaufwand eine hohe Nachbausicherheit.

Zähl- und Anzeigeteil

Die Zählplatine *(Bild 5a* und *b)* wird entlang dem Masserahmen beschnitten, an der der Anzeigeplatine zugekehrten Kante etwa 0,5 mm weiter außen. Die an der Platinenunterseite abgehenden Leitbahnen müssen scharfkantig bis zum Rand reichen. Die Lage der IS ist auf der Platine angegeben, die Punkte deuten die Kerben an. Auf der Anzeige-

Bild 7. Montage der Zähl-Anzeigeplatine

platine *(Bild 6)* führt von jeder Anode ein 27-kΩ-Widerstand zur 200-V-Leiterbahn. Zähl- und Anzeigeplatine werden, wie in *Bild 7* gezeigt, rechtwinkelig aneinander gesetzt und die Leiterbahnen verlötet.

Steuerteil

Die Steuerplatine *(Bild 8a, b, c)* wird ebenfalls entlang dem Masserahmen unter Aussparung des Platzes für den Transformator zugeschnitten und bestückt. Fünf Schrauben (drei davon gleichzeitig Befestigung von T 7, T 8, T 10) fixieren die Platine auf der Grundplatte. Unter T 10 werden zwei U-förmig nach oben gebogene Kupferstreifen als Kühlkörper gelegt. Als Vorwahl- und Funktionsschalter dienen japanische Drehschalter, für Stopp und Stellen eignen sich Mikroschalter, die Rückstelltaste trägt prellfreie Federkontakte.

Kabelverbindungen

Die Verbindungen des Steuerteils mit Frontplatte und Zähler werden durch drei getrennte Kabelstränge hergestellt:

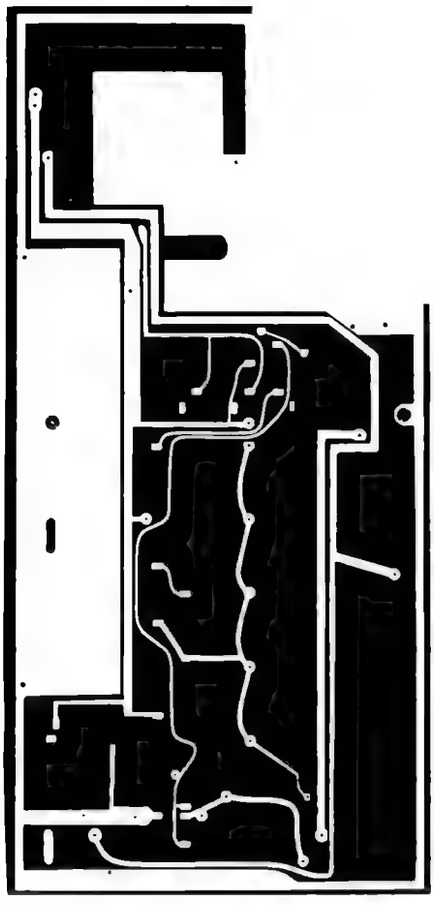


Bild 8a. Platine des Steuerteils, Oberseite (Bestückungsseite). Maßstab 1 : 2

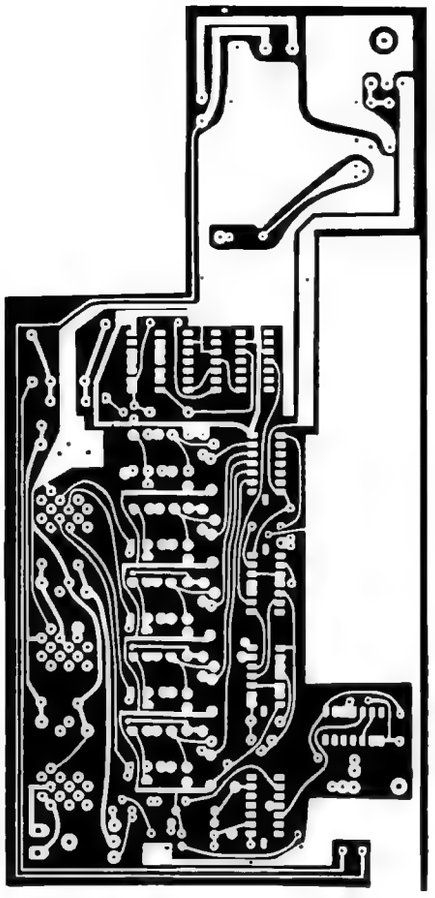


Bild 8b. Platine des Steuerteils, Unterseite

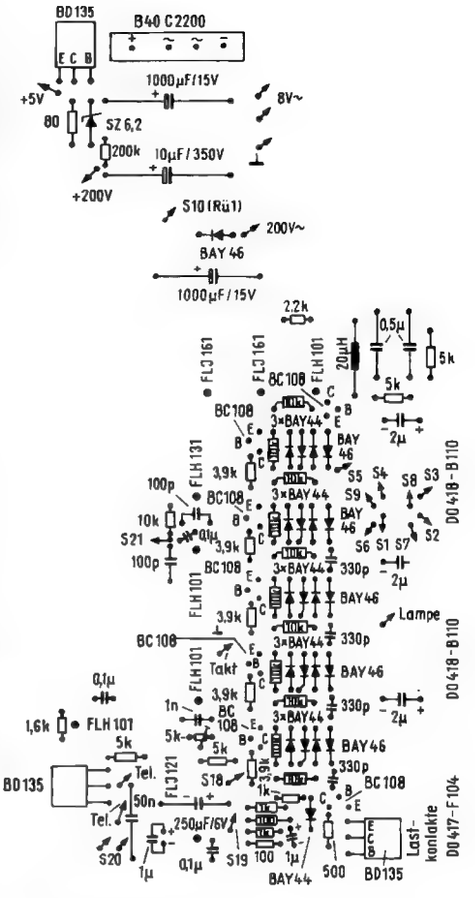


Bild 8c. Bestückungsplan

Kabel rechts (von hinten gesehen): Masse und + 5 V (je 0,8 mm); Rückstellung und + 200 V.

Kabel Mitte: Verbindung der Vorwahlschalter mit den Relaiskontakten (z. B. Flachkabel 10 × 0,25).

Kabel links: Verbindungen zu den übrigen Schaltern und der Kontrollampe; jede Ader wird mit einer Masseader verdrillt, beim Flachkabel folgen abwechselnd je eine Funktions- und eine Masseader. Die Leitungen zum Takteingang und zum Wecker werden geschirmt.

Inbetriebnahme

Durch langsames Erhöhen der Netzspannung kontrolliert man, ob die Speisespannung für die Schaltkreise 5 ± 0,2 V und die Spannung für die Anzeigeröhren etwa + 200 V beträgt. Es ist besonders zu beachten, daß niemals höhere Spannungen auf die + 5-V-Spannung gelangen; eine Zerstörung der integrierten Schaltungen wäre die kostspielige Folge. Liegen keine Schaltfehler vor, so zählt die Uhr sofort im Sekundentakt. Bei Betätigung der Rückstelltaste müssen alle Ziffern auf 0 springen. Um beim Stellvorgang eine kurze Einstellzeit zu erreichen, wird die Frequenz des Hilfsoszillators durch Verdrehen von R 34 so hoch eingestellt, daß nach Beendigung des Vorgangs die Weiterzählung gerade noch von 0 aus beginnt (S 17 auf *Stellen*). Sollten insbesondere beim Weck- und Schaltvorgang durch unterschiedlich empfindliche Schaltkreise Fehler durch Verkopplung auftreten, so führen meist zusätzliche Masseverbindungen der betroffenen Bauelemente mit dem Netzteil oder Verblockung der Versorgungsspannung zu deren Beseitigung.

Literatur

[1] *Herzog, Rudolf:* Digitaluhr zum Selbstbau. FUNKSCHAU 1969, Heft 2, Seite 33; Heft 10, Seite 310.

[2] *Liedl, H.* und *Spichall, W.*: Komplexe Bausteine der Serie FL 100 in einer Uhr mit digitaler Anzeige. Siemens Bauteile Informationen 8, 1970, Heft 4, Seite 136.

Erwin Heuwieser

Regler für Drehstromlichtmaschinen

Moderne Kraftfahrzeuge werden in zunehmendem Maße mit Drehstromlichtmaschinen ausgerüstet. Die Regelung der Batteriespannung erfolgt bisher mit einem mechanischen 2-Punkt-Kontaktregler, der den induktiven Erregerstrom der Lichtmaschine von 4,5 A schaltet. Die Genauigkeit dieser Regler liegt bei etwa 5 %. Außerdem ändern sich die Reglereigenschaften infolge Kontaktabbrand und Alterung der Kontaktfeder. Diese Kontaktregler können vorteilhaft durch elektronische Spannungsregler ersetzt werden. *Bild 1* zeigt einen solchen elektronischen Regler komplett mit der Schaltung der Drehstromlichtmaschine. In der Drehstromlichtmaschine darf die Erregerwicklung nicht mit dem Minuspol (Masse) verbunden sein. Die Batteriespannung wird durch Ein- oder Ausschalten des Stromes durch die Feldwicklung der Lichtmaschine geregelt. Die Lichtmaschinenspannung (= Ladespannung der Batterie) wird auf 14,1 V geregelt. Die typische Schalthysterese beträgt 0,3 V. Bei entladener Batterie schaltet der elektronische Drehstromlichtmaschinenregler den Erregerstrom schon ab einer Generatorspannung von etwa 1,5 V ein (z. B. Anschieben bei leerer Batterie).

Der Steuertransistor T 1 und die Leistungs-Endstufe mit dem Siemens-Darlington-Transistor BDY 87 sind stromführend bis die Batteriespannung 14,1 V erreicht; die Lichtmaschine lädt die Bat-

terie. Erreicht die Lichtmaschinenspannung den vom Basis-Spannungsteiler festgelegten Wert 14,1 V, so werden T 1 und T 2 gesperrt; die Lichtmaschine ist abgeschaltet. Die Vergleichsspannung zum Erreichen der hohen Schaltspannungsgenauigkeit liefert die Z-Diode (Sollwertgeber), die das Spannungspotential am Emitter, damit auch an der Basis, von T 1 konstant hält. Störende Abschaltspitzen werden über die Diode BO 110 und den Kondensator C 1 0,47 µF vermieden. *Bild 2* zeigt die den in Bild 1 strichliniert gerahmten Teil auf einer kleinen Platine.

Technische Daten

Regelnennspannung: 14 V

Schaltstrom: 4,5 A

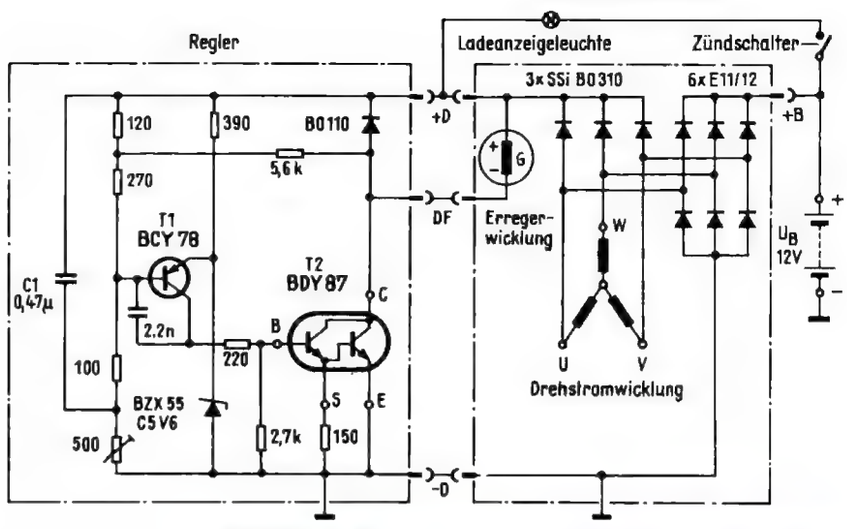
Betriebstemperaturbereich: – 40 °C bis + 90 °C

Schaltwerte des Reglers:
oberer Schaltwert: < 14,15 V
unterer Schaltwert: > 13,85 V

minimale Schaltdifferenz: 0,1 V

Regelfrequenz: 30 Hz bis 3 kHz

Wärmewiderstand des Kühlkörpers für den Darlington: 4 K/W



▲ Bild 1. Schaltung des elektronischen Lichtmaschinenreglers

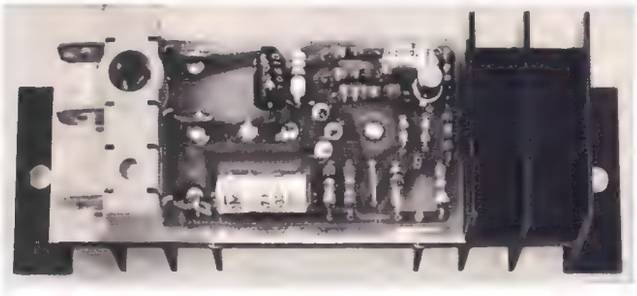


Bild 2. ▶ Musteraufbau der Schaltung nach Bild 1 (Aufnahme: Leutmayr)

Udo Horn

Elektronisches Metronom

Neben der Verwendung im Musikunterricht läßt sich ein Metronom z. B. noch in der Dunkelkammer oder ganz allgemein bei Vorgängen einsetzen, die man zeitlich kontrollieren möchte, ohne edoch die Möglichkeit zu haben, die Zeit direkt von einer Uhr ablesen zu können, weil die Aufmerksamkeit der Augen auf den zu verfolgenden Vorgang gerichtet ist. In diesem Fall kann ein Metronom wertvolle Dienste leisten, dessen Periodendauer man z. B. auf 1 Sekunde eingestellt hat.

Bild 1 zeigt eine von RCA vorgeschlagene Schaltung eines solchen elektronischen Taktgebers. Wird der mechanische Schalter S geschlossen, fließt über den Widerstand R 1 und den Transistor T 2 sofort ein Strom, da der Emitter von T 2 über den ungeladenen Kondensator C 1 mit dem Minuspol der Versorgungsspannung verbunden ist und die Basis von T 2 über den Spannungsteiler R 3/R 5 an einer Spannung liegt, die den Transistor T 2 öffnet. Im gleichen Moment macht infolge des Spannungsabfalls an R 1 auch der parallel zum Widerstand R 3 liegende Transistor T 1 auf; damit steigt die Spannung an der Basis von T 2 noch weiter an, und T 2 wird vollständig durchgeschaltet, ebenso anschließend T 1. Diese Anordnung, bestehend aus T 1, T 2, R 1 und R 5 bildet einen rückgekoppelten Schalter und erinnert an einen Thyristor.

Nach einer Zeit, die im wesentlichen nur von C 1 und R 1 bestimmt wird, hat sich der Kondensator C 1 aufgeladen, der Spannungsabfall an R 1 wird geringer, T 1 macht zu und das Basispotential von T 2 wird plötzlich negativer als das Potential des Emitters von T 2; T 2 wird gesperrt.

Der Kondensator C 1 entlädt sich über den Widerstand R 4 und das Potentiometer R 9 mit einer Zeitkonstanten, die sich mit R 9 verändern läßt. Die Spannung an C 1 nimmt solange ab, bis der Unterschied zwischen dieser Spannung und der an der Basis von T 2 liegenden Spannung den zum Öffnen von T 2 notwendigen Wert erreicht. Es entsteht eine oberwellenreiche Impulsfolge, die am Emitter von T 1 abgegriffen wird und die über C 2 und die gleichstromgekoppelten Verstärkerstufen T 3 und T 4 in dem in der Kollektorzuleitung von T 4 liegenden Lautsprecher ein hörbares Knackgeräusch erzeugt.

Ein Aufbau dieser Schaltung ist völlig unkritisch, sogar ein sogenannter fliegender Aufbau funktioniert sofort. *Bild 2* zeigt

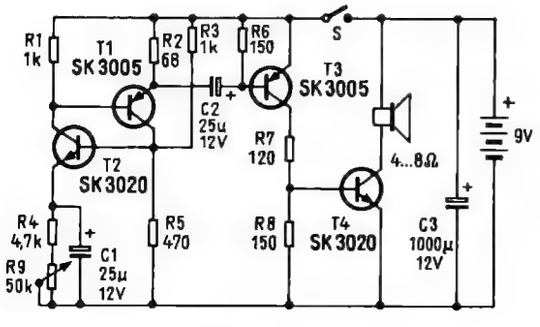


Bild 1. Elektronisches Metronom

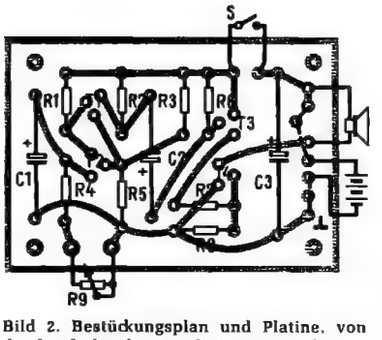


Bild 2. Bestückungsplan und Platine, von der kupferkaschierten Seite aus gesehen

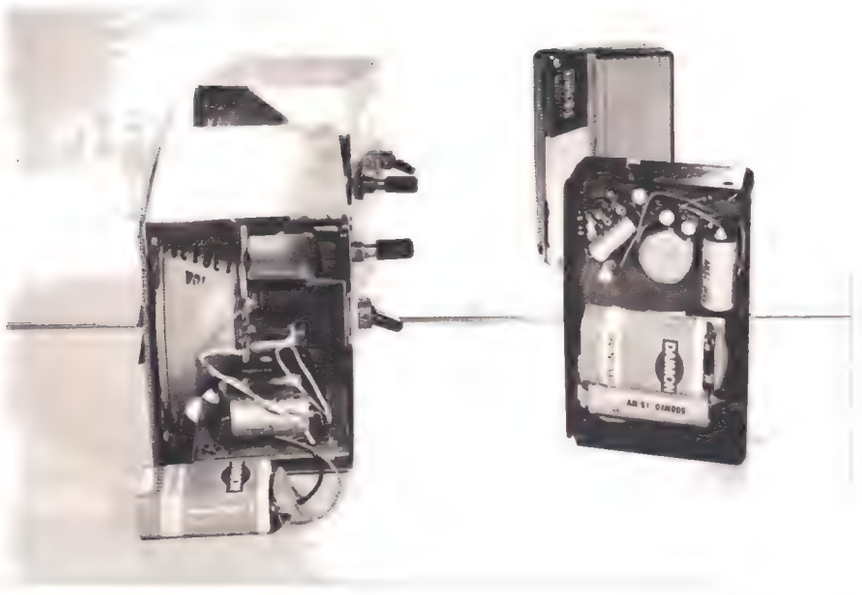


Bild 3. Elektronisches Metronom. Links als Versuchsaufbau, rechts in einem umgebauten Transistorradio unter Benutzung des eingebauten 8-Ω-Lautsprechers und 50-kΩ-Lautstärkereglers mit Schalter (Aufnahme Leutmayr)

eine mögliche Anordnung der Bauelemente. Mit dem Potentiometer R 9 läßt sich die Frequenz etwa zwischen 30 und 300 Takten pro Minute einstellen. Durch Verändern des Wertes von C 1 kann auch der gesamte Frequenzbereich verschoben werden. Ein Verkleinern von R 4 ist dagegen ungünstig, da T 1 und T 2 dann eventuell bei der höchsten Taktfrequenz, d. h. bei R 9 = 0, bei einer Änderung der Betriebsspannung oder bei einer Erhöhung der Umgebungstemperatur andauernd einen Strom von etwa 18 mA ziehen. R 4 sollte deshalb nicht kleiner als 4,7 kΩ sein. Für die übrigen Widerstände sind 10 % Toleranz zulässig.

Da der über den 4-Ω-Lautsprecher fließende Spitzenstrom 2 A beträgt und beim Schließen des Schalters S sofort ein Impuls entsteht, wird der Lautsprecher direkt mit dem Pluspol der Batterie verbunden. Die Schaltung arbeitet mit einer 9-V-Transistorbatterie. Da die Taktfrequenz jedoch von der Betriebsspannung abhängt, ist bei häufiger Benutzung eine 9-V-Batterie mit größerer Kapazität angebracht. Um die durch die 2 A Spitzenstrom und den Innenwiderstand der Batterie erzeugte Gegenkopplung zu verringern, wird ein 500 oder 1000 µF Elektrolytkondensator parallel zur Batterie geschaltet. Die Lautstärke nimmt dadurch merkbar zu. Da die Impulse den Lautsprecher immer nur kurz belasten, genügt einer mit kleiner Leistung. Anstelle eines 4-Ω-Lautsprechers kann auch einer mit 8 Ω verwendet werden, wie z. B. bei dem in *Bild 3* gezeigten Aufbau in einem Transistorempfängergehäuse. Am geeignetsten ist ein kleiner Hochton-Lautsprecher.

Elektronischer Verstärkungseinsteller

Die in *Bild 1* gezeigte Schaltung ist ein auf elektronischem Wege in seiner Spannungsverstärkung einstellbarer Nf-Verstärker. Die erforderliche Steuergleichspannung bewegt sich zwischen 0 und + 25 V und wird mit einem 100-kΩ-Potentiometer gewonnen. Es kann alternativ auch eine anderweitig erzeugte Steuergleichspannung gleicher Höhe auf die Basis des Transistors T 3 gegeben werden. Weiterhin können von einem 100-kΩ-Potentiometer etwa bis zu 10 Kanäle gesteuert werden, indem man die Basen der Transistoren T 3 aller Kanäle an ein Potentiometer anschließt.

Die Schaltung läßt sich z. B. mit Vorteil dann einsetzen, wenn die Verstärkung mehrerer Kanäle gleichsinnig geändert werden soll und aber auf mechanisch gekuppelte Potentiometer verzichtet werden muß. Auch kann man die Schaltung zur fernbedienten Lautstärkeeinstellung benutzen, wobei keine abgeschirmten Leitungen erforderlich sind.

Zur Einstellung der Verstärkung dient ein aus den

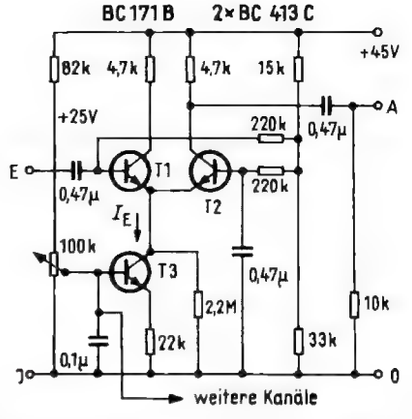


Bild 1. Schaltung des elektronischen Verstärkungseinstellers

Transistoren T 1 und T 2 aufgebauter symmetrischer Differenzverstärker, dessen einer Eingang das Eingangssignal erhält, während der andere Eingang wechselspannungsmäßig über einen 0,47-µF-Kondensator mit Masse verbunden ist. Die Spannungsverstärkung eines solchen Differenzverstärkers ist proportional dem Emitterstrom I_E, der seinerseits mit dem als einstellbare Konstantstromquelle arbeitenden Transistor T 3 auf dem gewünschten Wert gehalten wird *(Bild 2)*.

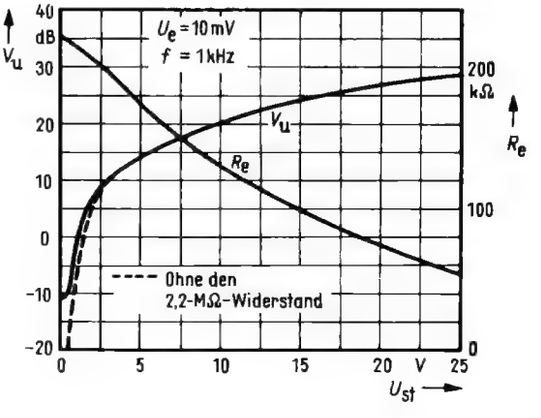
Die Schaltung ist ausgelegt für eine maximale Eingangsspannung von 10 mV und hat bei dieser Eingangsspannung die in der *Tabelle* genannten Eigenschaften.

Tabelle der technischen Daten

Spannungsverstärkung	
bei + 25 V Steuerspannung:	28 dB
bei 0 V Steuerspannung:	− 12 dB
Einstellbereich:	40 dB
Eingangswiderstand:	> 55 kΩ
Ausgangswiderstand:	< 10 kΩ
untere Grenzfrequenz:	< 30 Hz
obere Grenzfrequenz:	> 100 kHz
Abhängigkeit der Spannungsverstärkung von der Versorgungsspannung:	< 2 dB/10 %

(Nach Unterlagen von Intermetall.)

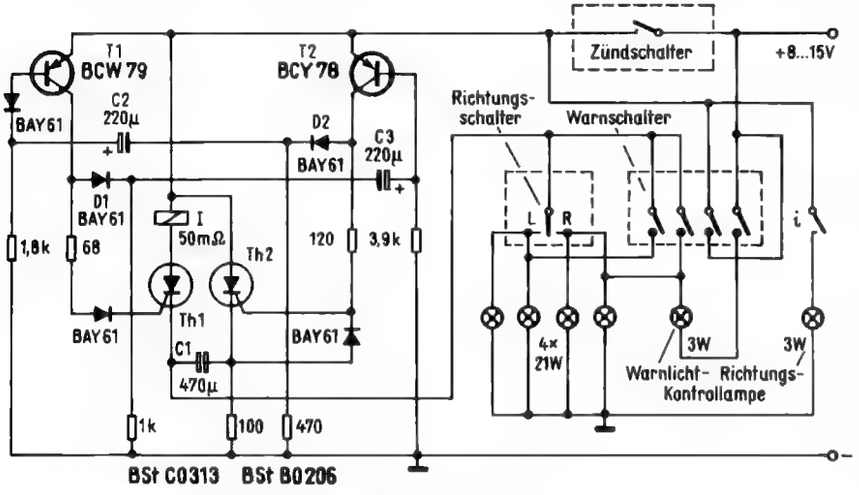
▼ Bild 2. Zusammenhang zwischen Steuerspannung und Verstärkung



Erwin Heuwieser

Richtungs- und Warnblinkanlage

Bei den gebräuchlichen elektronischen Richtungs- und Warnblinkern werden die Glühlampen – wegen der hohen Einschaltströme (bis 50 A) im Warnlichtbetrieb – mit Relais an die Batteriespannung geschaltet. In der neuen hier vorgestellten Schaltung *(Bild)* werden die Lampen mit einem Thyristor an die Batterie gelegt. Der Taktgeber besteht aus einem modifizierten astabilen Multivibrator mit je zwei Transistoren und Thyristoren.



Schaltung der Richtungs- und Warnblinkanlage mit Thyristoren

Wenn T 1 durchschaltet wird der Hauptthyristor Th 1 gezündet, T 2 und Th 2 sind gesperrt. Nach dem Ablauf der „Hellzeit" kippt der Multivibrator, T 1 wird gesperrt, und T 2 schaltet durch. Der Transistor T 2 zündet den Hilfsthyristor Th 2 der über C 1 den Hauptthyristor abschaltet, wenn der Richtungs- oder Warnschalter eingeschaltet ist.

Der Kondensator C 1 ist so gewählt, daß dessen Umladestrom – im Zündaugenblick von Th 2 – den Hauptthyristor abschaltet und frühestens nach Ablauf der Thyristor-Freiwerdezeit t_q wieder positive Sperrspannung an der Anode von Th 1 liegt. Die Dioden D 1 und D 2 entkoppeln die Zündkreise der Thyristoren von den frequenzbestimmenden Kondensatoren C 2 und C 3.

Die Richtungskontrollampe wird vom Stromrelais I geschaltet. Wenn eine der Blinklampen ausfällt, dann bleibt die Kontrollampe dunkel. Die Warnlichtbetätigung wird von einer eigenen Kontrollampe angezeigt.

Technische Daten

Betriebsspannung: 8 bis 16 V
Lampenlast: 4 × 21 W/12 V
Blinkfrequenz bei $U_{Batt} = 12$ V; $T_u = +20$ °C: 90 Impulse pro Minute
Grenzwerte der Blinkfrequenz: 80 bis 100 Impulse/Minute
Tastverhältnis hell/dunkel: 1/1
Grenzwerte: 1/0,9 bis 1,1/1
zul. Umgebungstemperaturbereich: −25 °C bis + 70 °C
Thyristor Th 1: B St C 0313
Thyristor Th 2: B St B 0206
(beide von Siemens)

Kombinierte Serien-Parallel-Stabilisierungsschaltung

Übliche Serien-Stabilisierungsschaltungen sind nicht in der Lage, Rückspannungen bzw. -ströme vom am Ausgang angeschlossenen Verbraucher auszugleichen. Liegt bei einer Stabilisierungsschaltung der Emitter des Stelltransistors am Ausgang, so ist der Transistor gefährdet, wenn die Rückspannung die Soll-Ausgangsspannung um mehr als die zulässige Emitter-Basis-Spannung (meist 5...7 V) des Stelltransistors überschreitet. Der Innenwiderstand ist für Ströme in Rückwärtsrichtung sehr groß. Parallel-Stabilisierungsschaltungen haben diesen Nachteil nicht. Dafür fließt in ihnen ein Ruhestrom in der Größenordnung des Ausgangsstroms.

Die kombinierte Schaltung *(Bild)* vermeidet weitgehend beide Nachteile. Diese Schaltung ähnelt im Prinzip den bekannten Schaltungen für eisenlose Nf-Endstufen. Sie besteht zunächst aus der Darlingtonschaltung mit den Transistoren T 1 und T 2, wobei die Basis von T 1 an eine von der Z-Diode D 3 stabilisierte Spannung gelegt ist. Die in Reihe geschalteten Dioden D 1 und D 2 kompensieren die Basis-Emitter-Schwellspannungen von T 1 und T 2, so daß die Ausgangsspannung U_A etwa gleich der Spannung an der Z-Diode D 3 ist und einen geringen Temperaturkoeffizienten hat.

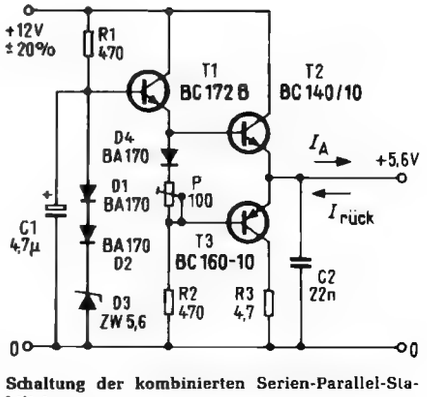
Weiterhin ist noch ein pnp-Paralleltransistor T 3 vorhanden. Der gemeinsame Arbeitspunkt der komplementären Transistoren T 2 und T 3 wird durch den Spannungsabfall an der Diode D 4 und dem Potentiometer P bestimmt. Der Ruhestrom durch die Transistoren T 2 und T 3 wird mit dem Potentiometer P auf etwa 10 mA, also rund 50 mV Spannungsabfall am Emitterwiderstand R 3, eingestellt.

Die Schaltung arbeitet im Normalfall wie eine übliche Serien-Stabilisierungsschaltung mit einer Vorlast von 10 mA. Tritt Rückspannung auf, so wird der Emitter des Transistors T 3 positiv, seine Leitfähigkeit steigt, und es kann ein Ruhestrom über T 3 und den Schutzwiderstand R 3 nach Null fließen. Mit dem Kondensator C 1 wird die Referenzspannung zusätzlich gesiebt. Der Kondensator C 2 unterdrückt eventuell vorhandene Schwingneigung. Die Endtransistoren T 2 und T 3 sind mit je einem Kühlstern, z. B. KS 1, zu kühlen. Die technischen Daten nennt die *Tabelle*.

(Nach Unterlagen von Intermetall.)

Tabelle der technischen Daten

Eingangsspannung: $U_E = 12$ V ± 20 %
Ausgangsspannung: $U_A \approx 5{,}6$ V ($U_A \approx U_Z$)
max. Ausgangsstrom: $I_A = 200$ mA
Stabilisierungsfaktor: $S > 50$
Ausgangswiderstand: $r_a \approx 20$ mΩ
max. Rückstrom: $I_{rück} = 200$ mA
Rückwärtswiderstand des Ausgangs: $r_{rück} \approx 1$ Ω
Wärmewiderstand des Kühlkörpers (Kühlstern): $R_{thK} < 50$ grd/W



Schaltung der kombinierten Serien-Parallel-Stabilisierung

Versuche mit Pseudo-Quadrofonie

Winfried Knobloch

Noch immer leidet die echte Quadrofonie unter dem Mangel an Programmquellen. Mit künstlicher Quadrofonie läßt sich jedoch die dreidimensionale Wiedergabe von Musik recht gut nachahmen. In diesem Beitrag berichtet der Verfasser über eigene Erfahrungen, die zu Versuchen anregen sollen.

Die Raumakustik (der Raumhall) eines definierten Saales kann theoretisch durch eine unendliche Anzahl elektroakustischer Übertragungskanäle mit unterschiedlichen Dämpfungen und Verzögerungszeiten nachgebildet werden. Die Anzahl der Kanäle läßt sich reduzieren, wenn Zeitverzögerungsschaltungen mit mehreren Verzögerungszeiten eingesetzt werden. Dies können Magnetbandgeräte sein, wie sie in Rundfunkstudios benutzt werden. In ihnen nehmen mehrere Wiedergabeköpfe nacheinander das auf eine Endlos-Bandschleife aufgesprochene Signal ab. Die wiedergegebenen, unterschiedlich gedämpften und verzögerten Signale ergeben, nachdem sie zusammengemischt worden sind, je nach Bandgeschwindigkeit ein Mehrfachecho oder Nachhall.

Regelmäßige FUNKSCHAU-Leser erinnern sich: Im letzten Heft begannen wir die neue Reihe: „Für Praxis und Hobby". Und wir versprachen, daß sie oft erscheinen wird mit Bauanleitungen, kleinen und großen, mit Anregungen für eigene Versuche und mit praktischen Tips für Werkstatt und Labor.

Mit sieben Bauanleitungen auf elf Seiten starteten wir. Diesmal sind es fünf Beiträge, darunter ein besonderer Leckerbissen für den Elektroakustiker, eine Bauanleitung für eine logarithmische Aussteuerungsanzeige. Aber auch die anderen Aufsätze, wie der nebenstehende über Pseudo-Quadrofonie, sind genau das Richtige für Praxis und Hobby.

Etwas Besonderes werden Sie unter dieser Rubrik auch im nächsten Heft finden: eine Bauanleitung für einen Konverter zum Empfang des Fernsehtones über den Rundfunkempfänger — ein Beitrag unter vielen anderen.

Weitere entsprechende Zeitverzögerungsglieder sind die sogenannten Hallspiralen. Sie waren Anfang der sechziger Jahre beliebt und wurden damals in viele Musiktruhen eingebaut. Nachteilig ist, daß die preisgünstigen Ausführungen einen engen Frequenzbereich und ausgeprägte Eigenresonanzen haben, die sich weder mechanisch noch elektrisch dämpfen lassen. Gegenüber allen anderen Verzögerungsverfahren haben sie jedoch den Vorteil des geringen Preises. Sie bildeten deshalb die Basis der beschriebenen Versuche.

Im Gegensatz zur *echten* Quadrofonie, die ganz spezielle Effekte zuläßt, wie beispielsweise das Kreisen eines Tons im Raum, lassen sich mit Pseudo-Quadrofonie nur verschieden große Säle oder Hallen im Wiedergaberaum simulieren. Dies ermöglicht es aber, Musikaufführungen herkömmlicher Art nachzuempfinden.

Bei der Pseudo-Quadrofonie hängen die beiden hinteren Kanäle von den vorderen ab; sie geben deshalb nur das wieder, was sie von vorn zeitlich verzögert übernommen haben. Durch Verändern der Nachhalldauer und der Klangeinstellung kann dann die gewünschte Raumakustik nachgebildet werden.

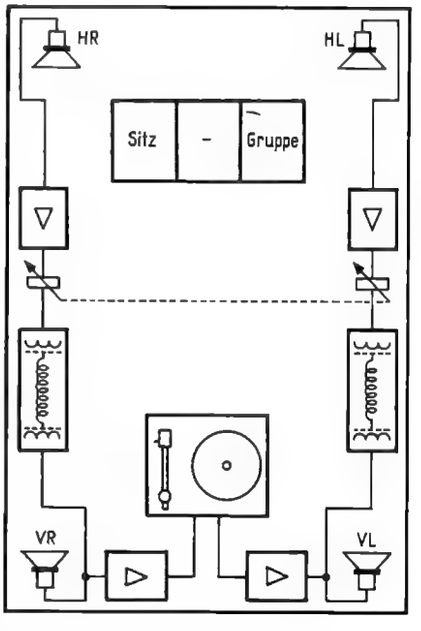
Der Aufwand

Bei echter Quadrofonie werden die Signale für die beiden hinteren Seitenkanäle getrennt aufgenommen und wiedergegeben. Sie erfordert demnach vier Kanäle und stellt die Aufnahme- sowie die Wiedergabetechniker vor eine Anzahl von Problemen, die bis heute noch nicht alle gelöst worden sind. Pseudoquadrofonische Wiedergabe ist dagegen von jedem zweikanaligen Programm möglich. An zusätzlichen Einstellungen braucht im wesentlichen nur die Nachhallintensität eingepegelt zu werden; sie bestimmt die wiedergegebene scheinbare Raumgröße.

Wie bei echter Quadrofonie stehen die rückwärtigen Lautsprecherboxen den vorderen gegenüber *(Bild)*. Es wird noch gezeigt werden, daß hierfür Typen mit schmalerer Bandbreite als für die vorderen Lautsprecherboxen ausreichen, weil die Dämpfung der üblichen Konzertsäle frequenzabhängig ist und mit wachsender Tonhöhe steigt.

Der Versuchsaufbau

Die üblichen Hallspiralen sowohl einheimischer als auch ausländischer Fertigung haben niederohmige Eingänge (8 Ω bis 16 Ω) und mittelohmige Ausgänge, um an übliche Lautsprecherausgänge und Verstärkereingänge angeschlossen werden zu können. Ihre Eigendämpfung beträgt etwa 40 dB; sie geben bei maximalen Eingangsspannungen von zirka 3 V an 8 Ω rund 30 mV aus beispielsweise 3 kΩ ab. Damit lassen sich die meisten handelsüblichen Stereoverstärker aussteuern. Höhere Eingangsspannungen sollten wegen der wachsenden nichtlinearen Verzerrungen vermieden werden. Gegebenenfalls müssen Vorwiderstände die sonst vor allem bei den Bässen zu hohen Eingangsströme der Halleinheiten begrenzen. Es ist zweckmäßig, die für die Raumsimulation wichtigen Bässe erst wiedergabeseitig anzuheben, um die Hallspiralen nicht zu übersteuern.



Blockschaltung der Versuchsanordnung

Der schmale Frequenzbereich der üblichen Hallspiralen läßt sich durch Höhen- und Tiefenanhebung in Grenzen ausgleichen; dagegen stören die Eigenresonanzen mit ihren langen Ausschwingzeiten, vor allem bei impulsförmiger Ansteuerung. Durch Verkleinern der scheinbaren Raumgröße ist jedoch auch hier Milderung bis Abhilfe mög-

lich; wie es überhaupt von der Pegeleinstellung abhängt, ob die Wiedergabe noch als Hi-Fi-ähnlich angesprochen werden kann oder nicht. Hi-Fi-Wiedergabe im Sinn von DIN 45 500 ist mit den derzeit preiswert erhältlichen Hallspiralen nicht möglich.

Die mechanischen Längen der eigentlichen Hallspiralen bestimmen die Verzögerungszeiten (10 ms bis 50 ms) und die Eigenresonanzen der Halleinheiten sowie bei konstanter Verstärkung auch die wirksame Nachhalldauer. Niedrigliegende Eigenresonanzen können zwar vorteilhaft sein – sie liegen außerhalb des Gebietes größter Hörempfindlichkeit –, ihre große Nachhalldauer ist jedoch meistens nachteilig. Sie täuschen unter Umständen einen für die Art des aufgeführten Werkes (zum Beispiel Kammermusik) zu großen Wiedergaberaum vor. Je mehr Spiralen pro Halleinheit parallel betrieben werden, desto weniger stören die Eigenresonanzen, weil dann der Amplitudenverlauf über die Frequenz mehrhöckerig wird. Einspiralige Halleitungen scheiden somit aus, und dreispiralige sind das augenblickliche Optimum. Der Standard liegt bei zwei Hallspiralen je Einheit. Für die Versuche wurden deshalb die zweispiraligen preisgünstigen und insgesamt nur 10 cm langen japanischen Einheiten RE-21 mit 15 ms mittlerer Verzögerungszeit benutzt.

Als Hauptverstärker diente ein Philips-Stereo-Verstärker mit 2 × 20 W. Die 8-Ω-Eingänge der Hallspiralen erhielten deshalb Vorwiderstände von 47 Ω und belasteten so den Hauptverstärker überhaupt nicht. Für die Wiedergabe der Rauminformationen wurde ein älterer noch vorhandener Verstärker mit 2 × 5 W Sinusleistung in Kombination mit 4-Liter-Lautsprecherboxen betrieben. Dieser Verstärker bot weitreichende Klangeinstellmöglichkeiten (Höhen und Bässe ± 16 dB) sowie einen in dB geeichten Pegelabschwächer. Adapterstekker am Hauptverstärker ermöglichten es, die vorderen Lautsprecherboxen an- und abzuschalten, ohne die Kanäle mit den Rauminformationen abklemmen zu müssen.

Die Ergebnisse

Da das menschliche Hörempfinden subjektiv ist, müssen die Ergebnisse auch subjektiv bewertet werden. Allgemein kann man sagen, daß die zusätzliche Rauminformation das angenähert gleiche Maß an Mehrinformation bietet wie die Stereowiedergabe gegenüber der Monowiedergabe.

Zuerst wurde bei abgeschalteten vorderen Lautsprechern der rückwärtige Mitteneindruck eingestellt und anschließend die vorderen Lautsprecherboxen wieder eingeschaltet. Eine optimale Raumwiedergabe war festzustellen, wenn man die hinteren Kanäle gegenüber den vorderen um 10 dB bis 20 dB dämpfte. Geistliche Musik erfordert wegen der größeren Volumina von Kirchen und Domen die geringere Dämpfung, während bei der Wiedergabe kleiner kammermusikalischer Besetzungen verschiedentlich eine Dämpfung von mehr als 20 dB am günstigsten zu sein schien. Bei Schlagermusik, die zumeist in Räumen mit großer Eigendämpfung und vielen Zuhörern gespielt wird, war – besonders bei kleiner Besetzung – eine Rauminformation nicht notwendig, sondern nur verwirrend. Ähnliches ließ sich auch bei verschiedenen Solodarbietungen feststellen. Hier war eine möglichst große Dämpfung der Rückwärts-Lautsprecher zweckmäßig. Die besten Ergebnisse wurden naturgemäß mit Orgelmusik, geistlichen Chören, Opernübertragungen und ähnlichem erreicht. Aber auch symphonische Musik gewann auffallend an Natürlichkeit.

Wie schon erwähnt, tragen besonders die Bässe zur Rauminformation bei, während die Höhen, die von den Hallspiralen stark gedämpft werden, meistens weggedreht werden können, ohne daß Rauminformation verlorengeht. Über die gute oder schlechte *Akustik* des scheinbaren Wiedergaberaums bestimmt letztlich die gesamte Übertragungsqualität der Hallspiralen. Zu hohe Verstärkung in den hinteren Kanälen verwäscht die virtuellen Standorte von Solostimmen und -instrumenten, die dann unnatürlich klingen.

Die Zone günstiger Hörbarkeit der Rauminformation ist größer als die gleichartiger, von vorn strahlender Lautsprecherboxen, weil nur Intensitätsunterschiede geortet werden und weil die Ohrmuscheln vorwiegend auf von vorn kommenden Schall gerichtet sind. Hinzu kommt noch die Gewöhnung, den Kopf nach der Schallquelle zu drehen, so daß die Raumakustik erst dann auffällt, wenn sie nicht den Erwartungen entspricht. Deshalb wird die günstige Hörzone fast ausschließlich von den vorderen Lautsprechern bestimmt. Trotzdem wurde eine auffällige Verschlechterung bemerkt, als die rückwärtigen Lautsprecher versuchsweise nach oben strahlten. Sie war vor allem auf den nun verringerten Schalldruck bei den mittleren und höheren Tönen sowie auf die schlechtere Ortbarkeit zurückzuführen.

Überhaupt spielt die Dynamik der Raumakustik eine wichtige Rolle. Die rückwärtigen Kanäle dürfen weder verbrummt noch verrauscht sein. Schlechte Wiedergabedynamik von hinten stört stärker als von vorn!

Versuchsweises Überkreuzen der rückwärtigen Kanäle brachte keine auffällige Veränderung. Die gesamte Wiedergabe schien jedoch subjektiv etwas besser zu klingen, wenn die Links- und Rechtskanäle nicht überkreuzt wurden. Als dagegen die beiden rückwärtigen Kanäle versuchsweise zusammengeschaltet wurden (Monoschaltung), „klappte" der scheinbare Wiedergaberaum zusammen. Demnach genügt es nicht, ein Summensignal auf einen gemeinsamen oder auf elektrisch zusammengeschaltete rückwärtige Lautsprecher zu legen.

Als die Verzögerungsleitungen versuchsweise überbrückt wurden, brach die Rauminformation schlagartig zusammen. Der scheinbare Wiedergabeort schien ähnlich wie bei (nichtentzerrter) Kopfhörerstereofonie in der Wiedergaberaummitte konzentriert zu sein.

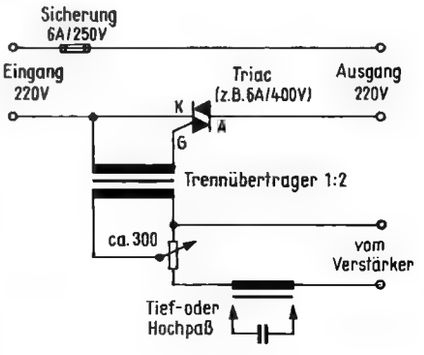
Zusammenfassend kann man sagen, daß Pseudo-Quadrofonie bei herkömmlicher, stereofon wiedergegebener Musik durch die zusätzlichen Rauminformationen das Hörerlebnis bereichert und die elektroakustische Musikwiedergabe der vollkommenen Illusion des Originals einen entscheidenden Schritt näher bringt.

Wolfgang Kasten

Triacgesteuerte Lichtorgel

Im Gegensatz zu früheren Anlagen, die für größere Leistungen eine Unmenge von teils recht teuren Schaltelementen brauchten, zeichnet sich diese Schaltung *(Bild)* durch eine geringe Anzahl relativ billiger Teile aus.

Die Anlage erhält ihre Steuerleistung aus dem Lautsprecherausgang (5...16 Ω) eines Verstärkers. In diese Leitung läßt sich ein Paß für einzelne Frequenzabschnitte legen. Nach diesem Paß, der natürlich auch fortgelassen werden kann, folgt ein Potentiometer von etwa 300 Ω (der Wert ist unkritisch, es können auch kleinere oder größere Werte genommen werden) zum Einstellen der Empfindlichkeit. Über einen Trennübertrager von 20...50 Ω Impedanz und einem Übersetzungsverhältnis von 1:2 gelangt die Steuerspannung an das Gate des Triacs. Der Übertrager unterdrückt Rückwirkungen und erfüllt die VDE-Bestimmungen.



Schaltung der Lichtorgel

Der Triac ist ein Wechselstromschalter, der in jede der beiden Spannungsrichtungen durchschalten kann. Hierzu ist eine Steuerspannung erforderlich, die bei positiven Netzhalbwellen ebenfalls positiv und bei negativen negativ ist. Diese Steuerspannung liefert der Nf-Verstärker. Erreicht sie eine Höhe von etwa 2...4 V am Gate, so schaltet der Triac bis zum Nulldurchgang der Wechselspannung durch. Bei dieser Schaltung ist darauf zu achten, daß die Steuerspannung nicht zu hohe Werte annimmt.

Die Wahl der einzelnen Teile ist unkritisch. Zum Ansteuern eignen sich auch Bildblocktransformatoren aus alten Fernsehgeräten. Es ist aber darauf zu achten, daß das Gerät den VDE-Bestimmungen entspricht. Dazu gehören ein berührungssicheres Gehäuse und ein hochwertig isolierter Ansteuerungstransformator.

Die Anlage muß mindestens mit einem Verstärker von 1...2 W Sprechleistung angesteuert werden. Da Triacs von 6 A/400 V in Sonderangeboten für neuerdings 3.95 DM zu haben sind, liegen die Baukosten bei 20 bis 30 DM. Mit dem Gerät können Lampen bis gut 500 W betrieben werden. Wird eine dreikanalige Lichtorgel gewünscht, so kann man drei solcher Bausteine über eine geeignete Lautsprecherweiche anschließen.

Alfred Hauenstein
Dimitru Cioaca

Logarithmische Aussteuerungsanzeige für Nf-Verstärker

Die Lautstärkeempfindung des menschlichen Ohres ist bei einer Frequenz von etwa 1 kHz dem logarithmischen Maß des Schalldruckes bzw. der Verstärkungsausgangsleistung proportional. Für die Aussteuerungsanzeige von Nf-Verstärkern ist deshalb eine logarithmische Charakteristik vorteilhaft, wie sie beispielsweise auch ausschließlich in Studios verwendet wird. In Heimtonbandgeräten wird jedoch infolge des erhöhten Aufwandes zumeist darauf verzichtet.

Die Schaltung einer solchen logarithmischen Aussteuerungsanzeige ist in *Bild 1* dargestellt. Der Eingang kann dem Verstärkerausgang parallel geschaltet werden. Die beiden Dioden D 5 und D 6 richten die Eingangsspannung gleich und verdoppeln sie. Um schon relativ kleine Spannungen von etwa 0,2 V mit ausreichender Genauigkeit messen zu können, wurden Germanium-Dioden verwendet. Die Gleichspannung am Kondensator C 2 wird vom Transistor T 1 in einen proportionalen Kollektorstrom umgewandelt und einer Diodenwiderstandsmatrix D 1...D 4 und R 3...R 9 mit logarithmischer Kennlinie zugeführt. Zur Leistungsverstärkung des Ausgangssignals der Matrix dient der Transistor T 2, in dessen Emitter ein Drehspulinstrument mit einer Empfindlichkeit von etwa 0,5 mA Vollausschlag verwendet wird. Der Gesamtwiderstand in der Emitterleitung (Innenwiderstand des Instrumentes und Vorwiderstand) sollte 2,5 kΩ betragen.

Die Anstiegszeit der Ausgangsspannung u_a ist von der Zeitkonstante R 1/C 1/C 2 abhängig, sie beträgt etwa 50 ms. Die Abfallzeit von etwa 2 s ist von der Entladezeitkonstante C 2/R 2 abhängig.

Die Kompensation der Basis-Emitter-Schwellspannung des Transistors T 1 erfolgt mit dem als Diode geschalteten Transistor T 3. Bei Stereoverstärkern ist für jeden Kanal eine getrennte Aussteuerungsanzeige vorteilhaft. Die zweite Schaltung kann an den Klemmen A, B, C, angeschlossen werden, so daß der Kompensationstransistor T 3 nur einmal benötigt wird.

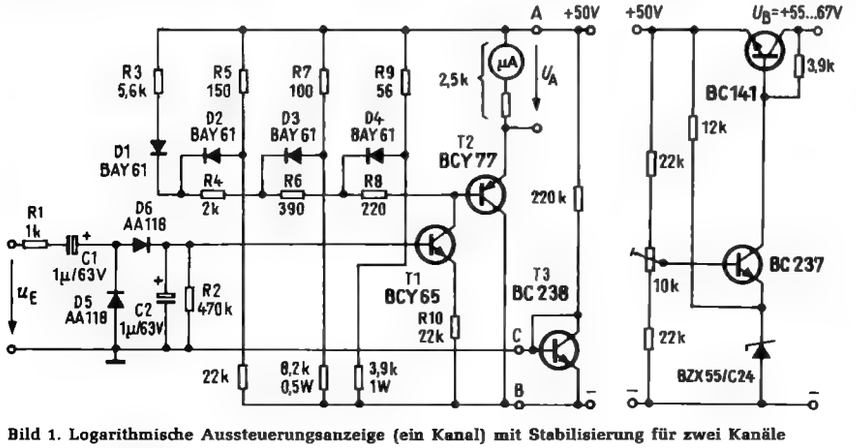


Bild 1. Logarithmische Aussteuerungsanzeige (ein Kanal) mit Stabilisierung für zwei Kanäle

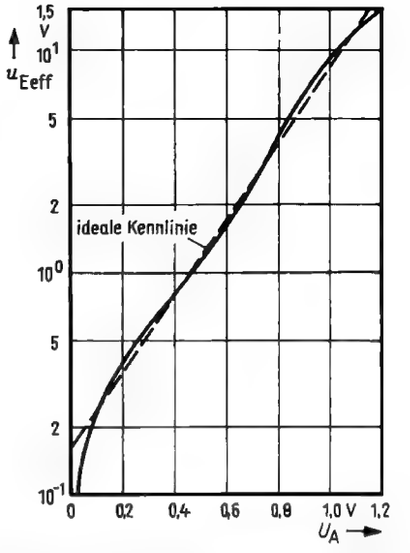


Bild 2. Abhängigkeit der Ausgangsspannung vom Effektivwert der Eingangswechselspannung

Bild 2 zeigt die Abhängigkeit der Ausgangsspannung vom Effektivwert der

Technische Daten des Aussteuerungsanzeigers

Stromaufnahme: 50 mA
maximale effektive Eingangsspannung: 15 V
Genauigkeit der Anzeige bei $u_E > 0{,}2\ V_{eff}$: $< \pm 10\ \%$
Anstiegszeit der Ausgangsspannung: 50 ms
Abfallzeit der Ausgangsspannung: 2 s
Wärmewiderstand des Kühlkörpers für den Transistor BC 141 in der Stabilisierungsschaltung: 60 K/W

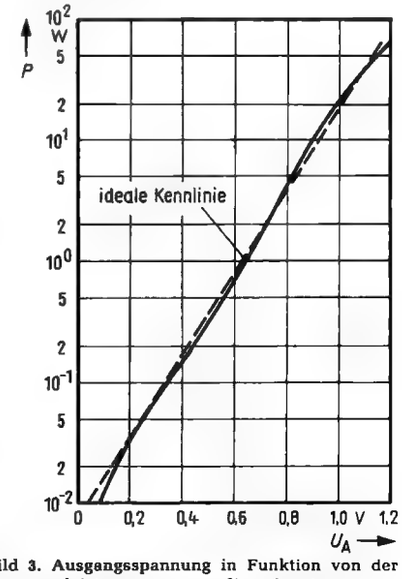
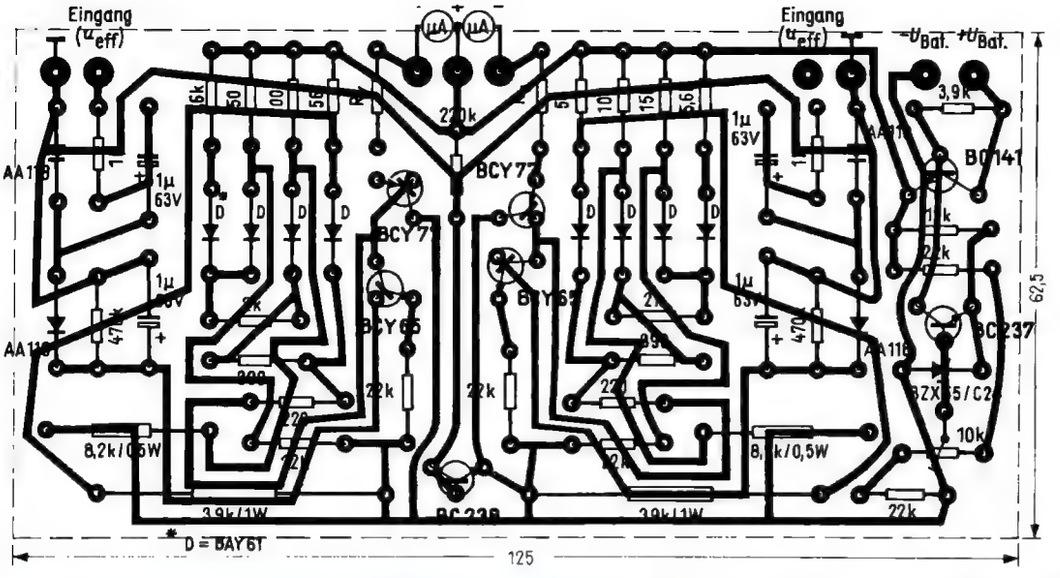
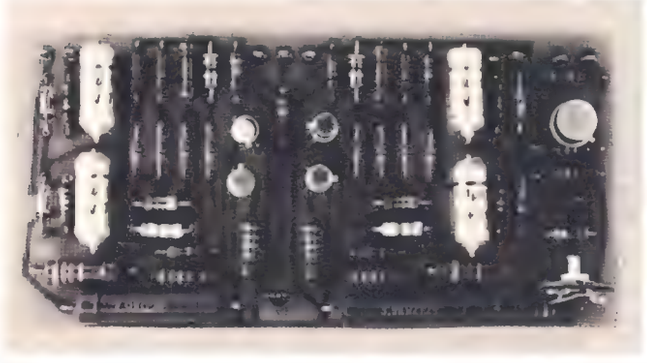


Bild 3. Ausgangsspannung in Funktion von der Ausgangsleistung, wenn die Aussteuerungsanzeigeschaltung am Ausgang eines mit 4 Ω abgeschlossenen Nf-Verstärkers liegt





▲ Bild 4. Vorschlag für den Aufbau und die Bestückung einer Platine

◀ Bild 5. Kompletter Stereo-Aussteuerungsanzeigebaustein (Aufnahme: Leutmayr)

Eingangswechselspannung. Zu einer Eingangsspannung von 0,2 V bleibt der Anzeigefehler unter 10 %. Die maximale Eingangsspannung beträgt 15 V *(Tabelle)*. Aus *Bild 3* ist die Ausgangsspannung in Funktion von der Ausgangsleistung ersichtlich, wenn die Aussteuerungsanzeigeschaltung am Ausgang eines mit 4 Ω abgeschlossenen Nf-Verstärkers liegt. Die Genauigkeit der Anzeige hängt von der Betriebsspannung ab.

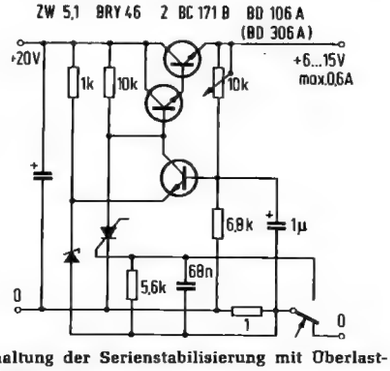
Bild 4 zeigt den Vorschlag für den Aufbau einer Platine, *Bild 5* den kompletten Aussteuerungsanzeigebaustein.

(Nach Siemens-Halbleiter-Schaltbeispiele 1971.)

Serien-Stabilisierungsschaltung mit elektronischer Überlastsicherung

Serien-Stabilisierungsschaltungen sind üblicherweise nicht kurzschlußfest, d. h. Überlast oder Kurzschluß am Schaltungsausgang gefährden bzw. zerstören den Serientransistor. Als Schutz für den Serientransistor kommt nur eine Sicherung in Frage, die extrem schnell anspricht. Diese schützt dann nicht nur den Serientransistor, sondern auch den an die Stabilisierungsschaltung angeschlossenen Verbraucher vor Überlastung.

Das *Bild* zeigt, wie mit der Thyristortetrode BRY 46 von Intermetall eine Überlastsicherung in eine Serienstabilisierungsschaltung eingebaut werden kann. Der Laststrom ruft an dem 1-Ω-Widerstand einen Spannungsabfall hervor, der zur Steuerung der Thyristortetrode an ihrem katodenseitigen Steueranschluß benutzt wird. Bei etwa 1 V Spannungsabfall zündet die Tetrode schlagartig und schließt die Basis der als Serientransistor eingesetzten Darlingtonkombination praktisch gegen Null kurz. Dadurch wird der Serientransistor gesperrt, und es kann kein Ausgangsstrom mehr fließen. Dieser Zustand bleibt erhalten, bis durch Betätigen der Taste T der Laststromkreis kurzzeitig unterbrochen und die Thyristortetrode gelöscht wird. Die Schaltung ist dann wieder betriebsfähig.



Schaltung der Serienstabilisierung mit Überlastsicherung

Mit dem 10-kΩ-Potentiometer läßt sich die Ausgangsspannung stufenlos zwischen 6 V und 15 V einstellen. Der für die Ansteuerung der Thyristortetrode vorgesehene 1-Ω-Widerstand bewirkt gleichzeitig eine Störgrößenaufschaltung, die den Ausgangswiderstand wesentlich reduziert.

Neue Sprays für Werkstatt und Labor

Das Sprühöl 88 in Aerosoldosen nennt Kontakt-Chemie vollkommen säurefrei; auch verharzt es nicht. Vorteilhaft ist das jeder Spraydose beigefügte etwa 14 cm lange Kapillar-Röhrchen. Damit lassen sich bequem und ohne Demontage die versteckstesten Schmierstellen mit einem hochwertigen Ölfilm versehen. Sprühöl 88 ist verwendbar von − 40 °C bis + 175 °C. Es dient zur Schmierung von Instrumenten und Geräten mit engen Passungen und ist sowohl für Eisen und Nichteisenmetalle verwendbar.

Das Mittel erzeugt einen hochwirksamen, wasserverdrängenden Schmierfilm mit guten Notlaufeigenschaften.

Für die Fertigung einzelner gedruckter Schaltungen oder kleinerer Serien entwickelte der gleiche Hersteller den Fotokopierlack Positiv 20, ebenfalls in Sprayform. Er erleichtert nicht nur die Herstellung von Leiterplatten aller Formate, sondern gestattet Fotogravuren und ermöglicht die präzise Übertragung von Bildelementen auf Werkstoffe. So lassen sich z. B. Glas, Acrylharz, Aluminium, Kupfer oder Messing mit einer lichtempfindlichen Lackschicht besprühen. Die Selbstanfertigung von Skalen und Frontplatten ist daher möglich.

Transparentgezeichnete Schaltungen können direkt auf die mit Positiv 20 beschichteten Platinen kopiert werden. Die Auslösung ist randscharf.

Fernsehton-Empfang mit einem UKW-Empfänger

Dipl.-Ing. Dierk Grüning

Will man nur den Fernsehton empfangen, ohne einen Fernsehempfänger zu benutzen, oder aber Tonbandaufnahmen machen, so ist es am günstigsten, den frequenzmodulierten Tonträger mit einem Konverter in den UKW-Bereich zu transponieren und den Ton der Fernsehsendung mit einem UKW-Empfänger zu hören. Da man heute vielfach am gleichen Ort mehrere Fernsehprogramme im VHF-Gebiet empfangen kann, z. B. bei Gemeinschaftsantennen-Anlagen die auf Bereich I und III umgesetzten UHF-Sender, ist der beschriebene Konverter abstimmbar und umfaßt die Bereiche I und III.

Wahl des Oszillatorfrequenzbereiches und der UKW-Frequenz

Um den Konverter möglichst einfach aufzubauen, d. h. ohne Bereichsumschaltung, wird die Oszillatorfrequenz f_o so gewählt, daß sie oberhalb der Tonträgerfrequenzen des Bereiches I, aber unterhalb der Tonträgerfrequenzen des Bereiches III liegt. In beiden Fällen soll sich eine Differenzfrequenz f_D ergeben, die in den UKW-Bereich fällt. Es ist günstiger, diese Frequenz f_D konstant zu halten, damit bei einem Programmwechsel nur der Konverter und nicht auch noch der UKW-Empfänger abgestimmt werden muß. Außerdem kann dann der Konverterausgang schmalbandig gemacht werden, was erstens mehr Verstärkung bringt und zweitens störende Frequenzprodukte sowie die Oszillatorfrequenz oder deren Oberwellen am Ausgang des Konverters bedämpft.

Die genauen Oszillatorfrequenzen und der Wert für die in den UKW-Bereich (87,5 MHz...108 MHz) fallende Differenzfrequenz f_D ergeben sich aus folgenden Überlegungen:

Da der Oszillator kontinuierlich abgestimmt werden soll, ergibt sich die höchste Oszillatorfrequenz $f_{o\,max}$ für den Tonträger des Kanals 4 im Bereich I ($f_{TT\,4}$ = 67,75 MHz). Man erhält mit

$$f_{TT\,4} + f_D = f_{o\,max}$$

$$155{,}25\ \text{MHz} = f_{TT\,4} + 87{,}5\ \text{MHz}$$

$$\leqq f_{o\,max} \leqq f_{TT\,4} + 108\ \text{MHz} =$$

$$= 175{,}75\ \text{MHz}$$

Die niedrigste Oszillatorfrequenz tritt für Kanal 5 ($f_{TT\,5}$ = 180,75 MHz) auf mit:

$$f_{TT\,5} - f_D = f_{o\,min}$$

$$72{,}75\ \text{MHz} = f_{TT\,5} - 108\ \text{MHz}$$

$$\leqq f_{o\,max} \leqq f_{TT\,4} + 108\ \text{MHz} =$$

$$= 93{,}25\ \text{MHz}$$

Damit nun beim Abstimmen niemals f_o und f_D aufeinanderfallen, muß $f_{o\,min}$ immer größer als f_D sein.

Für den Grenzfall $f_{o\,min} = f_D$ würde sich ergeben:

$$f_{TT\,5} - f_{o\,min} = f_D$$

$$f_{TT\,5} = 2\,f_D = 180{,}75\ \text{MHz}$$

$$f_D = f_{o\,min} = 90{,}375\ \text{MHz}$$

Es ergibt sich damit:

$$f_D < 90{,}375\ \text{MHz}$$

und

$$f_{o\,min} > 90{,}375\ \text{MHz}$$

Andererseits darf die Oszillatorfrequenz für Kanal 2 ($f_{TT\,2}$ = 53,75 MHz) nicht mit der Oszillatorfrequenz für Kanal 12 ($f_{TT\,12}$ = 229,75 MHz) zusammenfallen, d. h. also beim Übergang von Bereich I auf Bereich III.

Für diesen Grenzfall ergibt sich:

$$f_{TT\,12} - f_o = f_D = f_o - f_{TT\,2}$$

$$229{,}75\ \text{MHz} - f_o = f_o - 53{,}75\ \text{MHz}$$

$$f_o = 141{,}75\ \text{MHz}$$

$$f_D = 88\ \text{MHz}$$

Daraus folgt also, daß f_D immer größer als 88 MHz sein muß, also:

$$88\ \text{MHz} < f_D < 90{,}375\ \text{MHz}$$

Eine Differenzfrequenz von f_D = 90 MHz liegt noch zu nahe bei der entsprechenden Oszillatorfrequenz in Kanal 5:

$$f_{o\,min} = f_{TT\,5} - 90\ \text{MHz} = 90{,}75\ \text{MHz}$$

Außerdem entsteht bei Betrieb des Konverters auf Kanal 3 aus der zweiten Oberwelle des Oszillators $3 \times f_o$ = 452,25 MHz und der zweiten Oberwelle eines eventuell vorhandenen Tonträgers in Kanal 5 ($3 \times 180{,}75\ \text{MHz} = 542{,}25$ MHz) ebenfalls die Frequenz f_D = 90 MHz.

Das gleiche wiederholt sich bei Betrieb des Konverters auf Kanal 4 (Störung durch $3 \times f_{TT\,6}$), Kanal 5 (Störung durch $3 \times f_{TT\,3}$) und Kanal 6 (Störung durch $3 \times f_{TT\,4}$).

Bei dem hier beschriebenen Aufbau wurde deshalb f_D = 89 MHz gewählt. Damit ergeben sich für den Oszillator die Frequenzgrenzen:

$$f_{o\,max} = f_{TT\,4} + f_D = 156{,}75\ \text{MHz}$$

$$f_{o\,min} = f_{TT\,5} - f_D = 91{,}75\ \text{MHz}$$

Die Schaltung

Bild 1 zeigt die Schaltung des Konverters. Als Eingangskreise werden zwei parallelgeschaltete Bandpaß-T-Glieder

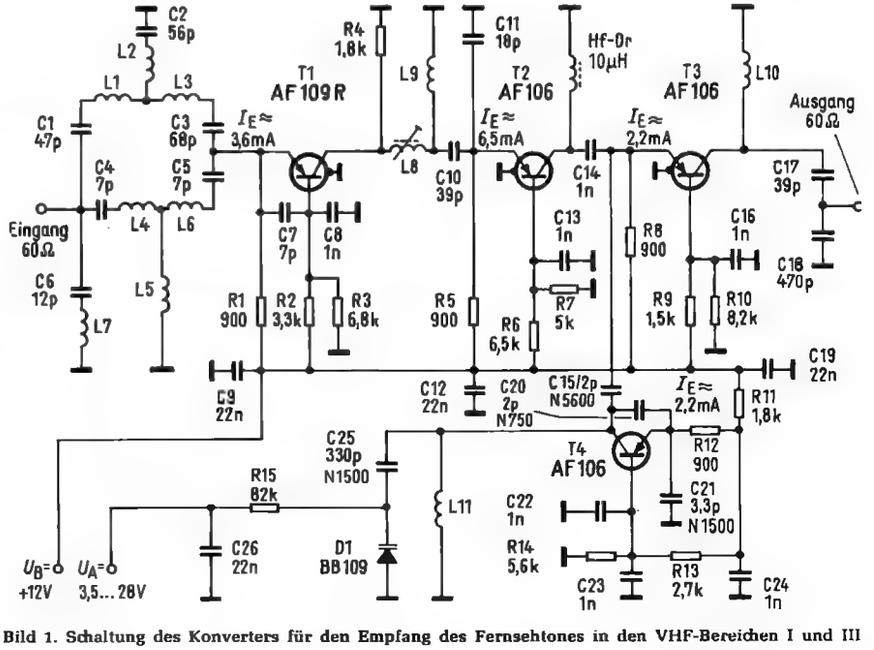


Bild 1. Schaltung des Konverters für den Empfang des Fernsehtones in den VHF-Bereichen I und III

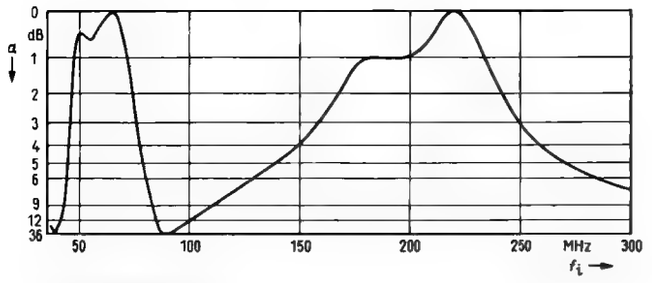


Bild 2. Dämpfungsverlauf der parallelgeschalteten Eingangskreise für Bereich I und III

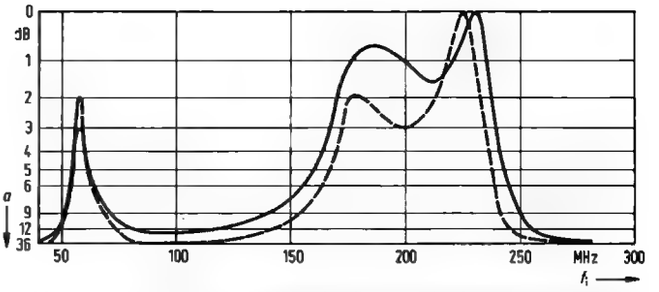


Bild 3. Dämpfungsverlauf des Zwischenkreises (durchgezogene Linie) und Verlauf der aus Vor- und Zwischenkreis resultierenden Durchlaßkurve (gestrichelte Linie)

benutzt, die im Gegensatz zu dem bei VHF-Tunern üblichen Verfahren nicht umgeschaltet werden, sondern gleichzeitig beide Bereiche durchlassen. Der Bandpaß für Bereich I wird durch C 1, L 1, C 2, L 2, C 3 und L 3 gebildet mit einer Dämpfungsspitze von 36 dB bei 38,9 MHz (Bildträger-Zwischenfrequenz) zur Absenkung am Konvertereingang auftretender Fernseh-Zf-Frequenzen. Der Bandpaß für Bereich III besteht aus C 4, L 4, L 5, L 6 und C 5, während C 6 und L 7 einen Saugkreis mit einer Resonanzfrequenz von 89 MHz darstellt, der für eine Bedämpfung möglicher UKW-Signale sorgt, deren Trägerfrequenz mit der Frequenz f_D = 89 MHz zusammenfällt. Die Dämpfung dieses Saugkreises beträgt ebenfalls 36 dB.

Bild 2 zeigt die mit 60 Ω am Kollektor von T 1 gemessene Durchlaßkurve der Eingangskreise.

Als Vorstufentransistor T 1 in Basisschaltung wird der in VHF-Tunern übliche Typ AF 109 R benutzt mit einem Kondensator C 7 = 7 pF zwischen Emitter und Basis um Schwingneigungen des Vorstufentransistors bei höheren Frequenzen zu verhindern.

Zwischen Vorstufen- und Mischstufen-Transistor liegt nun in den VHF-Tunern ein abstimmbares und umschaltbares Zwischenbandfilter. Bei den in diesem Konverter gewählten Oszillatorfrequenzen würde ein solches Bandfilter jedoch sehr kompliziert und für den Zweck viel zu aufwendig. Andererseits ist jedoch die Verstärkung zu gering, wenn man den Kollektor von T 1 direkt, z. B. über einen Koppelkondensator von 1 nF, mit dem Emitter von T 2 verbindet. Selbst ein π-Glied mit einer oberen Grenzfrequenz von etwa 240 MHz bringt mit den hier verwendeten Transistortypen nur eine Verstärkung von etwa 6 dB.

Mehr Verstärkung erzielt man in den interessierenden Bereichen I und III mit der aus R 1, L 8, L 9, C 8 und C 9 bestehenden Anordnung, deren Durchlaßkurve *Bild 3* zeigt. [Außerdem enthält Bild 3 den mit 60 Ω am Kollektor von T 2 gemessenen resultierenden Dämpfungsverlauf der Vorkreise und des Zwischenkreises (gestrichelte Kurve).]

Die Wirkung dieses Zwischenfilters, zu dem auch noch die Eingangsinduktivität $L \approx 15$ nH des Transistors T 2 und die Ausgangskapazität $C_{22b} \approx 1{,}3$ pF des Transistors T 1 sowie Schaltkapazitäten C_s parallel zu C_{22b} gerechnet werden, besteht darin, daß der Realteil der Eingangsimpedanz von T 2 bei mehreren Frequenzen durch Transformation an den Ausgangswiderstand von T 1, zu dem auch R 4 = 1,8 kΩ gerechnet wird, angepaßt wird.

Bild 4 zeigt die Schaltung und in einer Skizze die ungefähren Transformationswege dieses Zwischenfilters in der komplexen Widerstandsebene bei den Eingangsfrequenzen $f_i \approx$ 58 MHz, 180 MHz und 230 MHz.

(Die Werte für $L \approx 15$ nH und $R \approx 4$ Ω wurden aus dem Datenblatt für den Eingangsleitwert Y_{11b} des Transistors AF 106 bei einem Emitterstrom von etwa 6,5 mA und die Daten für $R_{22b} \approx 4$ kΩ und $C_{22b} \approx 1{,}3$ pF aus dem Datenblatt für den Ausgangsleitwert Y_{22b} des Transistors AF 109 R bei einem Emitterstrom von etwa 3,6 mA geschätzt.)

Wie man Bild 4 entnehmen kann, ist im Bereich I bei f_i = 58 MHz die Transformationswirkung von C 11 = 18 pF zu vernachlässigen. Ebenso ist der Einfluß der Serieninduktivität L 8 geringer als der Einfluß der Parallelinduktivität L 9.

Bei einer Eingangsfrequenz von $f_i \approx$ 180 MHz ist die Transformation hauptsächlich durch L 8 und $C_{22b} + C_s$ gegeben, während sich bei $f_i \approx$ 230 MHz neben L 8 und $C_{22b} + C_s$ auch schon die Parallelkapazität C 11 = 18 pF auswirkt. Die Skizze in Bild 4 ist natürlich nicht ganz exakt; sie soll nur erklären, wie die in Bild 3 gezeigte Durchlaßkurve des Zwischenfilters entsteht und in welchem Verhältnis die Wirkungen der einzelnen Blindelemente bei den verschiedenen Eingangsfrequenzen zueinander stehen. Da natürlich prinzipiell jeweils alle Blindelemente an der Transformation mitwirken, besteht für keine Frequenz eine vollkommene Anpassung.

Bei dem Oszillator mit dem in Basisschaltung arbeitenden Transistor T 4 (AF 106) handelt es sich um eine aus den VHF-Tunern bekannte Schaltung, deren Temperaturdrift durch die negativen Temperaturkoeffizienten der Kondensatoren C 15, C 20, C 21 und C 25 sehr gut kompensiert werden kann *(Tabelle)*.

Als Abstimmdiode wird der Typ BB 109 benutzt, der trotz der vorhandenen Parallelkapazitäten des Oszillatorkreises den notwendigen Kapazitätshub besitzt. Es versteht sich von selbst, daß die Abstimmspannung U_A äußerst stabil sein muß, da jede Änderung ΔU_A zu einer Frequenzänderung des Oszillators führt. Eine Brummspannung würde z. B. eine störende Frequenzmodulation bewirken.

Abweichend von der bei normalen VHF-Tunern üblichen Schaltung wird die Oszillatorspannung nicht dem Emitter von T 2 zugeführt. Erstens könnte das Oszillatorsignal über den Zwischenkreis, der im Bereich der Oszillatorfrequenzen ja nicht sehr stark sperrt, an den Kollektor von T 1 und von dort an den Eingang des Konverters gelangen und als Störung ausgestrahlt werden. Zweitens ist die Änderung der Ausgangsimpe-

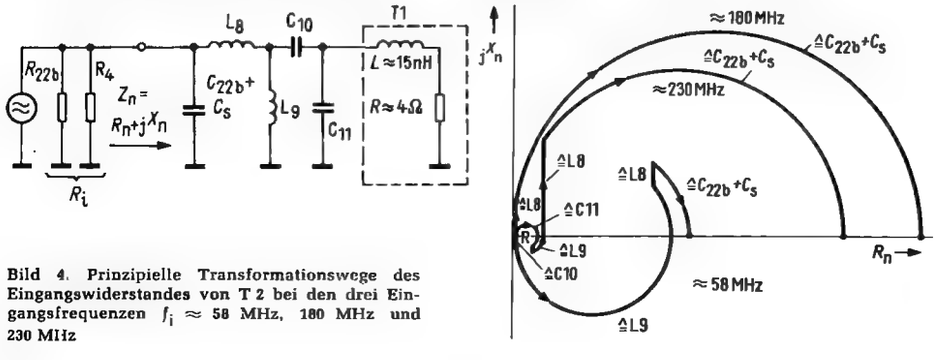


Bild 4. Prinzipielle Transformationswege des Eingangswiderstandes von T 2 bei den drei Eingangsfrequenzen $f_i \approx$ 58 MHz, 180 MHz und 230 MHz

danz dieses Zwischenkreises in dem von der Oszillatorfrequenz durchfahrenen Bereich doch groß, so daß die Amplitude des Oszillatorsignals dadurch stark frequenzabhängig wird.

Aus ähnlichen Gründen ist die Einspeisung des Oszillatorsignals am Kollektor von T 2 nicht sinnvoll, wenn T 2 als Mischstufe benutzt wird. Man benötigt dort nämlich zur Mischung eine größere Oszillatorspannung, die nur durch eine größere Kapazität C 15 möglich wäre. Dadurch würde erstens der Frequenzhub des Oszillatorkreises eingeengt, und zweitens bestünde die Gefahr einer Oszillatorfrequenzverwerfung bei größeren Eingangssignalen.

Die Schwingamplitude des Oszillators zu vergrößern ist wegen der Abstimmdiode nicht sinnvoll, da die Kapazität von Abstimmdioden spannungsabhängig ist und grundsätzlich auch an der Abstimmdiode liegende Wechselspannungen die Diode aussteuern. Da nur eine Diode verwendet wird, kommt es in diesem Fall dadurch zwar nicht zu Gleichlauffehlern, andererseits geht man jedoch mit der Abstimmspannung bis auf 3,6 V herunter und die Oszillatoramplitude beträgt schon 3,0 V_{eff} konstant über den Bereich. Bei einer Erhöhung der Oszillatoramplitude bestünde die Gefahr, daß die Abstimmdiode bei niedriger Abstimmspannung in den Durchlaßbereich gesteuert wird. Die bei diesem Musteraufbau gemessenen Werte sind mit $|U_{A\,min} + 0{,}7| \geqq U_{eff} \cdot \sqrt{2}$ entsprechend $|3{,}6\ V + 0{,}7\ V| = 4{,}3\ V > 4{,}25\ V$ gerade noch zulässig.

Außerdem würde bei einer Einspeisung des Oszillatorsignals am Kollektor von T 2 der auf die Differenzfrequenz $f_D = 89$ MHz abgeglichene Parallelresonanzkreis einen Amplitudengang des Oszillatorsignals verursachen.

Deshalb wird in dem Konverter ein weiterer Transistor T 3 (AF 106) als Mischstufe eingesetzt. Die am Eingang der Mischstufe T 3 gemessene Oszillatorspannung steigt über den Bereich von 280 mV_{eff} auf 500 mV_{eff} an. Am Ausgang von T 3 befindet sich dann ein auf $f_D = 89$ MHz abgeglichener Einzelkreis mit einer gemessenen Bandbreite von etwa 1,4 MHz.

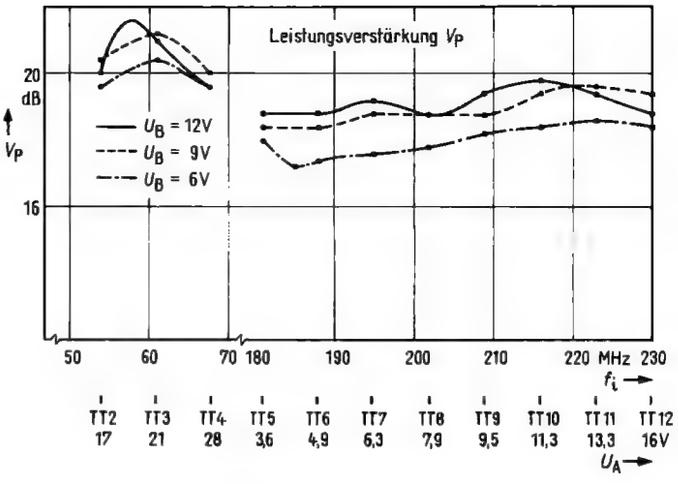


Bild 5. Leistungsverstärkung des Konverters bei drei verschiedenen Betriebsspannungen U_B

Zur Anpassung an einen unsymmetrischen Eingangswiderstand des nachfolgenden UKW-Empfängers (z. B. Autoantennenbuchse) ist eine kapazitive Teilung C 17/C 18 vorgesehen. Die in Bild 1 gezeigten Werte von C 17 und C 18 sind für einen Ausgangswiderstand des Konverters von $R_a = 60\ \Omega$ gedacht. Für beliebige Werte von R_a benutzt man am besten die Näherungsformel

$$C_{18}^2 \cdot R_a = \text{konst.}$$

bei der man davon ausgeht, daß die gesamte Kreiskapazität

$$C = \frac{C_{17} \cdot C_{18}}{C_{17} + C_{18}}$$

ebenso konstant bleibt wie der zum Hochpunkt des Kreises parallelliegende Wirkwiderstand. Beim Anschluß des Konverterausgangs an einen symmetrischen 240-Ω-Eingang des nachfolgenden UKW-Empfängers muß man entweder ein Symmetrierglied benutzen oder aber zwischen einem Pol des symmetrischen 240-Ω-Eingangs und der Masseleitung einspeisen.

Bild 5 zeigt die gemessenen Werte für die Leistungsverstärkung des Konverters. Der Amplitudengang beträgt in Bereich III 3 dB. In Bereich I beläuft er sich zwar auf 5 dB, vergleicht man jedoch nur die Werte bei den Tonträgerfrequenzen, so ergibt sich nur ein Amplitudengang von 3,5 dB. Außerdem kann man dem Bild 5 auch noch die bei diesem Aufbau notwendigen Werte für die Abstimmspannung U_A bei den jeweiligen Tonträgern der einzelnen Kanäle entnehmen. Im Gegensatz zur Abstimmspannung U_A ist die Betriebsspannung U_B des Konverters nicht so kritisch. Bild 5 zeigt außerdem die Leistungsverstärkung V_p, wenn U_B auf 9 V oder auf 6 V abgesunken ist; im letzteren Fall benötigt man aber für Kanal 4 eine Abstimmspannung von $U_A = 30$ V. Da also eine Abhängigkeit der Oszillatorfrequenz von der Betriebsspannung U_B besteht, sollte U_B ebenfalls stabilisiert werden.

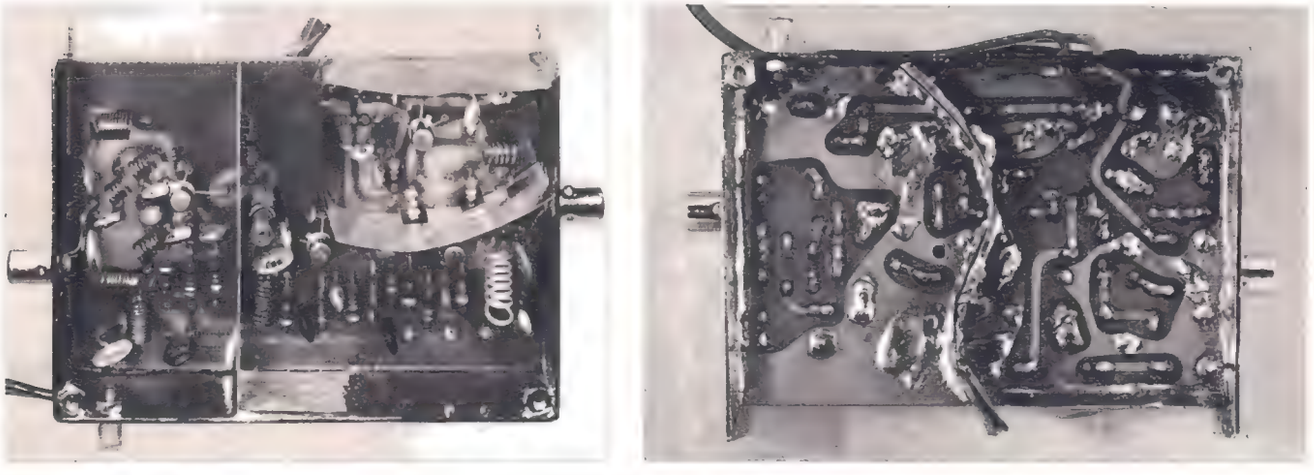


Bild 6. Ansicht des Mustergerätes von oben (links) und unten (Aufnahme: Leutmayr)

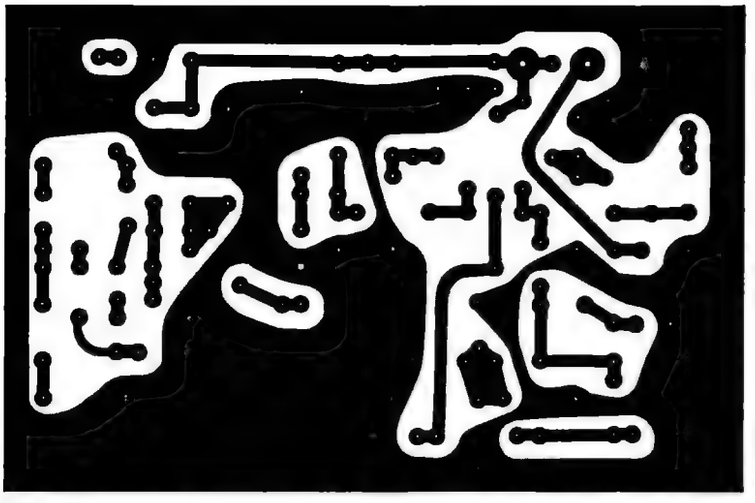


Bild 7. Platine zu dem Konverter, Maßstab 1 : 1, von der kupferkaschierten Seite aus gesehen

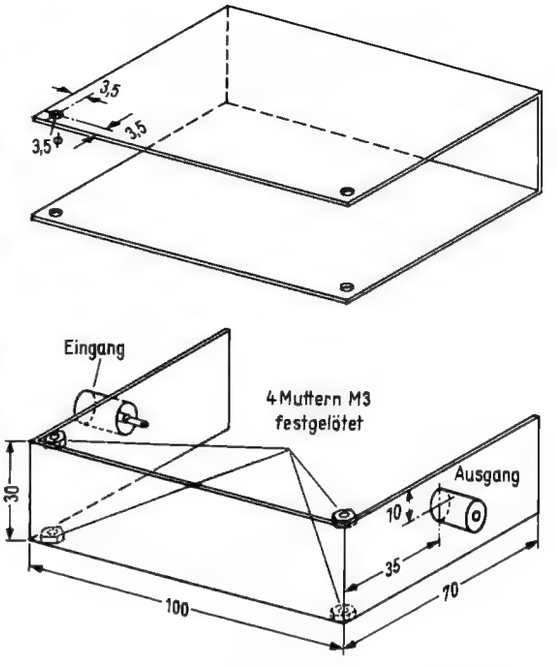


Bild 9. ▶ Perspektivische Ansicht des Konvertergehäuses

Bild 6 zeigt den Musteraufbau und *Bild 7* die Platine von der kupferkaschierten Seite, d. h. von unten gesehen. Den Bestückungsplan des Konverters enthält *Bild 8*.

Aufbau

Zum Aufbau des Konverters ist noch zu bemerken, daß für einen guten Vorabgleich der Spulen L 1, L 2, L 5, L 7 und der auf einen Spulenkörper (z. B. Trolitul 4,4 mm Außendurchmesser) gewickelten Induktivität L 8 die Windungen eng nebeneinander liegen. Der Ferritkern in Spule L 8 ist bis zur Hälfte hereingedreht. Bei L 3, L 4, L 6, L 9 und L 11 ist der Abstand zwischen den einzelnen Windungen genauso groß wie die Drahtstärke, während bei der Spule L 10 der Abstand der Windungen ungefähr doppelte Drahtstärke beträgt.

Ein großes Problem ist die am Konvertereingang vorhandene Störspannung des Oszillators. Zwar befindet sich zwischen Vorstufe und Zwischenkreis ein Abschirmblech, trotzdem würden das Oszillatorsignal und die Spannungen der Oszillatoroberwellen am Konvertereingang noch einige mV betragen, wenn nicht der Oszillator selbst bis auf die Durchführungen für R 15 und C 15 nochmals abgeschirmt wäre. Außerdem ist auch auf der kupferkaschierten Seite ein dünnes Kupferblech als Abschirmung eingelötet (gestrichelte Linie in Bild 8), das mit dem u-förmigen Deckel des Metallkästchens abschließt, in das der Konverter eingebaut ist. *Bild 9* zeigt in perspektivischer Ansicht die Maße des Metallkästchens. Als Eingangs- und Ausgangsbuchsen wurden unsymmetrische BNC-Stecker verwendet. Mit diesen Maßnahmen zur Abschirmung erhält man die in *Bild 10* aufgezeichneten Spannungswerte für die Oszillatorfrequenz bzw. ihrer Oberwellen, gemessen mit 60 Ω am Konvertereingang.

Zusammen mit eventuell notwendigen Symmetriergliedern am Eingang oder Ausgang kann der Konverter jetzt in ein Gehäuse eingebaut werden, in dem sich auch die Netzteile für die beiden Spannungen U_A und U_B befinden. Für die Betriebsspannung U_B genügt eine einfachere Stabilisierungsschaltung, die Abstimmspannung U_A muß jedoch wie

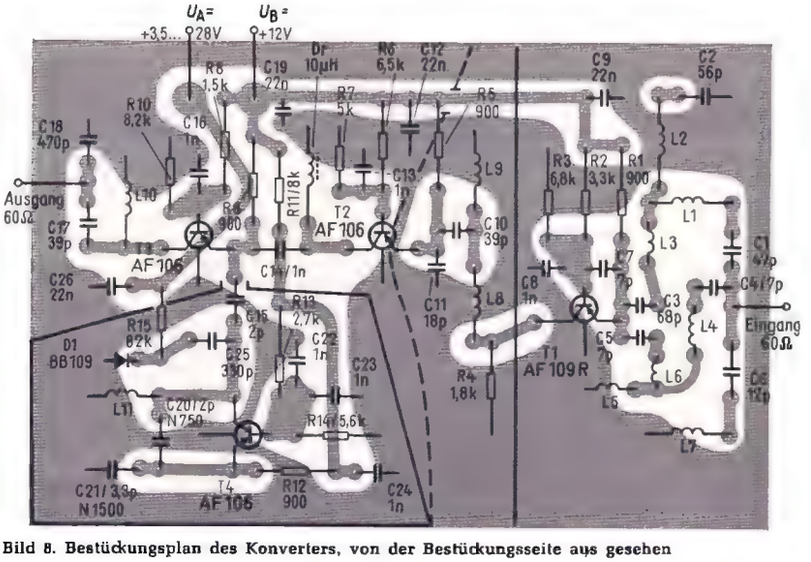


Bild 8. Bestückungsplan des Konverters, von der Bestückungsseite aus gesehen

Daten von Spulen und Kondensatoren

L 1: 10 Wdg. 0,5 CuL Luftspule, Spulendurchmesser 4,4 mm
L 2: 12 Wdg. 0,5 CuL Luftspule, Spulendurchmesser 4,4 mm
L 3: 4½ Wdg. 0,5 CuL Luftspule, Spulendurchmesser 3 mm
L 4: 4½ Wdg. 0,5 CuL Luftspule, Spulendurchmesser 3 mm
L 5: 2½ Wdg. 0,5 CuL Luftspule, Spulendurchmesser 3 mm
L 6: 4½ Wdg. 0,5 CuL Luftspule, Spulendurchmesser 3 mm
L 7: 10 Wdg. 0,5 CuL Luftspule, Spulendurchmesser 4,4 mm
L 8: 8½ Wdg. 0,5 CuL Luftspule, Spulendurchmesser 4,4 mm
L 8: 8½ Wdg. 0,5 CuL Kern U 17, Spulendurchmesser 4,4 mm
L 9: 8½ Wdg. 0,5 CuL Luftspule, Spulendurchmesser 4,4 mm
L 10: 6 Wdg. 0,8 CuAg Luftspule, Spulendurchmesser 4,4 mm
L 11: 4½ Wdg. 0,65 CuL Luftspule, Spulendurchmesser 4,4 mm
C 15 = 2 pF, N 5600 (Rosenthal)
C 20 = 2 pF, N 750 (Rosenthal)
C 21 = 3,3 pF, N 1500 (Rosenthal)
C 25 = 330 pF, N 1500 (Stettner & Co.)

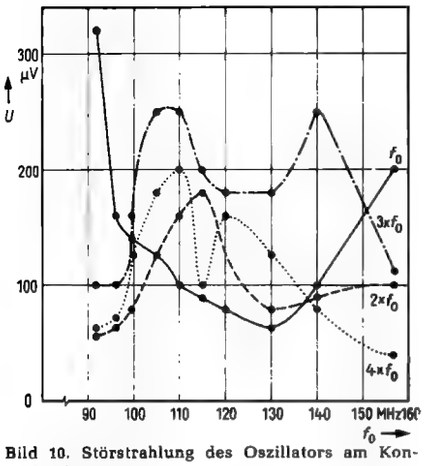


Bild 10. Störstrahlung des Oszillators am Konvertereingang

bereits erwähnt sehr konstant sein. Die Literatur über Spannungsstabilisierungsschaltungen ist so umfangreich, daß hier auf die erneute Angabe von Schaltungen verzichtet wurde. Die Stromaufnahme des Konverters beträgt etwa 19 mA.

Bei Batteriebetrieb kann man entweder nur eine Batterie für U_B benutzen und die Abstimmspannung mit Hilfe eines Spannungswandlers erzeugen oder aber auch für U_A eine eigene Batterie vorsehen. Dies ist auf jeden Fall viel einfacher, zumal die Belastung dieser Batterie nicht sehr groß ist, wenn man ein genügend hochohmiges Potentiometer (≥ 100 kΩ) zur Einstellung der Abstimmspannung benutzt.

Abgleich

Am einfachsten läßt sich der Konverter natürlich an einem Wobbelmeßplatz abgleichen. Es geht jedoch auch mit einem VHF-Meßsender und einem Hf-mV-Meter nach folgender Methode:

Wenn man die Spulen L 1 bis L 7 nach der im Abschnitt *Aufbau* angegebenen Art wickelt, stimmt der Durchlaßbereich der Eingangskreise ziemlich genau. Nur die Frequenzen der Saugkreise mit den Induktivitäten L 2 und L 7 müssen genauer abgeglichen werden. Dies geschieht, indem man mit dem VHF-Sender die Frequenzen 38,9 MHz oder 89 MHz einspeist und mit dem Voltmeter am Kollektor von T 1 die Spannung mißt und dabei durch Verändern des Windungsabstandes von L 2 bzw. L 7 auf minimale Spannungsanzeige einstellt. Die Verbindung T 2–L 8 wird dabei geöffnet.

Das Zwischenfilter wird abgeglichen, indem man am Konvertereingang 58 MHz einspeist, am Kollektor von T 2 die Spannung mißt und durch Verändern des Windungsabstandes von L 9 diese Spannung auf Maximum einstellt. Ist dies nur durch große Änderung des Windungsabstandes von L 9 möglich, kann man eventuell auch die Kapazität C 10 je nach Bedarf vergrößern oder verkleinern.

Anschließend wird am Konvertereingang ein Signal von 180 MHz eingespeist und die Spannung am Kollektor von T 2 durch Verdrehen des Ferritkerns von L 8 auf Maximum eingestellt. Nun wird durch Vergrößern der Frequenz des VHF-Meßsenders das zweite Maximum im Bereich III gesucht. Liegt es zu hoch, etwa bei 250 bis 270 MHz, kann man durch Vergrößern von C 11 dieses Maximum nach unten verschieben. Sollte sich dabei das Maximum bei 180 MHz ebenfalls sehr weit zu tieferen Frequenzen hin verschieben, der Abstand der beiden Maxima in Bereich III also zu groß sein, so kann man durch Verkleinern von R 4 diesen Abstand verringern.

Zum Schluß wird das Ausgangsfilter auf 89 MHz abgeglichen und dann durch Einspeisen eines Signals von f_i = 67,75 MHz am Konvertereingang bei einer Abstimmspannung von U_A = 28 V am Ausgang eine maximale Spannung eingestellt, indem man den Windungsabstand von L 11 verändert. Der Oszillator schwingt dann auf der Frequenz f_o = 156,75 MHz.

Zu beachten ist beim Empfang von Sendern im Bereich III noch folgendes: Will man z. B. den Tonträger des Kanals 8 = 201,75 MHz empfangen, d. h. eigentlich f_o = 112,75 MHz, so ergibt sich ein Ausgangssignal von 89 MHz auch für die erste Oberwelle des Oszillators minus 89 MHz, also

$$2 \cdot f_o - 89\ \text{MHz} = 201{,}75\ \text{MHz}$$

$$f_o = 145{,}375\ \text{MHz}$$

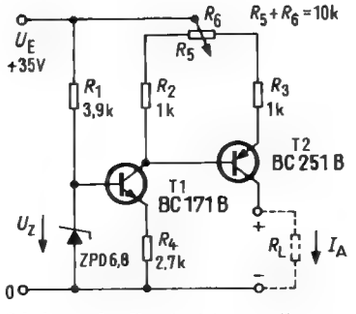
Dabei handelt es sich aber um eine Oszillatorfrequenz für Bereich I. Man merkt das zuerst daran, daß die Abstimmspannung U_A, die eigentlich etwa 8 V betragen sollte, mindestens größer als 16 V ist. Außerdem ist das Signal viel schwächer, weil die Amplitude der ersten Oberwelle des Oszillators schwächer ist und damit die Mischsteilheit geringer.

Konstantstromquelle mit großem Einstellbereich

In der im *Bild* gezeigten Schaltung wird der Spannungsabfall am Lastwiderstand einer Strom-Stabilisierungsschaltung als Basisvorspannung für eine komplementär geschaltete Konstantstromquelle verwendet. Wenn man den Lastwiderstand der npn-Schaltung und den Emitterwiderstand der pnp-Schaltung durch ein lineares Potentiometer gegenläufig verändert, so ist der Kollektorstrom des Transistors T 2 dem Verhältnis von Kollektorwiderstand des npn-Transistors T 1 zum Emitterwiderstand des pnp-Transistors T 2 proportional.

Setzen wir die Basis-Emitter-Spannung der Siliziumtransistoren mit 0,6 V ein, so ergibt der Ausgangsstrom zu:

$$I_A = \frac{\frac{U_Z - 0{,}6\ \text{V}}{R_4} \cdot (R_2 + R_5) - 0{,}6\ \text{V}}{R_3 + R_6}$$



Schaltung der Konstantstromquelle

Er beträgt in der Anfangsstellung des Potentiometers ($R_5 = 0$) etwa 0,15 mA, in der Mittelstellung etwa 2,2 mA, in der Endstellung ($R_6 = 0$) etwa 24,5 mA. Das ergibt eine Gesamtvariation von 24,5 mA: 0,15 mA = 163. Die Verringerung des Ausgangsstromes durch die endliche Stromverstärkung der Transistoren T 1 und T 2 ist vernachlässigbar. Die Schaltung ist ausgelegt für eine Ausgangsspannung U_A von 0 bis 5 V.

Bei der Dimensionierung für andere Ausgangsströme und Ausgangsspannungen ist zu berücksichtigen, daß die Differenz ($U_E - U_Z$) größer sein muß als der höchstmögliche Spannungsabfall an ($R_2 + R_5$). Dieser Spannungsabfall begrenzt auch die maximal mögliche Ausgangsspannung am Lastwiderstand R_L. Wird die Schaltung hochohmiger ausgelegt, um sehr kleine Ströme einstellen zu können, so sollte der Ausgangsstrom I_A nicht kleiner als 1 µA werden, um Verfälschungen durch den Reststrom des Transistors T 2 zu vermeiden.

Die Schaltung ist z. B. für Zeitgeber oder Funktionsgeneratoren mit großem Einstellbereich geeignet. Dabei fließt der Ausgangsstrom I_A in einen Kondensator, der z. B. auch Bestandteil eines Miller-Integrators sein kann, wodurch sich lange Zeiten mit einem kleinen Kondensator erzielen lassen. Die Anordnung ersetzt dann den sonst üblichen Lade- bzw. Entladewiderstand.

(Nach Unterlagen von Intermetall.)

Alfred Hauenstein

Verstärker für magnetische Tonabnehmer und für Mikrofone

Mikrofone und magnetische Tonabnehmer liefern bei 1 kHz etwa die gleiche Ausgangsspannung. Es bietet sich daher an, den gleichen Verstärker mit verschiedenen umschaltbaren Gegenkopplungen zu verwenden. Eine solche Schaltung zeigt *Bild 1*. Der Entzerrerverstärker ist so aufgebaut, daß sein Eingangswiderstand unabhängig von der Frequenz konstant bleibt. Weiterhin erlaubt die große Verstärkung der drei Verstärkerstufen eine so starke Gegenkopplung, daß der Einfluß der Stromverstärkungsstreuung der Transistoren praktisch unbedeutend ist. Die größte Streuung der Spannungsverstärkung der Schaltung beträgt bei 20 Hz etwa ± 0,5 dB. Der Frequenzgang entspricht DIN 45 547 mit den Zeitkonstanten 75 µs, 318 µs und 3180 µs.

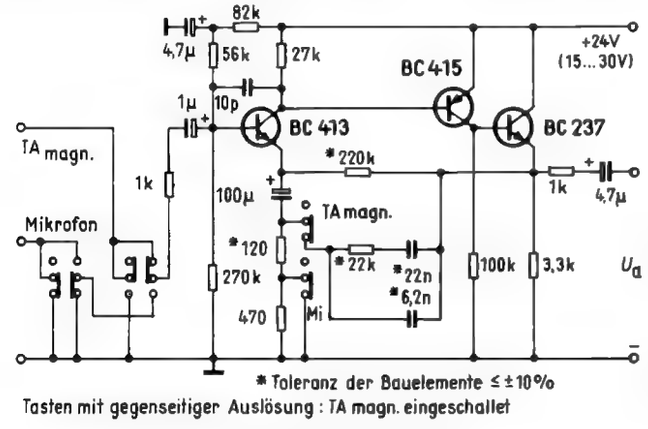


Bild 1. Schaltung des Vorverstärkers für magnetische Tonabnehmer und für Mikrofone

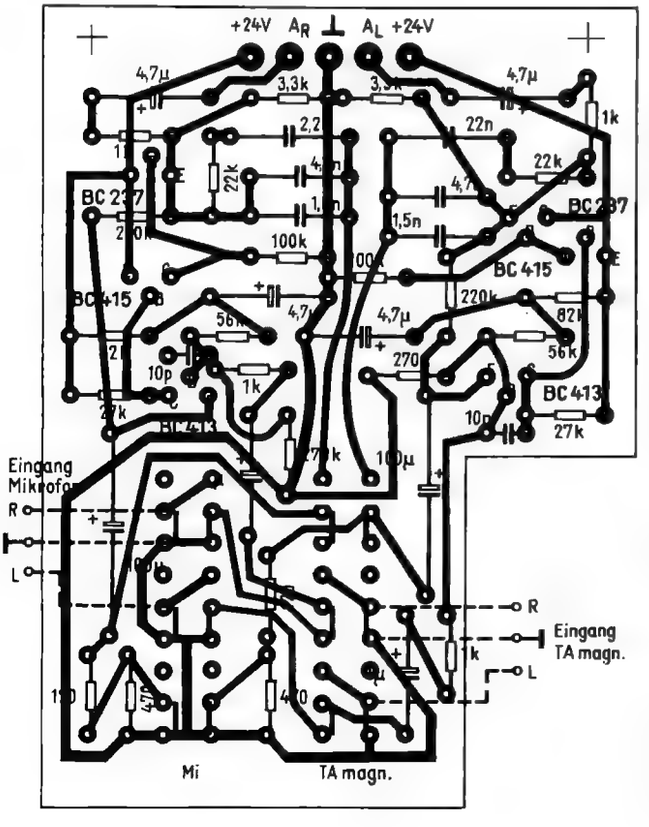


Bild 2. Aufbau des Verstärkers nach Bild 1 auf einer Platine

Um den frequenzabhängigen Verstärkungsverlauf innerhalb einer Genauigkeit von ±1 dB zu halten, sollte die Toleranz der in Bild 1 gekennzeichneten Bauelemente kleiner = ± 10 % sein. Der Fremdspannungsabstand bleibt bei Abschluß des Eingangs mit dem magnetischen Tonabnehmer weit oberhalb der geforderten 50 dB.

Bei Verwendung des Verstärkers für Mikrofone wird das Entzerrglied in der Gegenkopplung abgeschaltet und der Emitterwiderstand des rauscharmen Vorstufentransistors auf 590 Ω erhöht, wodurch sich eine Spannungsverstärkung von etwa 50 dB einstellt. Der Verstärker eignet sich für den Anschluß mittelohmiger Mikrofone bzw. zur Verstärkung des Nf-Ausgangssignals von Rundfunkempfängern.

Einen Aufbauvorschlag für eine Platine zeigt *Bild 2*. Die technischen Daten der Verstärkerschaltung sind in der *Tabelle* zusammengefaßt.

Technische Daten des Vorverstärkers

Betriebsspannung: 24 V (15 bis 30 V)

Betriebsstrom: 3,6 mA

Spannungsverstärkung für magnetischen Tonabnehmer (f = 1 kHz): 40 dB

Spannungsverstärkung für Mikrofon: ≏ = 50 dB

Eingangswiderstand: 47 kΩ

maximale Eingangsspannung für magnetischen Tonabnehmer (f = 1 kHz): 59 mV

maximale Eingangsspannung für Mikrofon: 24 mV

Klirrfaktor (f = 20 Hz bis 20 kHz, u_a = 0,4 V) für magnetischen Tonabnehmer: 0,3 %

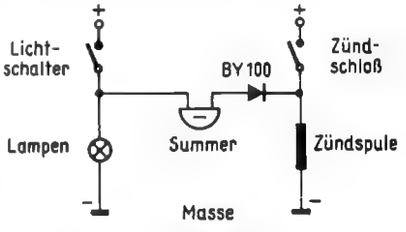
Klirrfaktor (f = 20 Hz bis 20 kHz) für Mikrofon: u_a = 0,4: V < 0,3 %; u_a = 3,5: V < 1 %

(Nach Siemens-Halbleiterschaltbeispiele 1971.)

K. H. Bohn

Lampenkontrollgerät für das Auto

Es ist wohl schon jedem Autofahrer passiert, daß er nach einem Regenguß oder im Winter nach einem Schneetreiben vergessen hat, das Licht wieder auszuschalten. Der Wagen steht dann stundenlang mit brennenden Scheinwerfern auf dem Parkplatz, das Ende ist eine leere Batterie. Die beschriebene Schaltung *(Bild)* soll dies verhindern. Sobald die Zündung bei brennenden



Schaltung des Lampenkontrollgerätes

Scheinwerfern bzw. Abblend- oder Standlicht ausgeschaltet wird, ertönt ein Summton, der einen direkt an das Licht erinnert. Der Summton hört auf, wenn das Licht ausgeschaltet wird. Als Material benötigt man einen Wechselstromsummer, wie er in Wohnhäusern üblich ist, und eine Diode BY 100 o. ä.

Wird während der Fahrt, d. h. bei geschlossenem Zündschalter, das Licht eingeschaltet, so ertönt der Summer nicht weil beide Anschlüsse Pluspotential haben. Wenn der Motor abgeschaltet wird, fließt der Strom wegen des offenen Zündschalters durch Summer und Diode über die Primärwicklung der Zündspule gegen Masse, und der Summer ertönt.

Die Diode verhindert das Ertönen des Summers beim Einschalten der Zündung. Der Strom würde sonst über die Glühfäden der Lampen gegen Masse fließen.

Nullspannungsschalter zum Ansteuern von Triacs

Peter Simon, Klaus Wetzel

Im Gegensatz zu Phasenanschnittsteuerungen werden bei Nullspannungsschaltern vollständige Sinushalbwellen im Spannungsnulldurchgang geschaltet. Der Vorteil ist die wesentlich geringere Funkstörung. Dieser Beitrag bringt einige im Siemens Applikationslaboratorium entwickelte und erprobte Anwendungen.

Für den Triac TX C 01 A 60 wurde eine Schwingungspaketsteuerung entwickelt, die in *Bild 1* gezeigt ist. Sie eignet sich auch für andere Triacs, sofern der hierfür benötigte Steuerstrom 75 mA nicht überschreitet. Wie bei allen Nullspannungsschaltern werden auch hier nur vollständige Sinushalbwellen stets im Spannungsnulldurchgang geschaltet, so daß kaum eine Funkstörung entsteht. Die oft kostspieligen Funkentstörfilter, die bei Triacsphasenanschnittssteuerungen unvermeidbar sind, können entfallen. Da die Einschaltdauer mindestens eine Periode oder ein Vielfaches davon beträgt, ergeben sich niedrige Regelfrequenzen, die ohne Nachteil vorwiegend bei wärmetechnischen Geräten angewendet werden können. Nullspannungsschalter wirken sich vorteilhaft auf die Belastung des Triacs aus, da dieser im Einschaltmoment nur sehr geringe Stromsteilheiten (di/dt) verarbeiten muß.

Die Zündimpulse für den Triac bei den Spannungs-Nullübergängen werden nach Bild 1 wie folgt erzeugt: Die Z-Diode D 2 ist über den Widerstand 10 kΩ mit der Netzspannung verbunden. An der Z-Diode entsteht somit eine 12-V-Rechteckspannung, deren Flanken mit den Nulldurchgängen der Betriebsspannung übereinstimmen. Parallel zur Z-Diode wird mit Hilfe des Speicherkondensators von 250 µF und der Diode D 1 gleichzeitig eine konstante Gleichspannung von 11 V gewonnen. Über die Differenzierglieder 4,7 kΩ + 1,5 kΩ und den Kondensator 47 nF gelangen abwechselnd kurze Steuerimpulse an die kom-

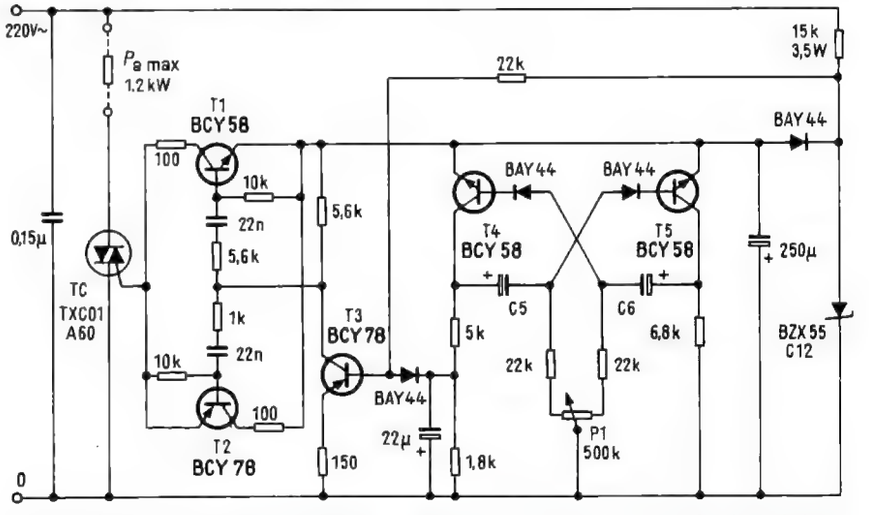
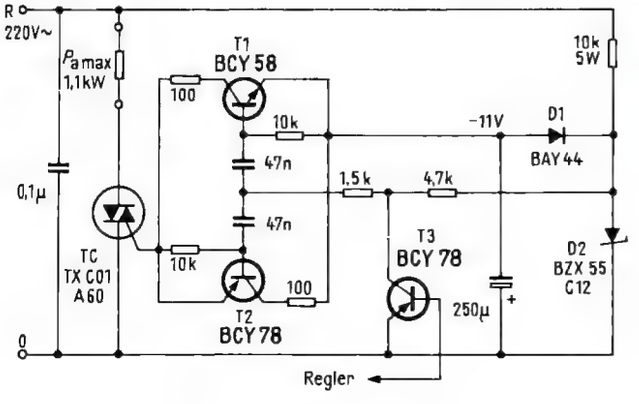
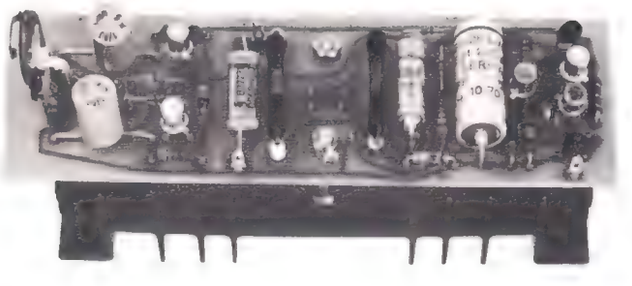


Bild 2. Durch die Erweiterung des Nullspannungsschalters nach Bild 1 um einen Taktgeber erhält man eine Schwingungspaketsteuerung





▲ Bild 3. Aufbau der Schwingungspaketsteuerung nach Bild 2 (Aufnahme: Leutmayr)

◀ Bild 1. Einfacher elektronischer Nullspannungsschalter

Seit Heft 17/1971 der FUNKSCHAU finden Sie, liebe Leser, an dieser Stelle unsere neue Rubrik *Für Praxis und Hobby*. Sie bringt erprobte kleine und große Bauanleitungen, aber auch Anregungen, Tips für Werkstatt und Labor und vieles mehr. Die Themen sind bunt gemischt: Elektronik und Meßtechnik, Elektroakustik und Hochfrequenztechnik – also für jeden etwas.

Im nächsten Heft beginnen wir mit einer ausführlichen Bauanleitung für einen 10stelligen **elektronischen Tischrechner,** die mehrere Fortsetzungen haben wird. Aber keine Angst! Wer sich nicht für dieses Gerät interessiert, wird zusätzlich auch immer noch weitere Beiträge für Praxis und Hobby finden.

Und nun haben wir noch eine Bitte: *Für Praxis und Hobby* ist für die Redaktion eine besonders interessante Arbeit. Nicht immer können wir aber beurteilen, wo der Nachbauende möglicherweise Schwierigkeiten hat. Daher schreiben Sie uns: Wie gefällt Ihnen *Für Praxis und Hobby*? Was könnte besser sein? Was möchten Sie gerne nachbauen?

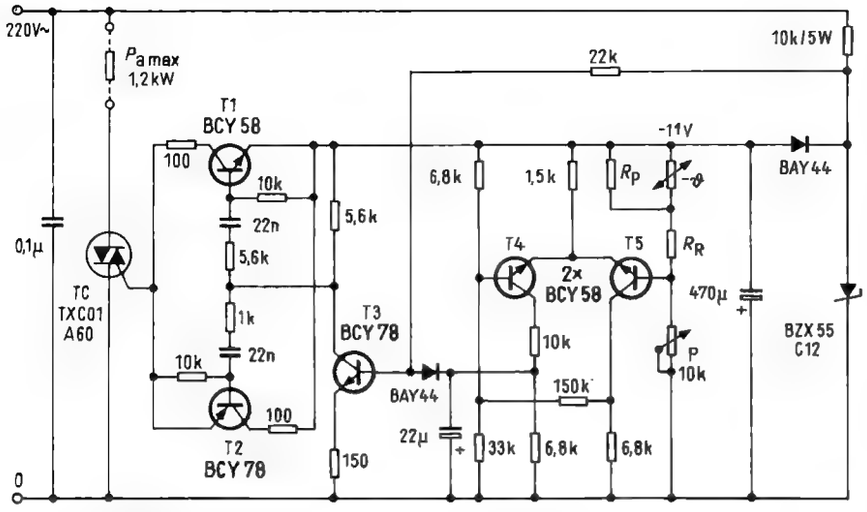


Bild 4. Schaltung eines Temperaturreglers für Triacansteuerungen

plementären Transistoren T 1 und T 2, die diese verstärkt an den Triac weitergeben, wobei die 11-V-Gleichspannung zur Versorgung dient.

Mit dem Transistor T 3 kann der Nullspannungsschalter gesteuert werden. Ist dieser Transistor durchgeschaltet, gelangt die Rechteckspannung nicht an das Differenzierglied, und der Triac erhält somit auch keine Steuerimpulse.

Periodische Schwingungspaketsteuerung

Der Nullspannungsschalter nach Bild 1 ist in *Bild 2* um einen Taktgeber erweitert. Die entstandene Schwingungspaketsteuerung dient zur stufenlosen Leistungs- und Temperatureinstellung von wärmetechnischen Geräten, wie Lötkolben, Elektroöfen, Kochplatten usw. Die Leistung ist durch die prozentuale Einschaltdauer des Taktgebers mit Hilfe des Potentiometers P 1 zwischen 2 und 96 % stufenlos einstellbar. Der Taktgeber ist ein astabiler Multivibrator; er schaltet den Eingangstransistor T 3 des Nullspannungsschalters im jeweils vorgewählten Tastverhältnis zwischen den erwähnten Grenzen. Die Frequenz des Taktgebers bestimmt die Einschalthäufigkeit des Verbrauchers und richtet sich nach dessen thermischer Zeitkonstante. Je nach Größe der Kondensatoren C 5 und C 6 ergeben sich die in *Tabelle 1* angegebenen Taktfolgen. Der Kondensator vor der Diode BAY 44 an der Basis von T 3 verzögert dessen Einschalten und läßt keine Fehlimpulse auslösen. Durch ein plötzliches Schalten von T 3 außerhalb der Nulldurchgänge würde ebenfalls das Differenzierglied ansprechen.

Bild 3 zeigt die periodische Schwingungspaketsteuerung als kompletten Baustein.

Temperaturregler

Mit dem Nullspannungsschalter läßt sich auch eine direkte Temperaturregelungsschaltung aufbauen. *Bild 4* zeigt die Schaltung eines Temperaturreglers für Triacansteuerung. Als Temperaturfühler werden die Thernewid-Heißleiterfühler von Siemens verwendet.

Das Heißleitersignal wird mit einem Differenzverstärker (hier mit den Transistoren T 4 und T 5) abgenommen und dem Nullspannungsschalter zugeführt. Mit dem Potentiometer P kann die Temperatur eingestellt werden. Optimal läßt sich mit jeweils einem Heißleitertyp nur ein eingeengter Temperaturbereich festlegen. In der *Tabelle 2* sind für einige Heißleiter die erzielbare Temperatureinstellbereiche angegeben. Zur besseren Ausnutzung des Regelbereiches ist ein Reihen- und ein Parallelwiderstand zum Heißleiter vorgesehen. Die technischen Daten der Schaltung nach Bild 4 nennt die *Tabelle 3*.

Tabelle 1. Technische Daten der periodischen Schwingungspaketsteuerung

Netzspannung: 220 V ± 10 %
maximale Last (ohmsche Last): 1,2 kW
Sinuspaketsteuerung: 2 bis 96 %
Taktfolge C 5, C 6 = 50 µF: T = 30 s
= 1 µF: T = 0,6 s
= 0,15 µF: T = 0,06 s

Tabelle 2. Heißleiter für verschiedene Temperatureinstellbereiche

Fühler	Temperaturbereich	R_R	R_P
K 283/ 1,25 Ω	− 20 bis − 120 °C	300 Ω	33 kΩ
K 11/5 kΩ	− 20 bis + 120 °C	300 Ω	22 kΩ
K 17/ 100 kΩ	+ 10 bis + 220 °C	300 Ω	22 kΩ
K 273/ 1,25 kΩ	+ 20 bis + 100 °C	300 Ω	–

Tabelle 3. Technische Daten der Schaltung nach Bild 4

Netzspannung: 220 V ± 10 %
maximale Last (ohmsche Last): 1,2 kW
Umgebungstemperatur des Gerätes:
− 20 bis + 75 °C
Schalthysterese: 0,5 K
Ansprechgenauigkeit: 0,5 K

Beleuchtungskontrollen für Autoscheinwerfer

Die folgenden Kurzbeiträge bringen verschiedene Vorschläge für eine Beleuchtungskontrolle in Kraftfahrzeugen. Die Schaltungen arbeiten zum Teil mit Transistoren, mit Thyristoren oder aber auch mit Dioden (vgl. Heft 19/1971, Seite 648).

Immer wieder kommt es vor, daß man beim Abstellen des Wagens vergißt, das Licht auszuschalten. Die in *Bild 1* gezeigte Schaltung soll dies verhindern.

Bei nicht eingeschalteter Zündung bleibt das Relais in Ruhestellung, weil der Thyristor nicht gesteuert wird und daher sperrt. Bei eingeschalteter Zündung ohne Licht bleibt das Relais ebenfalls in Ruhestellung. Der Thyristor wird zwar angesteuert, es fehlt jedoch die Spannung für die Relaisspule.

Schaltet man nun zusätzlich zur Zündung das Licht ein, erhält das Relais über den gesteuerten Thyristor Spannung und zieht an. Das Zündschloß wird nun über die Relaiskontakte kurzgeschlossen. Der Motor kann nun nur nach dem Ausschalten des Lichtes abgestellt werden.

Fritz Schug

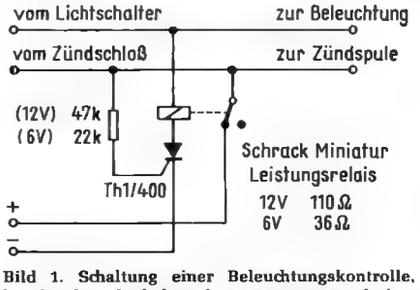


Bild 1. Schaltung einer Beleuchtungskontrolle, bei der das Abschalten des Motors erst nach dem Ausschalten des Motors möglich ist

Die Schaltung *(Bild 2)* ist für 6 V und für 12 V geeignet, lediglich der Summer muß eine der Spannung entsprechende Ausführung sein. Der Thyristor mit

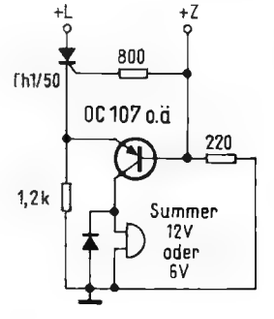


Bild 2. Beleuchtungskontrolle mit Thyristor und Summer

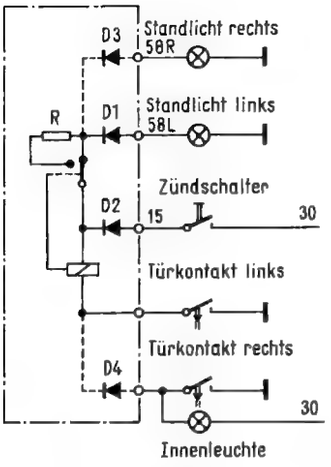
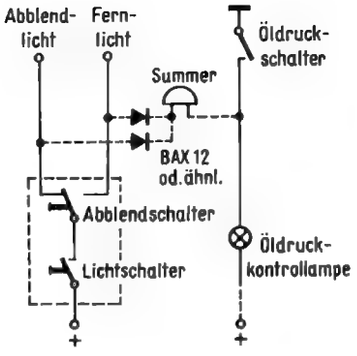


Bild 3. Beleuchtungskontrolle mit Dioden



◀ Bild 4. Beleuchtungskontrolle für gemeinsame Licht- und Abblendschalter mit Dioden

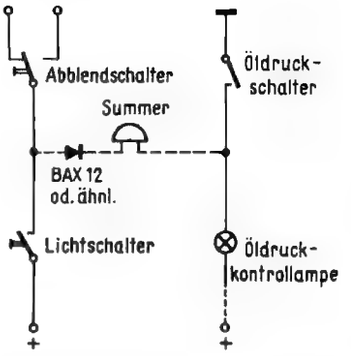


Bild 5. ▶ Beleuchtungskontrolle für getrennte Licht- und Abblendschalter

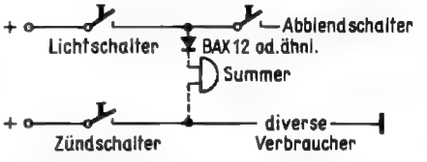


Bild 6. ▶ Bei dieser Schaltung wird der Summer im Gegensatz zu Bild 4 und 5 hinter den Zündschalter gelegt

Transistor zusammen ist folglich billiger als z. B. zwei Relais.

Die Schaltung arbeitet wie folgt: Wird das Licht eingeschaltet, so tritt der Summer noch nicht in Funktion, da der Thyristor noch gesperrt ist. Wird die Zündung eingeschaltet, so zündet der Thyristor über die Widerstände 800 Ω und 1,2 kΩ. Der Transistor, der über den 220-Ω-Widerstand auf Minus liegt, wird gleichzeitig gesperrt. Wird die Zündung ausgeschaltet und das Licht brennt noch, so schaltet der Transistor durch, und der Summer tritt in Funktion. Wenn das Licht jetzt ausgeschaltet wird und wieder ein, so kann man das Licht auch ohne Zündung betreiben, da der Thyristor gelöscht hat. Die Diode dient lediglich zur Vermeidung hoher Spannungsspitzen. Peter Stöcklin

*

In der Schaltung *Bild 3* wird bei eingeschalteter Außenbeleuchtung und geöffneter Wagentür akustisch gewarnt. Wird die Zündung zugeschaltet, erlischt der Summerton, das Relais zieht an und hält sich über der Pluszuführung vom Standlicht, auch wenn die Zündung unterbrochen wird. Bei geschlossener Wagentür ist die Anlage außer Funktion.

Bei allen Relais ist die erforderliche Ansprechspannung größer als die Abfallspannung. Durch richtige Bemessung des Widerstandes R ist trotz der hohen Frequentierung des Umschaltkontaktes während des Summerbetriebes ein Ankeraufschlag zu erreichen, ohne daß eine Selbsthaltung des Relais erfolgt. Eine optimale Lautstärke läßt sich hierdurch erzielen.

Die beiden Dioden D 1 und D 2 sind für die Plussperrung vom Standlicht zum Zündschalter und umgekehrt erforderlich. Bei einigen ausländischen Wagentypen mit Batterie-Pluspol an Masse müssen die Diodenanschlüsse entsprechend vertauscht werden.

Häufig findet man bei neueren Fahrzeugtypen eine kombinierte Blinklicht-Parklichtumschaltung. Der herkömmliche Blinklicht-Hebelumschalter erfüllt in dem Fall je nach Zündschalterstellung zwei getrennte Funktionen (Opel, Ford u. a.). Soll auch hier eine unbeabsichtigte Einschaltung der beiden Parklichtseiten bei Zündschloßblockierung angezeigt werden, so ist diese zweckmäßige Einrichtung mit nur einer Zusatzdiode D 3 (in Bild 3 oben gestrichelt eingezeichnet) gegeben, da die erforderliche Diode D 1 in der Schaltung vorhanden ist. Durch eine Diode D 4 (unten in der Abbildung gestrichelt eingezeichnet) ist die Warneinrichtung auf den linken Türkontakt (Fahrerseite) zu beschränken. Ebenso kann natürlich die Minusansteuerung ohne Schaltungsänderung vom Öldruckschalter oder der Lichtmaschine (61) erfolgen. Rudolf Schmidt

*

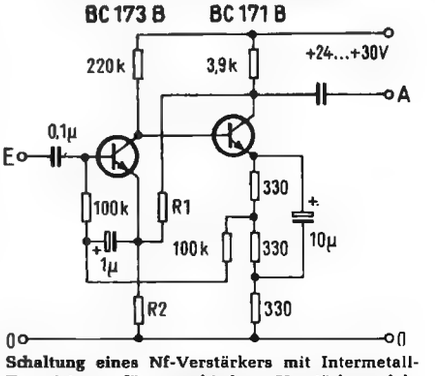
Bei Kraftfahrzeugen mit gemeinsamen Licht- und Abblendschalter kann man den Summer über Dioden an die beiden Schalterkontakte vom Abblendschalter legen *(Bild 4)*. Bei Fahrzeugen mit getrennten Licht- und Abblendschaltern kann der Summer direkt an die Leitung zwischen Licht- und Abblendschalter geschaltet werden *(Bild 5)*. Minus wird über den Öldruckschalter angelegt. Bei eingeschaltetem Licht und laufendem Motor ertönt der Summer nicht, da der Öldruckschalter geöffnet hat. Wird die Zündung ausgeschaltet und der Motor kommt zum Stehen, läßt der Öldruck nach und der Öldruckschalter bringt Minus an den Summer. Der Summer ertönt. Statt des Öldruckschalters kann auch der Türkontakt benutzt werden, wenn er Minus schaltet.

Eine dritte Möglichkeit besteht darin, den Summer statt an den Öldruckschalter oder Türkontakt hinter den Zündschalter zu legen *(Bild 6)*. Hier muß allerdings ein Summer verwendet werden, der eventuell bei halber Spannung anspricht, da bei ausgeschalteter Zündung und ungünstiger Stellung des Unterbrecherkontaktes der Summer mit verschiedenen Verbrauchern in Reihe liegt. Karl-Heinz Bassen.

Universal-Nf-Verstärker

Die im *Bild* gezeigte Schaltung zeigt einen universell verwendbaren, zweistufigen Nf-Verstärker. Das angewandte Prinzip der direkten Kopplung der zwei Stufen ergibt einen geringen Aufwand an Bauelementen. Durch die zwei vorhandenen Gleichstromgegenkopplungen, vom Emitter des zweiten zur Basis des ersten und vom Kollektor des zweiten zum Emitter des ersten Transistors, ist der Arbeitspunkt des Verstärkers sehr stabil und weitgehend unabhängig von Versorgungsspannung, Umgebungstemperatur und Exemplarstreuungen der Transistoren.

Die resultierende Spannungsverstärkung der Schaltung hängt im wesentlichen nur vom Teilerverhältnis des Gegenkopplungs-Spannungsteilers zwischen dem Kollektor des zweiten und dem Emitter des ersten Transistors ab und ist infolgedessen ebenfalls sehr



Schaltung eines Nf-Verstärkers mit Intermetall-Transistoren für verschiedene Verstärkungsfaktoren

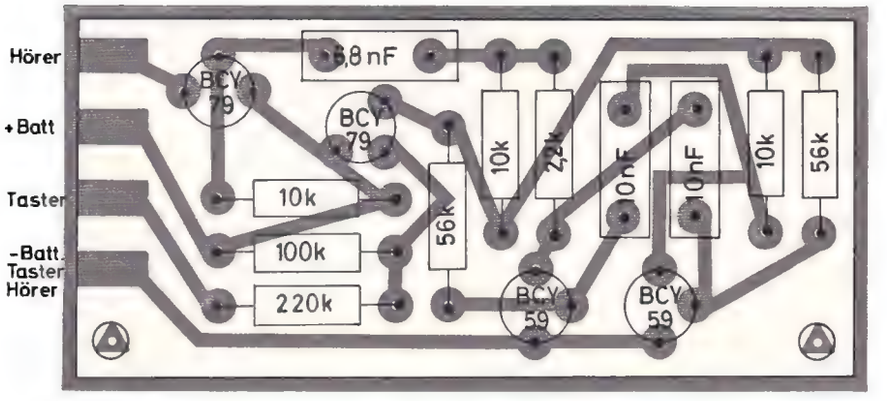
stabil und von den erwähnten Einflüssen unabhängig. Die nachstehende *Tabelle* zeigt als Beispiel einige mögliche Dimensionierungen:

Spannungsverstärkung -fach	Spannungsverstärkung in dB	R 1 kΩ	R 2 kΩ	Eingangs-MΩ widerstand
10	20	39	3,9	2
20	26	47	2,2	1
50	34	100	1,8	0,35
100	40	100	0,91	0,2

Wählt man als Gegenkopplungsnetzwerk anstelle des rein ohmschen Spannungsteilers ein komplexes Netzwerk, z. B. ein RC-Netzwerk, so kann man dem Verlauf der Spannungsverstärkung über der Frequenz eine beliebige Form geben, z. B. für Schneidkennlinien-Entzerrerverstärker. Ein großer Vorteil des Verstärkers ist, daß der nicht benötigte Teil der Leerlaufverstärkung (ohne Gegenkopplung) infolge der Gegenkopplung zur Verkleinerung des Klirrfaktors herangezogen wird.

Der Verstärker läßt sich gleich gut mit pnp-Transistoren aufbauen. Dazu sind Versorgungsspannung und Elektrolytkondensatoren umzupolen. Es werden die Intermetall-Transistoren BC 253 B und BC 251 B empfohlen. Die Stromaufnahme des Verstärkers liegt bei 3 mA, der Ausgangswiderstand beträgt etwa um 1 kΩ. Der Koppelkondensator am Ausgang ist nach Frequenzgang und Eingangswiderstand des nachfolgenden Gerätes zu dimensionieren.

Helmut Schubert



▲ Bild 2. Die Platine und ihre Bestückung (Maßstab 2 : 1)

Bild 3. ▶ Mustergeräte mit einer Platine (vorn links)

Praktischer Durchgangs-Prüfsummer

Zur Prüfung der Verkabelung elektronischer Steuerungen, der Unterbrechungsfreiheit geätzter Platinen u. ä. wurde für den Eigenbedarf ein preiswerter akustischer Durchgangsprüfer entworfen, der sich gut bewährt hat, und jetzt in größerer Anzahl in Labor und Betrieb benutzt wird.

Bild 1 zeigt die Schaltung. Ein astabiler Multivibrator kippt mit etwa 1300 Hz, ein komplementärer pnp-Transistor dient als Schalttransistor für den Hupenstrom. Als Tongeber wurden Telefonhörerkapseln mit etwa 270 Ω Gleichstromwiderstand verwendet, die in vielen Geschäften als Ersatzteile für innerbetriebliche Telefonnetze lagermäßig vorhanden sind. Da der Widerstand der Kapsel ziemlich niedrig ist, wird ihr Schalttransistor über einen Kondensator nur impulsweise durchgesteuert.

In der Plusleitung zum Multivibrator liegt noch ein pnp-Transistor, der bei Leitfähigkeit des Prüfobjekts durchlässig wird. Dadurch bekommt der Multivibrator Spannung, er beginnt zu kippen, und die Hupe ertönt.

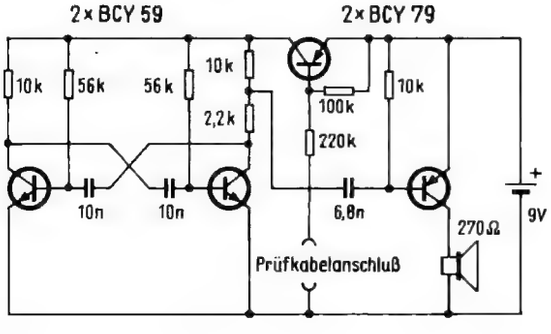


Bild 1. Die Schaltung des Prüfsummers

Als Stromquelle dient eine 9-V-Transistorbatterie. Da der mittlere Arbeitsstrom nur etwa 3 mA beträgt und der Durchgangsprüfer ja meist nur kurzzeitig beim Antippen des Prüfobjekts in Betrieb ist, muß man die Batterie nur selten wechseln. Wenn das Gerät nicht benutzt wird, liegt der Sperrstrom der ganzen Schaltung im Nanoampere-Bereich, so daß ein Batterieschalter überflüssig ist. Der Prüfstrom ist mit 40 µA recht klein, es kann z. B. auch die Polarität von Dioden ohne Gefahr bestimmt werden. Deshalb werden auch die Buchsen für die Anschlußschnüre der Prüfspitzen in rot und blau (für Plus und Minus) ausgeführt.

Die ganze Schaltung wurde auf einer Platine 25 mm × 55 mm aufgebaut und zusammen mit der Hörerkapsel und der Batterie in vorhandene Kunststoffschachteln eingebaut (Kapsel und Platine ankleben oder anschrauben).

Bild 2 zeigt die geätzte Platine sowie die Bestückung und *Bild 3* das Gerät von oben in geöffnetem Zustand mit einer bestückten Platine. Der Aufbau ist unkritisch, es können ohne weiteres auch andere als die angegebenen npn- und pnp-Transistoren verwendet werden.

Die Sende-Empfangsumschaltung

Die Sende-Empfangsumschaltung ist ein nicht zu unterschätzender wichtiger Teil eines Funkgerätes. Besonders bei kleinen tragbaren Typen soll die Schaltung möglichst leicht und einfach sein. Außerdem ist Betriebssicherheit wichtig. Dieser Beitrag behandelt die grundsätzlichen Möglichkeiten mit Relais, Transistoren und Thyristoren.

Bei den hier beschriebenen Schaltungen wurde auf Einfachheit sowie geringes Gewicht geachtet und sie wurden gründlich an verschiedenen Betriebsspannungen erprobt. Sie sind betriebssicher und weitgehend von der Betriebsspannung unabhängig. Die Schaltungen sind oftmals gleichwertig, jedoch für spezielle Transistorarten oder für Schalter, die gerade vorhanden sind, ausgelegt.

Relaisschaltungen

Bild 1 zeigt die einfachste Auslegung. Ein Schalter E steuert ein Relais R. Dabei wird die Tatsache ausgenützt, daß der Haltestrom eines Relais nur etwa 50 bis 60 % des Anzugstroms beträgt. Nach dem Anziehen des Relais schaltet ein Ruhekontakt r den Widerstand R_v ein, der den Strom herabsetzt. Die Stromeinsparung ist beträchtlich, sie beträgt etwa 40 bis 50 %.

Dimensionierung:

$$R_v = \frac{U_{an} - U_{ab}}{I_{ab}} = \frac{R\,(U_{an} - U_{ab})}{U_{ab}}$$

Der Wert wird auf den nächsten Normwert abgerundet.

Bild 2 ist mit einem Haltekontakt des Relais ausgerüstet. Schalter E ist der Ein-, Schalter A der Ausschalter. Dies gilt auch für alle weiteren Schaltungen.

Bild 3 zeigt das gleiche Prinzip, jedoch mit zwei Arbeitskontakten. Hier ist ein zusätzlicher Vorwiderstand $R_{v\,1}$ nötig, um den Strom beim Ausschalten zu begrenzen. Er muß so hoch sein, daß das Relais noch einwandfrei anziehen kann.

Dimensionierung:

$$R_{v\,1} = \frac{U_b - U_{an}}{I_{an}} = \frac{R\,(U_b - U_{an})}{U_{an}}$$

$$R_{v\,1} + R_{v\,2} = \frac{U_{an} - U_{ab}}{I_{ab}} = \frac{R\,(U_{an} - U_{ab})}{U_{ab}}$$

$$R_{v\,2} = \frac{R\,(U_{an} - U_{ab})}{U_{ab}} \quad \frac{R\,(U_b - U_{an})}{U_{an}}$$

Transistorschaltungen

Bild 4 zeigt eine elegante Möglichkeit, die Schalter durch Hautkontakte zu umgehen. Dies ist z. B. dann von Vorteil, wenn bei einem Kleinfunkgerät kein Platz mehr für Schalter ist. Das Prinzip der Stromreduzierung wurde auch hier beachtet. Die Schaltung ist so empfindlich, daß mit einem zusätzlichen Vorwiderstand von 10 MΩ noch einwandfreier Betrieb möglich ist. Dabei fließt dann bei U_b = 24 V nur maximal 1 µA durch den Hautkontakt. Bei dieser Empfindlichkeit kann es sein, daß der Isolationswiderstand der Leitung nicht mehr ausreichend hoch ist. Dann bleibt einem nichts anderes übrig, als die Empfindlichkeit herabzusetzen. Dazu legt man einen durch Versuch bestimmten weiteren Vorwiderstand in Reihe oder von der Basis zur Masse. Die Diode dient zum Vernichten von Spannungsspitzen, die den Transistor gefährden könnten. Sie ist aber in den meisten Fällen entbehrlich.

Bild 5 zeigt eine Flipflop-Schaltung mit den Kontakten E und A. Man muß beachten, daß der rechte Transistor eine definiert höhere Stromverstärkung hat als der linke, andernfalls kommt es zu Unstabilitäten. Dies gilt für alle Flipflop-Schaltungen.

Dimensionierung:

$$R_c = \frac{U_b}{I} \qquad R_b = 10...30 \cdot R_c$$

Aussteuerwiderstand für Treiber:

$$R = 20 \cdot R_{rel}$$

Bild 6 zeigt die erweiterte Schaltung von Bild 5. Der Flipflop wird durch Hautkontakte ähnlich wie bei Bild 4 gesteuert. Das ist möglich, da die Kollektorsättigungsspannung eines Transistors immer kleiner als die Basissättigungsspannung ist (hier mindestens 0,5 V, *Bild 7*).

Bei der Schaltung in *Bild 8* wurden gerade vorhandene, sehr billig einge-

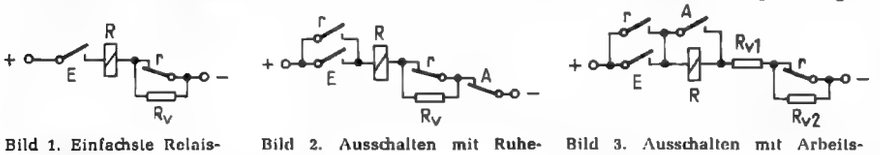
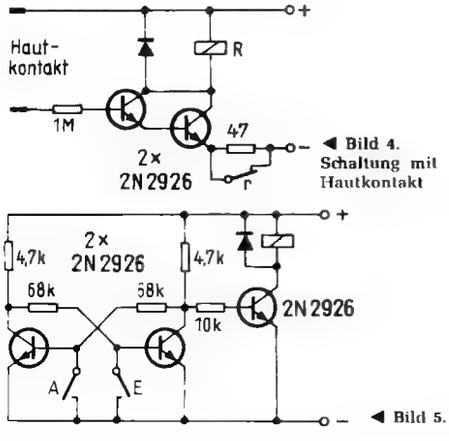


Bild 1. Einfachste Relaisschaltung

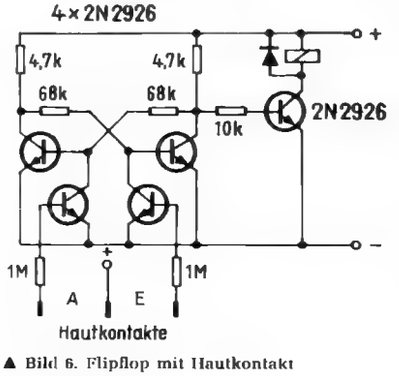
Bild 2. Ausschalten mit Ruhekontakt

Bild 3. Ausschalten mit Arbeitskontakt



◀ Bild 4. Schaltung mit Hautkontakt

◀ Bild 5. Flipflop-Schaltung



▲ Bild 6. Flipflop mit Hautkontakt

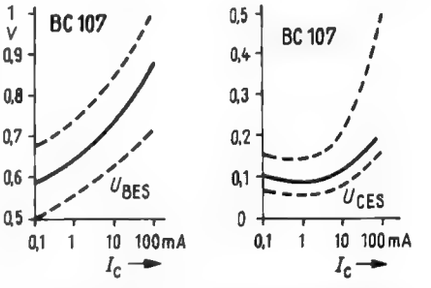


Bild 7. Basis- und Kollektorsättigungsspannung in Abhängigkeit vom Kollektorstrom. Die gestrichelten Linien sind die Streuwerte

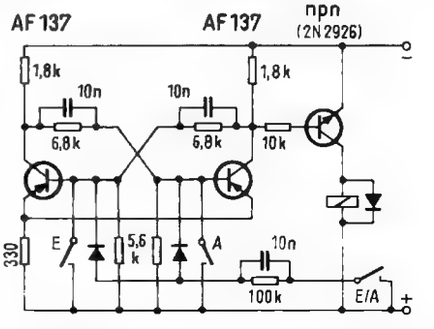
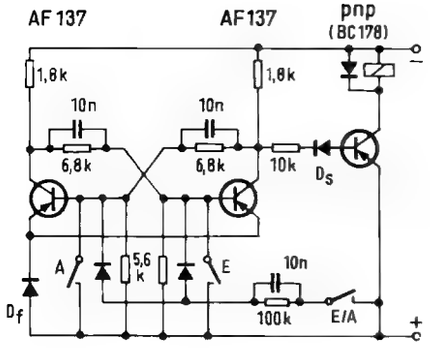
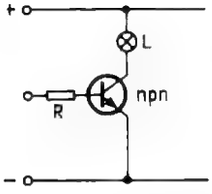


Bild 8. Schrittschaltsteuerung. Der linke Transistor muß hier eine höhere Stromverstärkung haben



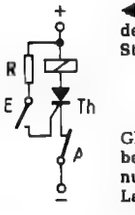
▲ Bild 9. pnp-Ausführung einer Schrittschaltsteuerung



◀ Bild 12. Lampensteuerung

kaufte Ge-pnp-Transistoren vom Typ AF 137 verwendet. Sie bilden wieder ein Flipflop, das mit den Tasten E und A gesteuert werden kann. Als Besonderheit hat diese Schaltung auch einen Moment-Schrittschaltkontakt E/A, der bei jedem Tastendruck den jeweils anderen Schaltzustand einschaltet. Das Relais wird mit einem npn-Transistor geschaltet.

Bild 9 zeigt dieselbe Schaltung, nur in pnp-Ausführung. Da hierbei die Emitterspannung des Flipflop ins Gewicht fällt, muß man besonders verfahren. Mit der Diode D_f (1 N 4004) wird der Schaltung bei den verschiedenen Betriebsspannungen eine konstante, definierte Spannung aufgezwungen. Diese Spannung muß die Diode D_s (1 N 914) wieder kompensieren. Da die Diode 1 N 914 bei gleichem Strom immer eine um mindestens 100 mV größere Diffusionsspannung hat als die Diode 1 N 4004, hat man dann eine besonders hohe Sicherheit *(Bild 10)*.



◀ Bild 13. Löschung des Thyristors durch Stromunterbrechung

Bild 14. ▶ Gleiches Prinzip wie bei Bild 13, jedoch nur für hochohmige Lasten geeignet

Bild 11 zeigt dieselbe Schaltung in Universalausführung und mit zwei Ausgängen. Man kann damit z. B. Sende- und Empfangsstufen direkt und kontaktlos schalten.

Bild 12 zeigt eine Lampenansteuerschaltung für npn-Transistoren. Für pnp-Transistoren muß man die Betriebsspannung umpolen. Die Ansteuerung erfolgt von den Kollektoren der Flipflops.

Dimensionierung:

$R = R_{Lampe} \cdot \beta\,\text{min}$

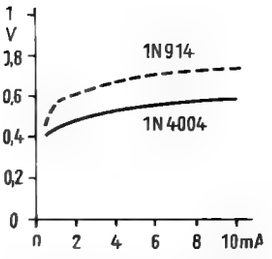


Bild 10. Diffusionsspannung der 1 N 4004 und 1 N 914 in Abhängigkeit vom Strom

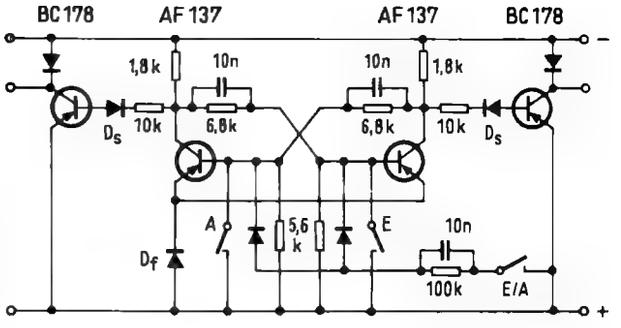


Bild 11. Universalausführung

Thyristorschaltungen

Bild 13 zeigt die einfachste Schaltung. Mit dem Schalter E wird eingeschaltet, mit A ausgeschaltet. Beim Ausschalten wird der Thyristor durch Stromunterbrechung gelöscht. Es ist dabei zu beachten, daß der Schalter E nur den Zündstrom (gering) aushalten muß, der Schalter A aber den gesamten Betriebsstrom. Wenn die Last hochohmig genug ist ($> 1\,\text{k}\Omega$), der maximale Zündstrom also nicht überschritten werden kann, schaltet man nach *Bild 14*. Der Widerstand R fällt dann weg. Will man dem

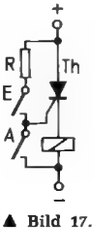
◀ Bild 15. Schaltung mit statischer Löschung

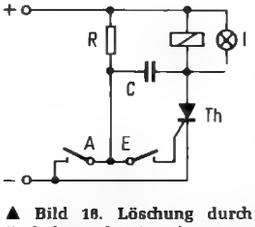
Bild 16. ▶ Gleiches Prinzip wie bei Bild 15, aber nur für hochohmige Lasten geeignet

Schalter A nicht die ganze Last zumuten, so kann man nach *Bild 15* verfahren.

Entsprechendes gilt für *Bild 16*. Die Löschung des Thyristors erfolgt hier statisch. Man muß allerdings durch einen Widerstand eine Spannung von mindestens 0,7 V erzeugen, damit der Thyristor gelöscht werden kann. Am besten nimmt man hierfür eine Diode, für den Laststrom bemessen, um von der Betriebsspannung unabhängig zu sein. In *Bild 17* ist eine Schaltung angegeben, bei der die Last selbst die Löschspannung erzeugt.

Bild 18 zeigt eine andere Möglichkeit, einen Thyristor zu löschen. Der Kondensator lädt sich während des Betriebs am linken Belag positiv auf, am rechten negativ. Beim Drücken des Schalters A lädt sich der Kondensator um und der Thyristor wird gelöscht. $C = 1\,\mu\text{F}$, $R = 1\,\text{k}\Omega$.





▲ Bild 18. Löschung durch Umladung des Kondensators

▲ Bild 17. Die Last erzeugt die Löschspannung selbst

Daten des Thyristors

Typ: 1/400	$I_{gate} = 15\,\text{mA}$
$U_{max} = 400\,\text{V}$	$U_{gate} = 2{,}5\,\text{V}$
$I_{max} = 1\,\text{A}$	$U_f = 1{,}6\,\text{V}$

Daten des Transistors 2 N 2926

Entspricht BC 107, 8, 9.

$U_{max} = 18\,\text{V}$	$\beta = 35...470$
$I_{max} = 100\,\text{mA}$	Basis: $U = 4{,}5\,\text{V}$
$P_v = 200\,\text{mW}$	$I = 2\,\text{mA}$

Nach diesen Ausführungen erkennt man, daß dieses kleine Teilgebiet der Elektronik doch beachtenswert ist. Es gibt mehr Möglichkeiten, als man zuerst ahnt. Normalerweise schaltet man mit einem Schalter einfach ein Relais und macht sich hinsichtlich Gewicht, Stromverbrauch und Betriebssicherheit keine weiteren Gedanken. Daß dies grundlegend falsch ist, das wollte dieser Beitrag beweisen. Denn, daß ein Thyristor zum Beispiel viel leichter und kleiner ist als ein Relais, ist offensichtlich. ■

Aus der Normungsarbeit

DIN 45 590: Mikrophone, Begriffe, Formelzeichen, Einheiten

Der Inhalt des Entwurfes geht aus dem Titel hervor. Bemerkenswert ist, daß neben den SI-Einheiten (Internationales Einheitensystem) auch die in der Akustik z. Z. noch gebräuchlichen physikalischen Maßeinheiten angegeben sind.

DIN 45 591: Mikrophon-Prüfverfahren, Meßbedingungen und Meßverfahren für Typenprüfungen

Zweck dieses Entwurfes ist es, diejenigen Meßbedingungen und Meßverfahren festzulegen, mit denen die in Typenblättern anzugebenden Eigenschaften von Mikrofonen ermittelt werden können.

DIN 45 516: Bandkassetten für Schallaufzeichnungen

Der Inhalt dieses 5 Seiten umfassenden Entwurfes (Einsprüche bis 31. 10. 1971) betrifft: Allgemeines, Band und Spurabmessungen, Spurlagen und Geschwindigkeit, Bandeigenschaften, Kassetten-Abmessungen, Grundanforderungen. Zur Illustration sind 10 Zeichnungen beigegeben.

Elektronischer Tischrechner mit integrierten Schaltungen 1. Teil

Ing. Gerhard Amon

Seit vier FUNKSCHAU-Heften gibt es unsere neue Rubrik „Für Praxis und Hobby", von der wir schon nach dieser kurzen Zeit aus dem Leserkreis hören, daß sie mit Begeisterung aufgenommen wurde. P & H war bisher bunt gemischt: Unterschiedliche Themen in jedem Heft und einfache und schwierigere Bauanleitungen nebeneinander. So wollen wir es auch in der Zukunft halten.

Diesmal bringen wir u. a. auf Seite 711 die Beschreibung eines 60-W-Verstärkers mit umschaltbarer Ausgangsleistung und auf Seite 712 die Schaltung eines Ladegerätes für Deac-Batterien.

Die Attraktion aber finden Sie nebenstehend: die P & H-Beschreibung eines elektronischen Tischrechners mit integrierten Schaltungen. Seine hochinteressante Elektronik und die niedrigen Preise der IS machen den Nachbau sicher lohnend. Der Aufbau und die Drahtführung sind unkritisch. Dagegen ist wegen der Vielzahl der zu verbindenden Anschlüsse Sorgfalt geboten. Bei richtiger Verdrahtung ist sofort ein einwandfreies Funktionieren zu erwarten. Abgleicharbeiten sind nicht erforderlich.

Im nächsten Heft bringt P & H naturgemäß die Fortsetzung des elektronischen Tischrechners, darüber hinaus aber noch Beiträge aus der Leistungselektronik und aus der Elektroakustik.

Die Rechenarten

Der Rechner kann folgende Rechenarten im Dezimalsystem ausführen: Addieren, Subtrahieren, Multiplizieren und Dividieren. Jedes Resultat kann sofort zum Weiterrechnen in jeder beliebigen Rechenart verwendet werden, z. B.:

$$\frac{(82 + 121) \cdot 27}{63} - 54 = 33$$

Ausführung:
$82 + 121 = 203$
$203 \cdot 27 = 5481$
$5481 : 63 = 87$
$87 - 54 = 33$

Ferner ist fortlaufende Addition und Subtraktion mit konstantem Summanden bzw. Subtrahenden durch Drücken

Bild 1. Außenansicht des Rechners

der Taste = allein möglich. Dadurch kann der Rechner auch als Vor- oder Rückzähler verwendet werden, z. B.:

$251 - 1 = 250$
$250 - 1 = 249$
$249 - 1 = 248$

Die maximale Kapazität ist acht Stellen. Diese Kapazität reicht für Additionen mit siebenstelligen Summanden, für Subtraktionen, bei welchen Minuend und Subtrahend maximal acht Stellen haben, und für Multiplikationen, bei welchen beide Faktoren zusammen maximal acht Stellen besitzen. Beim Dividieren können Dividend und Divisor bis zu sieben Stellen aufweisen, der Quotient hat acht Stellen.

Die Rechenzeit ist kleiner als 0,01 s. Die Eingabe- und Resultat-Anzeige erfolgt durch Ziffernanzeigeröhren. Der Rechner ist in ein Isolierstoffgehäuse eingebaut, wodurch die beste Schutzmaßnahme gegen gefährliche Berührungsspannungen, die Schutzisolierung, verwirklicht werden konnte. *Bild 1* zeigt ein Foto des Rechners, die *Bilder 2* und *3* die Hauptabmessungen. Die Leistungsaufnahme beträgt etwa 20 W bei 220 V ~.

Das Prinzip

Bild 4 zeigt das Blockschaltbild des Rechners mit den für die folgenden Erklärungen wesentlichen Teilen. Nicht enthalten sind Netzteil, Steuerteil, Taktimpulsgenerator und die an das Register 1 angeschlossene Sichtanzeige.

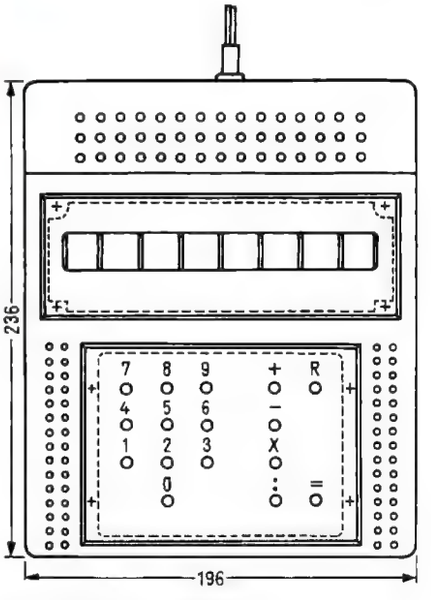


Bild 2. Sicht auf den Rechner

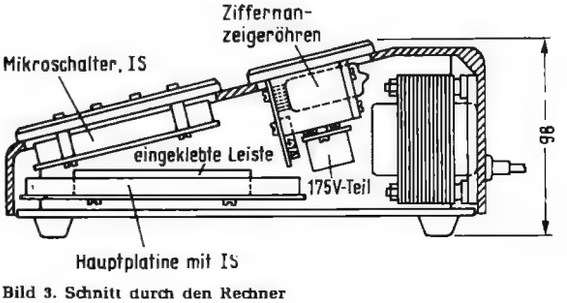


Bild 3. Schnitt durch den Rechner

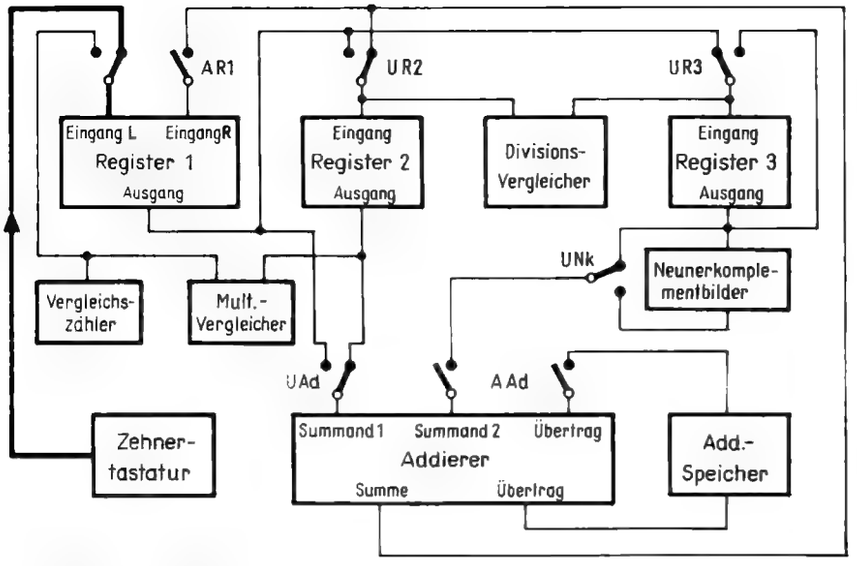


Bild 4. Eingabe in Register 1

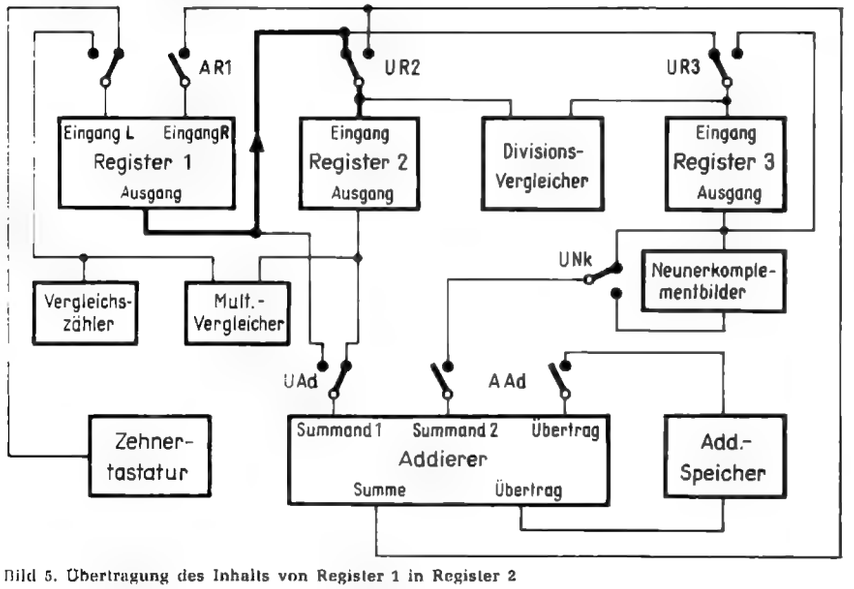


Bild 5. Übertragung des Inhalts von Register 1 in Register 2

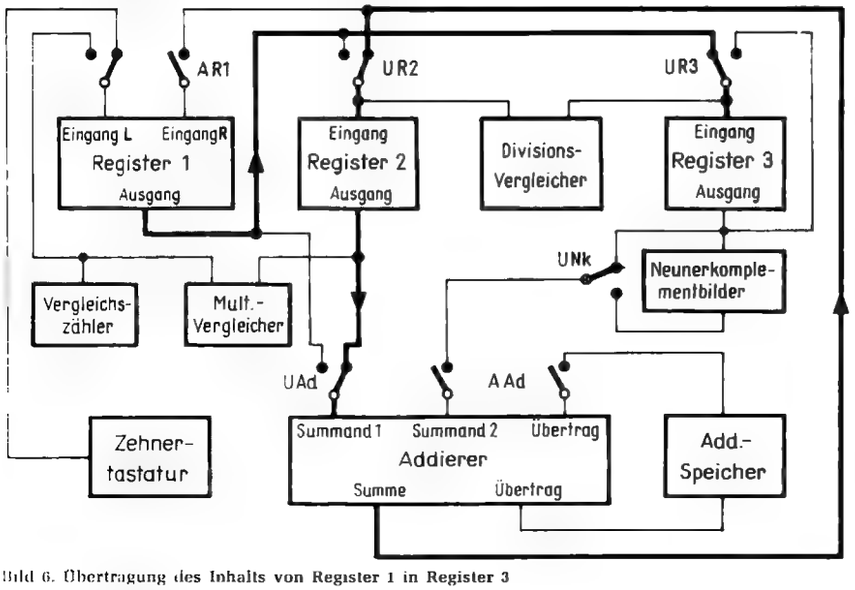


Bild 6. Übertragung des Inhalts von Register 1 in Register 3

Die Eingabe einer Zahl, z. B. des ersten Summanden bei einer Addition, erfolgt mit Hilfe der Zehnertastatur. Die Zahl gelangt schrittweise in das Register 1. Dieser Vorgang ist in Bild 4 durch den dicken Strich angedeutet.

z. B. Summand 1 = 854

Sichtanzeige zu Beginn	00000000
nach Drücken der Taste 8	00000008
nach Drücken der Taste 5	00000085
nach Drücken der Taste 4	00000854

Nach Eingabe des ersten Summanden (oder Minuenden oder Multiplikanden oder Dividenden) wird durch Betätigen einer der vier Rechenarttasten (+, −, ×, :) der Inhalt des Registers 1 in das Register 2 geschoben *(Bild 5)*. Gleichzeitig merkt sich der Rechner, welche Rechenarttaste gedrückt worden ist, um später das entsprechende Programm durchführen zu können. Das Register 1 ist jetzt leer, die Sichtanzeige zeigt acht Nullen.

In gleicher Weise wie zu Beginn wird nun der zweite Summand (oder Subtrahend oder Multiplikator oder Divisor) in das Register 1 eingegeben. Um das Resultat (Summe, Differenz, Produkt oder Quotient) zu erhalten, wird anschließend die Taste = gedrückt. Dadurch läuft ein zweiteiliges Programm ab, dessen erster Teil für alle Rechenarten gleich ist. Es wird der Inhalt von Register 1 in das Register 3 geschoben *(Bild 6)*. Für die Division ist es außerdem erforderlich, daß der Inhalt von Register 2 dabei einmal umläuft. Der nun folgende zweite Teil ist je nach Rechenart unterschiedlich.

Addition (Bild 7)

Die Addition erfolgt genauso schrittweise, wie wir sie selbst durchführen würden. Zunächst liegt an den Ausgängen der Register 2 und 3 und damit an den Addiereingängen die Einerstelle der beiden Summanden. Der Additionsspeicher liefert den Übertrag 0. Der Addierer bildet die Summe, welche von den Registern 1 und 2 aufgenommen wird. Ein eventueller Übertrag wird vom Additionsspeicher bis zum nächsten Schritt aufgehoben. Der nächste Schritt ist das Addieren der Zehnerstellen der beiden Summanden. Dann kommen die Hunderter, Tausender, usw. bis zur achten Stelle. Zuletzt steht die vollständige Summe in den Registern 1 und 2 und kann von der an Register 1 angeschlossenen Sichtanzeige abgelesen werden. Da das Addieren, wie die weitere Beschreibung zeigen wird, die einzige Rechenart ist, die der Rechner wirklich beherrscht, ist nachstehend eine Addition ganz ausführlich gezeigt.

z. B.: 00004567
\+ 00000395
00004962

	Summand 1	Summand 2	Übertrag	Summe	neuer Übertrag
1. Addition	7	5	0	2	1
2. Addition	6	9	1	6	1
3. Addition	5	3	1	9	0
4. Addition	4	0	0	4	0
5. Addition	0	0	0	0	0

usw.

Da die Summe auch in das Register 2 eingeschoben wird und der Inhalt von Register 3 nicht verloren wurde, ist ein fortgesetztes Addieren (mit konstantem Summanden) möglich. Bei neuerlichem Drücken der Taste = wird der erste Teil des Programmes übersprungen und sofort addiert.

Subtraktion (Bild 8)

Die Subtraktion wird vom Rechner als Addition durchgeführt. Während er den Minuend unverändert läßt, muß er dazu vom Subtrahend das sogenannte Neunerkomplement bilden. Das Neunerkomplement einer einstelligen Dezimalzahl ist die Ergänzung auf 9. Wie das folgende Beispiel zeigt, ist es zur Erlangung der richtigen Differenz erforderlich, bei der Addition der Einerstellen einen Übertrag 1 einzugeben. Dies erfolgt einfach dadurch, daß bei Drücken der Taste – der Additionsspeicher auf 1 gesetzt wird.

z. B.: 00015986
−00009632
00006354

wird umgewandelt in: 00015986
+ 99990367
+ 1
(1)00006354

Die 1 an neunter Stelle steht im Additionsspeicher und scheint im Register 1 und damit in der Sichtanzeige nicht auf. Für fortgesetztes Subtrahieren (konstanter Subtrahend) ist dadurch aber gleich der vorher erwähnte Anfangsübertrag 1 für die nächste Subtraktion vorhanden.

Multiplikation

Das Multiplizieren, wie wir es in der Schule gelernt haben, ist dem elektronischen Rechner viel zu kompliziert. Er führt daher eine Multiplikation durch eine entsprechende Anzahl von Additionen durch.

z. B.: 23 × 76 = 1748
0 + 76 = 76
76 + 76 = 152
152 + 76 = 228
228 + 760 = 988
988 + 760 = 1748

Das Beispiel zeigt, daß zum richtigen Zeitpunkt der Multiplikator mit 10 multipliziert werden muß. Das kann aber ganz einfach durch eine Stellenverschiebung durchgeführt werden.

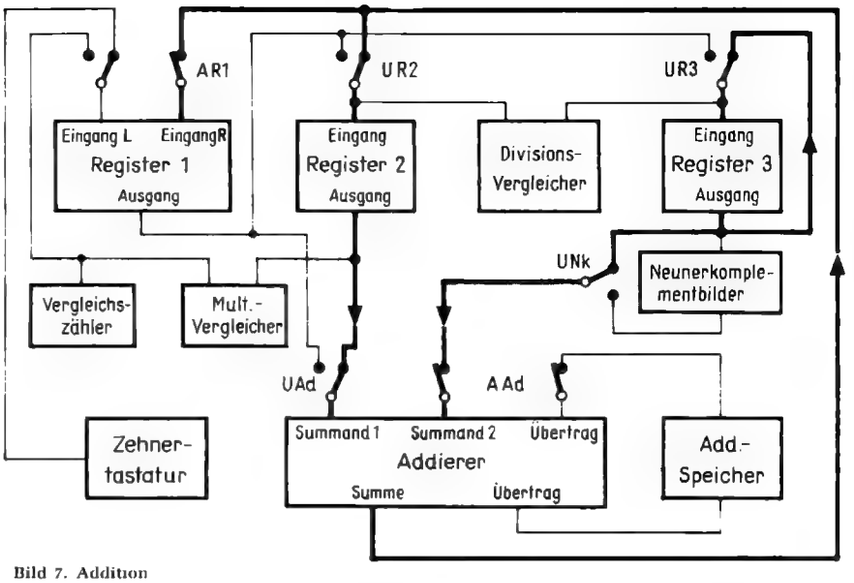


Bild 7. Addition

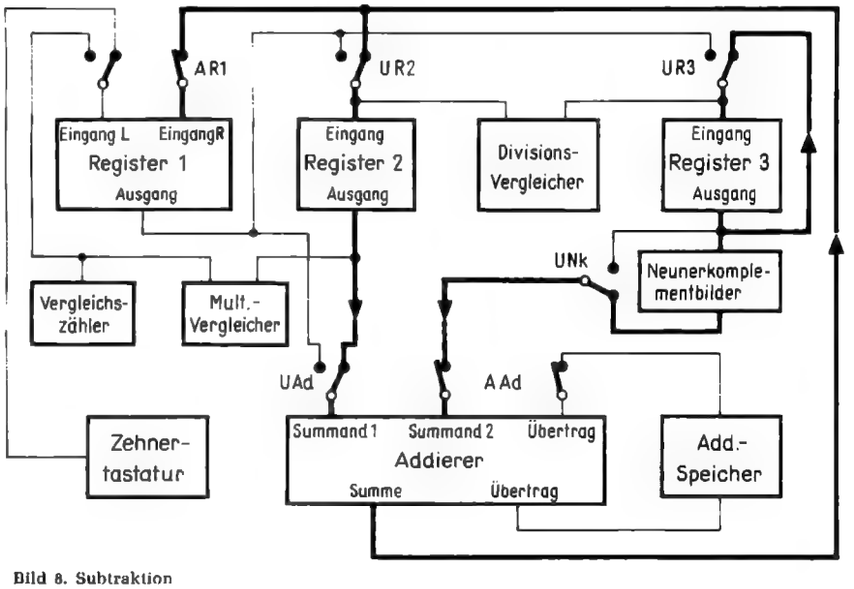


Bild 8. Subtraktion

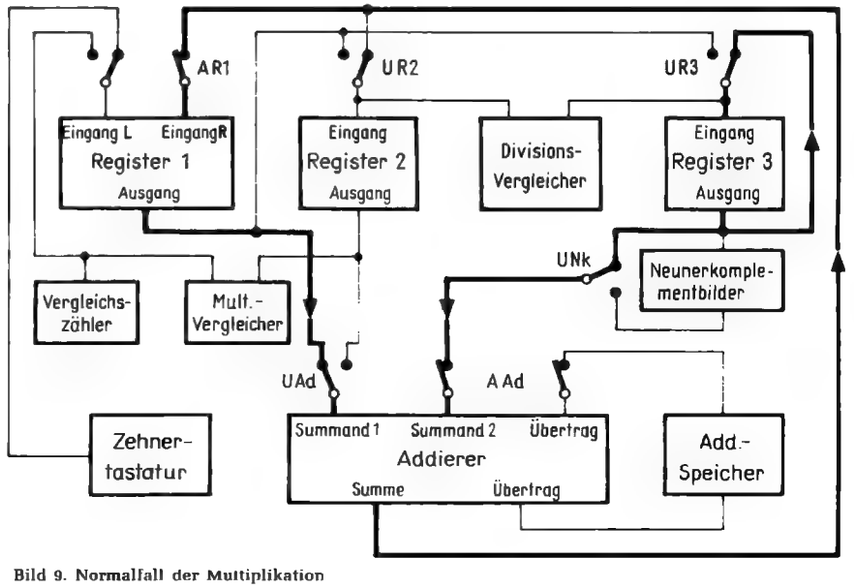


Bild 9. Normalfall der Multiplikation

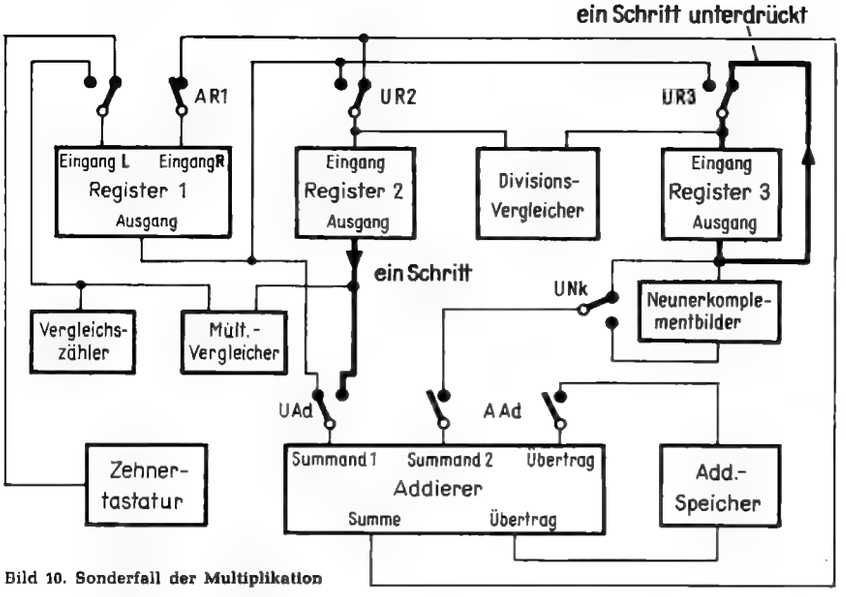


Bild 10. Sonderfall der Multiplikation

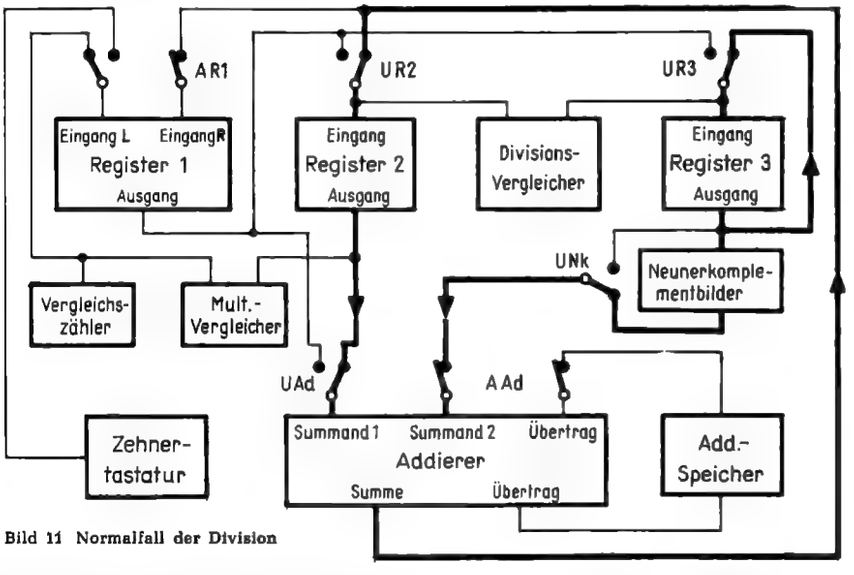


Bild 11 Normalfall der Division

Bild 9 zeigt den Normalfall der Multiplikation, das fortgesetzte Addieren. Der Inhalt der Register 1 und 3 wird addiert, die Summe in Register 1 geschoben. Der Inhalt von Register 3 kreist außerdem, da er immer wieder benötigt wird. Jede Addition wird durch den Vergleichszähler registriert. Dieser Zähler steht zu Beginn auf 0 und nimmt mit jeder Addition einen um 1 höheren Wert an. Der Multiplikationsvergleicher vergleicht den Zählerstand mit der letzten Stelle, zunächst Einerstelle, des in Register 2 stehenden Multiplikanden. Sobald er Gleichheit feststellt, veranlaßt er, daß das Addieren unterbrochen wird. Den nun folgenden Sonderfall zeigt *Bild 10*. Hier läuft der Inhalt von Register 3 einmal unvollständig um. Während im Normalfall acht Schritte durchgeführt werden, wird diesmal ein Schritt unterdrückt.

Anfang	00000076
1. Schritt	60000007
2. Schritt	76000000
3. Schritt	07600000
.	
.	
.	
7. Schritt	00000760

Außerdem wird die letzte Stelle des Multiplikanden aus dem Register 2 geschoben. Sie wird nicht mehr benötigt. Ferner wird der Vergleichszähler auf 0 zurückgestellt. Sofern die zweite Stelle des Multiplikanden keine 0 ist, stellt der Multiplikationsvergleicher keine Gleichheit mehr fest, das fortlaufende Addieren nach Bild 9 kann neuerlich beginnen.

Jedes Ansprechen des Multiplikationsvergleichers wird vom Steuerteil des Rechners registriert. Nachdem achtmal Gleichheit festgestellt wurde, ist die Multiplikation beendet. In Wirklichkeit steht das Produkt meist schon früher fest. Bei dem gebrachten Beispiel wird nach der zweiten Gleichheit die 2 des Multiplikanden aus dem Register 2 geschoben. Es folgen nur noch Nullen. Der Multiplikationsvergleicher spricht jetzt sechsmal hintereinander an, und es kommt zu keiner Addition mehr.

Division

So wie der Rechner die Multiplikation als fortlaufende Addition durchführt, schafft er die Division durch fortlaufende Subtraktion.

Dividend und Divisor werden mit gleicher Stellenzahl eingegeben, z. B.:

936 : 39 = 24

eingeben 936 : 390

936 – 390 = 546
546 – 390 = 156
156 – 390 = kleiner 0, daher:

1560 – 390 = 1170
1170 – 390 = 780
780 – 390 = 390
390 – 390 = 0

Anzahl der Subtraktionen mit nicht vergrößertem Dividend	2
Anzahl der Subtraktionen mit Dividendenrest × 10	4
Resultat daher	24

Der im Register 2 stehende Dividend wird mit jeder Subtraktion kleiner. Es wird so lange subtrahiert, bis der Dividendenrest kleiner als der Divisor ist *(Bild 11)*. Wie beim Multiplizieren kreist der Inhalt von Register 3, da er immer wieder benötigt wird. Ebenso wird jede Subtraktion wieder vom Vergleichszähler registriert.

Eine Subtraktion, bei welcher die Differenz eine negative Zahl wäre, führt der Rechner nicht durch. Dafür sorgt der Divisionsvergleicher. Er liegt zwischen den Eingängen der Register 2 und 3. Während die Zahlen schrittweise in die Register eintreten, prüft er sie. Wenn der Inhalt von Register 2 kleiner ist als der Inhalt von Register 3, tritt auch hier wieder ein Sonderfall auf *(Bild 12)*. In gleicher Weise wie bei der Multiplikation wird der Inhalt von Register 2 durch Auslassen eines Schrittes mit 10 multipliziert. Da der Schaltungskreis für Register 2 über den Addierer geschlossen ist, darf dabei kein zweiter Summand oder Übertrag am Addierer anstehen. Dies wird durch die offenen Schalter in Bild 12 symbolisiert. Da während des Sonderfalls der Divisionsvergleicher schon wieder prüfen muß, ob der Inhalt von Register 2 nun größer wird als der Inhalt von Register 3, so muß auch der Inhalt von Register 3 kreisen. Hier wird aber kein Schritt ausgelassen, da der Inhalt unverändert bleiben muß. Zum Sonderfall gehört auch die Übertragung des Vergleichszählerstandes in das Regi-

ster 1, wo nun eine Stelle des Quotienten aufscheint. Anschließend an diese Übertragung wird der Vergleichszähler auf 0 rückgestellt.

Gibt der Divisionsvergleicher an, daß der Inhalt von Register 2 nun wieder größer ist, so folgen weitere Subtraktionen nach Bild 11, bis zum neuerlichen Ansprechen des Vergleichers. Wie beim Multiplizieren ist der Rechenvorgang nach dem achten Ansprechen des Vergleichers beendet. Bei dem angeführten Beispiel bemüht sich der Vergleicher nach dem zweiten Ansprechen vergeblich, durch Auslösen des Sonderfalls den Inhalt von Register 2 zu vergrößern. Der Inhalt besteht bereits aus lauter Nullen und kann daher nicht mehr vergrößert werden. Es folgen auf die Quotientenstellen 2 und 4 sechs Nullen: 24000000. Die Stellenwertermittlung muß der Benützer des Rechners selbst durchführen (24,000000).

Die anfangs gemachte Feststellung, daß Dividend und Divisor mit gleicher Stellenzahl eingegeben werden müssen, ist nicht erforderlich, wenn gewisse Regeln beachtet werden. Diese und andere Möglichkeiten, wie z. B. das Erzielen von mehr als achtstelligen Quotienten oder das Erreichen eines Quotienten mit Komma an einer bestimmten Stelle, kann jeder der den Rechner nachbaut selbst erforschen. *(Fortsetzung folgt)*

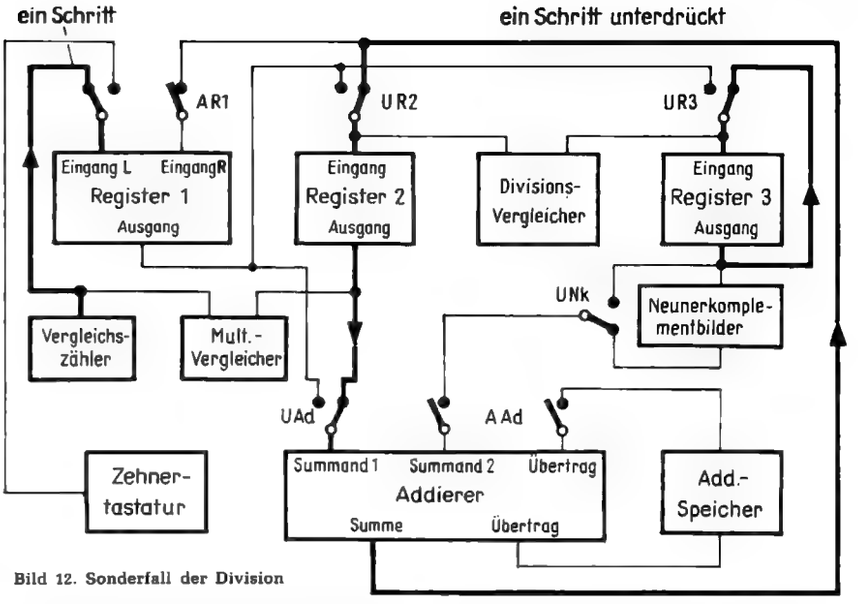


Bild 12. Sonderfall der Division

60-W-Verstärker mit umschaltbarer Leistung

Die hier besprochene Schaltung arbeitet mit einer quasikomplementären eisenlosen Seriengegentakt-Endstufe mit direkter Kopplung über alle Stufen. Eine Besonderheit ist die Möglichkeit, durch Umschalten der Versorgungsspannung (Abgriffe am Netztransformator) die verzerrungsfrei erzielbare Ausgangsleistung auf kleinere Werte zurückschalten zu können. Im Zusammenhang damit wurden die nachfolgend beschriebenen schaltungstechnischen Maßnahmen getroffen, um bei den verschiedenen Versorgungsspannungen automatisch Arbeitspunkt und erforderliche Eingangsspannung konstant zu halten.

Nach der Gleichung

$$P_{out} = \frac{(U_B - U_{V1} - U_{V2})^2}{8\,R_L}$$

wird die maximale Ausgangsleistung bei gleichbleibendem Lastwiderstand R_L durch die Höhe der Versorgungsspannung U_B bestimmt. U_{V1} und U_{V2} sind die Spannungsverluste für die positive und die negative Halbwelle der Ausgangsspannung und setzen sich zusammen aus dem Spannungsabfall an den Transistoren der Endstufe und dem Spannungsabfall am 0,47-Ω-Emitter- bzw. Kollektorwiderstand der Endstufe.

Ein Umschalten der Versorgungsspannung bewirkt:

1. ein Auswandern des Arbeitspunktes, d. h. die Gleichspannung am Punkt A *(Bild 2)* weicht dann ab vom Sollwert $U_B/2$;

2. eine starke Änderung des Ruhestromes der Endstufe;

3. eine Änderung der für Vollaussteuerung erforderlichen Eingangsspannung.

Als Abhilfe wurden folgende Maßnahmen getroffen:

1. Die Gleichspannung am Punkt A wird mit Hilfe des Transistors T 3 mit der von einem einstellbaren Spannungsteiler abgegriffenen halben Versorgungsspannung verglichen. Dieser Differenzverstärker-Transistor T 3 bildet mit dem Längstransistor T 2 eine Serien-Stabilisierungsschaltung, welche die Spannung an der Basis des Eingangstransistors T 1 so steuert, daß U_A stets $U_B/2$ ist.

2. Im Kollektorkreis des Transistors T 5 liegt eine mit dem Transistor T 4 und der Stabilisatordiode ZE 2 aufgebaute Konstantstromquelle, die den Kollektorstrom von T 5 und damit auch den Ruhestrom der Endstufe gegen Änderungen der Versorgungsspannung stabilisiert.

3. Der die Verstärkung bestimmende Gegenkopplungs-Spannungsteiler, an den der Emitter des Eingangstransistors T 1 angeschlossen ist, enthält in seinem unteren Zweig den indirekt geheizten ITT-Perlenthermistor (NTC-Widerstand) B 23, dessen Heizwiderstand über den 3,3-kΩ-Widerstand an die Versorgungsspannung angeschlossen ist und so einen der Versorgungsspannung proportionalen Heizstrom erhält. Durch die von der Versorgungsspannung abhängige Beheizung des Thermistors ändert sich das Teilerverhältnis des Gegenkopplungsteilers so, daß für beliebige Versorgungsspannung zwischen 20 und 60 V für Vollaussteuerung stets eine Eingangsspannung von etwa 1 V erforderlich ist.

Der Transistor T 6 bewirkt in bekannter Weise die Kompensation des Ruhestroms der Endstufe gegenüber Schwankungen der Umgebungstemperatur. Die Transistoren T 7 und T 8 werden vom Spannungsabfall an den 0,47-Ω-Widerständen, der dem Ausgangsstrom des Verstärkers proportional ist, angesteuert und begrenzen den Spitzenstrom in den

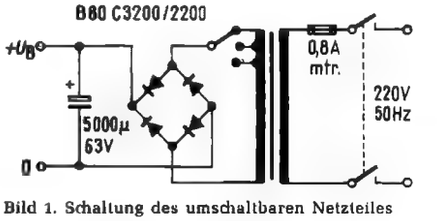


Bild 1. Schaltung des umschaltbaren Netzteiles

Endtransistoren auf etwa 7 A, so eine Überlastung verhindernd. Im Kurzschlußfall trennt die Sicherung am Ausgang die Last vom Verstärker. Durch die Diode ZE 1,5 und den 47-Ω-Emitterwiderstand wird der Transistor T 5 vor Überlastung bei Kurzschluß geschützt.

Für eine zulässige Umgebungstemperatur von 45 °C benötigt jeder der beiden Endtransistoren 2 N 3055 einen Kühlkörper mit einem Wärmewiderstand $R_{thK} < 6$ grd/W. Bei Verwendung eines gemeinsamen Kühlkörpers muß dessen Wärmewiderstand < 3 grd/W

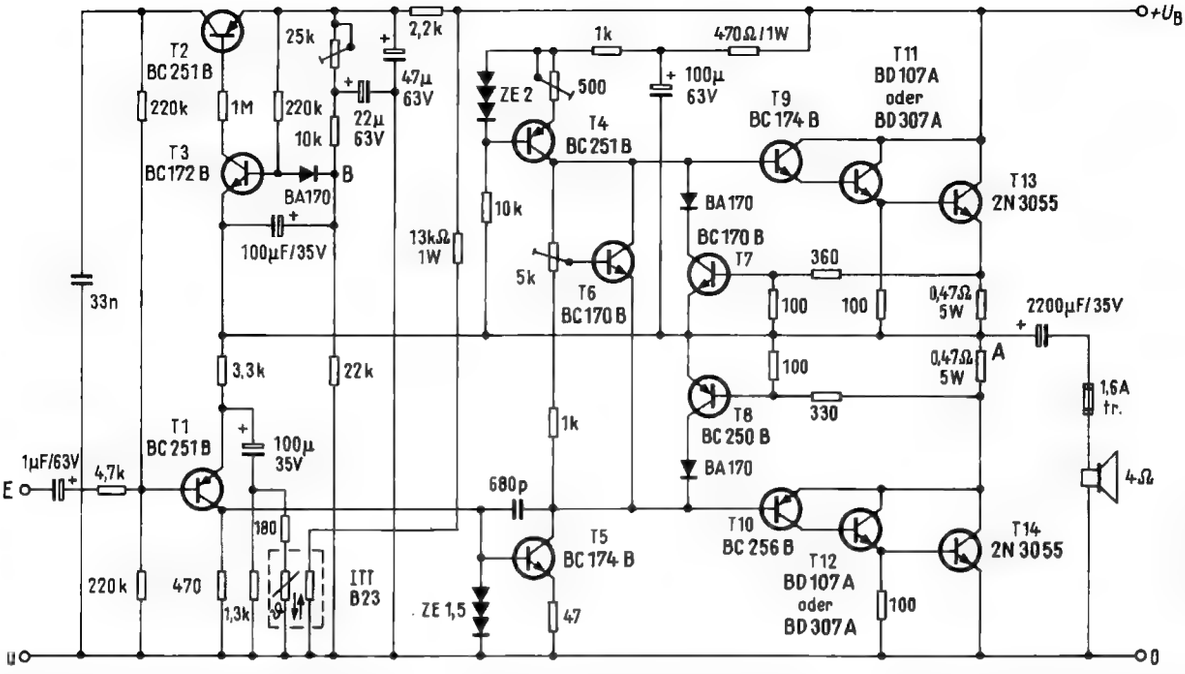


Bild 2. Schaltung des 60-W-Verstärkers

sein. Die Treibertransistoren BD 107 oder BD 307 kommen mit einem kleinen Kühlblech von einigen Quadratzentimetern aus. Sie können auch mit auf den Kühlkörper der Endtransistoren geschraubt werden.

Das Netzteil ist sehr einfach aufgebaut (*Bild 1*). Infolge der beschriebenen Stabilisierungsmaßnahmen kann auf eine Stabilisierungsschaltung im Netzteil verzichtet werden, und es genügt eine einfache Gleichrichter-Brückenschaltung mit Ladekondensator. Mit Hilfe des Stufenschalters ist die maximale Ausgangsleistung des Verstärkers in der beschriebenen Weise einstellbar.

Die Transformatordaten sind: Kern M 102a, Dynamoblech III, wechselseitig o. L., Wicklungen: primär 735 Wdg. 0,35 mm ⌀ CuL; sekundär 77 + 28 +42 Wdg. 1,2 mm ⌀ CuL.

Vor dem ersten Einschalten des Verstärkers ist das 500-Ω-Potentiometer auf seinen größten Wert einzustellen und der Schleifer des 5-kΩ-Potentiometers ganz zum Kollektor des Transistors T 6 hin zu drehen. Mit dem 25-kΩ-Potentiometer wird die Spannung am Punkt B auf den halben Wert der Versorgungsspannung eingestellt. Am Ausgang, Punkt A, muß dann etwa die gleiche Spannung zu messen sein. Darauf stellt man mit dem 500-Ω-Potentiometer den Kollektorstrom des Transistors T 5 auf 5 mA ein, zu messen als Spannungsabfall von 230 mV am Emitterwiderstand von T 5. Nun erst wird mit dem 5-kΩ-Potentiometer der Ruhestrom der Endstufe auf 20 mA eingestellt, zu messen als Spannungsabfall von etwa 10 mV an einem der 0,47-Ω-Widerstände in der Endstufe. Nach diesen Einstellungen ist der Verstärker betriebsbereit.

Daten des Verstärkers

Ausgangsleistung bei Versorgungsspannung
15 W 29 V
30 W 40 V
60 W 56 V
Jede andere Ausgangsleistung zwischen etwa 10 W und 60 W ist durch entsprechende Höhe der Versorgungsspannung im Bereich von 20...60 V frei wählbar.
Frequenzgang: ± 1 dB im Bereich 25 Hz bis 20 kHz
Eingangsspannung für Vollaussteuerung: 1 V
Klirrfaktor bei Vollaussteuerung:
< 0,2 % bei 100 Hz
< 0,1 % bei 1 kHz
< 0,25 % bei 10 kHz

(Nach Unterlagen von Intermetall.)

E. Mayerl, K. Wetzel

Ladegerät für Deac-Batterien

Das *Bild* zeigt eine Schaltung, die zur Schnellaufladung von Deac-Batterien dient. Die Ladespannung beträgt maximal 4,5 V und der höchste Ladestrom etwa 200 mA. Das Ladegerät ist daher besonders für die Ladung der Batterietypen 3 × DKZ 500 geeignet.

Bei leerer Batterie, d. h. bei Batteriespannung kleiner 3,3 V, ist der Transistor T 1 gesperrt. Der Transistor T 2 ist durch die an dem Widerstand R 2 eingestellte Spannung leitend. Der Kollektorstrom von T 2 steuert T 3 und dieser den Thyristor T 4. Bei leitendem Thyristor wird die Batterie geladen. Gleichzeitig zeigt die Lampe Ladestrom an.

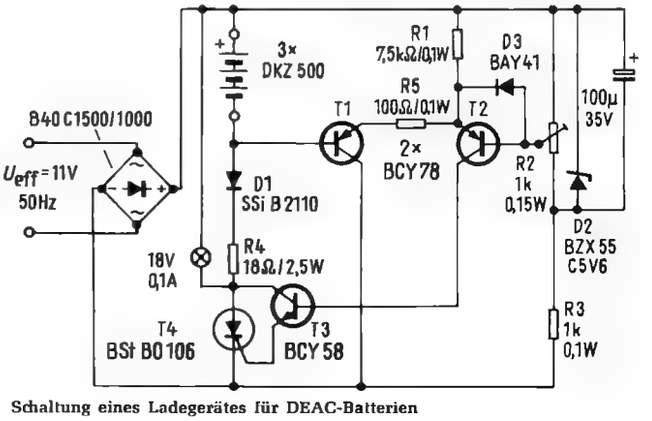
Mit steigender Batteriespannung wird der Strom durch Anschneiden der Phase entsprechend zurückgeregelt. Bei Netzspannungsschwankungen von ± 10 % ändert sich die Ladeschlußspannung um etwa 100 mV. Nähert sich die Ladung dem Ende, beginnt die Lampe erst zu flackern, dann zu blinken und zeigt damit den Ladeschluß an.

Die Schaltung ist mit einer vollgeladenen Batterie (4,5 V) und R 2 so eingestellt, daß die Ladelampe flackert. Parallelschaltung mehrerer Ladeschaltungen ist theoretisch am Schleifer des Potentiometers R 2 möglich.

Tabelle der technischen Daten

Betriebsspannung: 11 V ± 10 %, 50 Hz
Lade-Endspannung: max. 4,5 V
maximaler Ladestrom: 200 mA
Ladezeit: etwa 3 Std.

(Nach Siemens-Halbleiter-Schaltbeispiele 1971.)



Schaltung eines Ladegerätes für DEAC-Batterien

Kay Rehlich

Lichtorgel mit proportionaler Helligkeit

Bei einfachen Lichtorgelschaltungen nimmt die Lampe zwei Zustände an (hell bzw. dunkel). Der Thyristor oder Triac ist entweder leitend oder er sperrt. Soll die Helligkeit der Lampe proportional der Lautstärke sein, so muß die Zweipunktsteuerung des Thyristors durch eine Phasenanschnittssteuerung ersetzt werden. Der Stromflußwinkel muß bei lauter Musik größer und bei leiser Musik kleiner werden *(Bild 1)*.

Es gibt zwei Möglichkeiten der Phasenanschnittssteuerung, nämlich die Vertikal- und die Horizontalsteuerung des Thyristors. Bei der Vertikalsteuerung wird die Abhängigkeit der zum Zünden notwendigen Anodenspannung vom Gatestrom genutzt. Die Anodenspannung muß bei kleinem Gatestrom hoch sein, damit ein Durchbrechen der pn-Übergänge erfolgen kann. Wird der Gatestrom größer, so reicht eine kleinere Anodenspannung zum Zünden aus. Die Vertikalsteuerung arbeitet jedoch nur im Bereich von 0° bis 90° (Idealfall) also zwischen voller und halber Helligkeit. Will man eine Steuerung zwischen dunkel und hell erreichen, so muß man zur Horizontalsteuerung greifen. Die Horizontalsteuerung wird durch eine zeitliche Verschiebung des Steuerimpulses für das Gate erreicht. Der Thyristor wird im Bereich zwischen 0° und 180° angesteuert. Es ist nötig, die Schaltung mit den Nulldurchgängen der Netzspannung zu synchronisieren. Bei der Lichtorgel muß der Zündzeitpunkt von der Eingangsspannung abhängen. Ist die Lautstärke groß und damit auch die Eingangsspannung, so muß die Lampe hell sein, der Stromflußwinkel muß also groß sein, und der Zündimpuls steuert den Thyristor kurz nach den Nulldurchgängen durch.

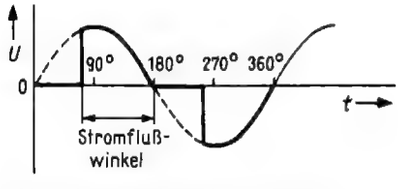


Bild 1. Phasenanschnitt der Netzspannung

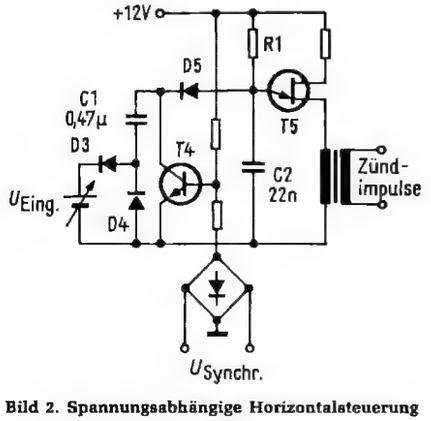


Bild 2. Spannungsabhängige Horizontalsteuerung

Die spannungsabhängige Horizontalsteuerung

Die Synchronisation der Schaltung wird durch den Transistor T 4 erreicht *(Bild 2)*, dieser wird bei den Nulldurchgängen der Netzspannung leitend. Dadurch werden die Kondensatoren C 1 und C 2 entladen und über den Widerstand R 1 aufgeladen, bis die Höckerspannung des Unijunktion-Transistors erreicht ist. Dieser Halbleiter wird schlagartig leitend und entlädt die Kapazität C 2 über den Zündtransformator. Durch die nun sperrende Diode D 5 wird der Kondensator C 1 vom Emitter der Stufe T 5 abgetrennt, und die Bauelemente R 1, C 2 und T 5 arbeiten jetzt als Generator. Der Triac erhält bis zum nächsten Nulldurchgang ständig Zündimpulse. Die Ladezeit des Kondensators C 1 bestimmt den Stromflußwinkel. Beträgt die Eingangsspannung 0 V so wird die Höckerspannung nicht vor dem nächsten Synchronisationsimpuls erreicht, der Triac zündet also nicht. Je höher die Eingangsspannung wird, desto mehr nimmt der Strom durch C 1 ab, und die Höckerspannung von Transistor T 5 wird früher erreicht *(Bild 3)*.

Die Schaltung

Der Transistor T 1 dient zur Spannungsverstärkung und T 2 und T 3 arbeiten als Impedanzwandler *(Bild 4)*. Um den Arbeitsbereich der Schaltung zu erweitern, wurde eine automatische Regelung eingebaut, die den Eingang bei höheren Spannungen unempfindlicher macht. Bei hohen Eingangsspannungen wird der Kondensator C 6 über die Diode D 2 und den 150-kΩ-Widerstand geladen. Die Basisvorspannung von Transistor T 1 wird höher und damit der Eingang unempfindlicher.

Als Transistoren können auch andere npn-Silizium-Typen verwendet werden. Deren Daten müssen jedoch mindestens U_{CE} = 20 V, B = 100 und I_C = 300 mA aufweisen. Anstatt des Triacs 40576 können auch kleinere Typen oder Thyristoren eingebaut werden. Bei Thyristoren vermindert sich jedoch die Helligkeit um die Hälfte. Mit dem Potentiometer P 1 wird die Eingangsempfindlichkeit der Lichtorgel eingestellt, und mit dem Einsteller P 2 läßt sich die Grundhelligkeit, unabhängig vom Eingangssignal, zwischen *Dunkel* und *Hell* verändern. Mit dem Kondensator C 3 kann man ein starkes oder schwächeres Flakkern des Lichtes erzielen. Sein Wert sollte im Bereich von 10 µF (stark) bis 100 µF (schwach) liegen.

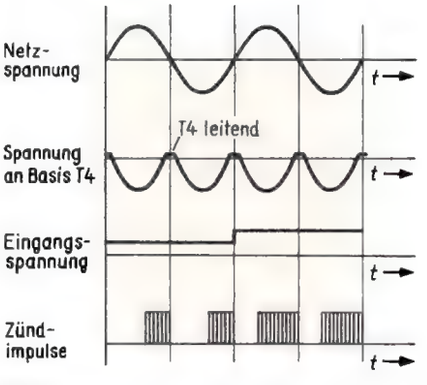


Bild 3. Impulsdiagramm der Schaltung von Bild 2

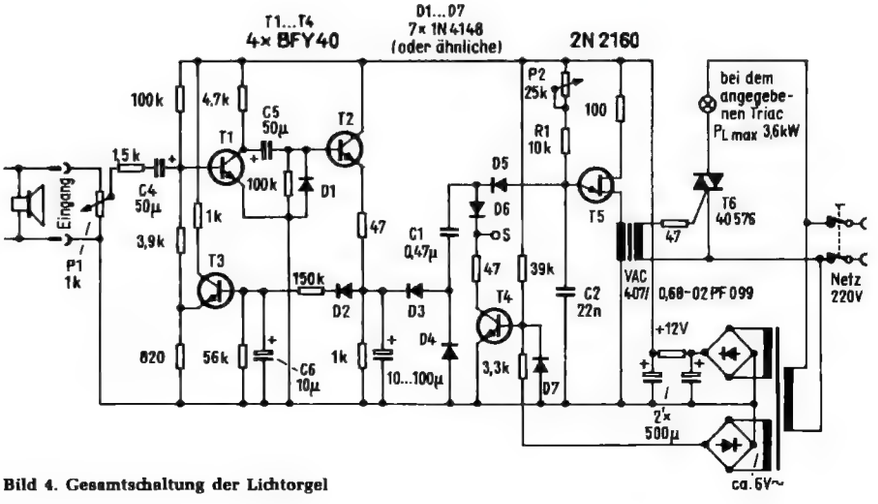


Bild 4. Gesamtschaltung der Lichtorgel

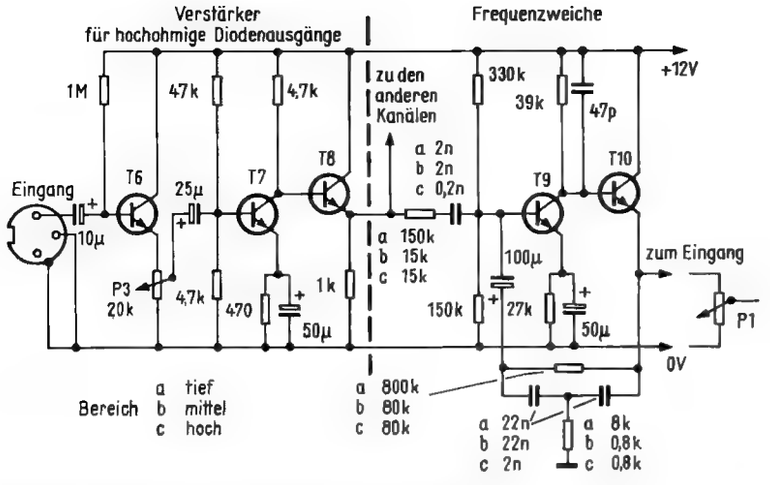


Bild 5. Vorverstärker und Frequenzweiche für die Lichtorgel

Soll die Schaltung mehrkanalig aufgebaut werden, so reicht eine Synchronisationsschaltung (T 4 und Gleichrichter). Punkt *S* führt dann zu den anderen Kanälen. Gegebenenfalls muß der 39-kΩ-Widerstand an der Basis von T 4 verkleinert werden. In der einkanaligen Ausführung entfällt die Diode D 6.

Zusatzschaltungen

Die Wirkung der Lichtorgel läßt sich durch eine mehrkanalige Anlage verstärken. Aus der Musik werden bestimmte Frequenzen ausgefiltert, die dann getrennte Lampen steuern. Die Schaltung nach *Bild 5* teilt das Frequenzband in drei Bereiche: Tiefen, Mittellagen und hohe Töne. Die Bereiche liegen um 100, 1000 und 10 000 Hz. Da die Frequenzweiche schmalbandig genug ist, lassen sich durch Abänderung der RC-Glieder weitere Kanäle aussieben. **Zum Anschluß der Frequenzweichen an die Lichtorgel führt der Emitter von T 10 an das Potentiometer P 1 anstelle des Lautsprechers.**

Soll die Lichtorgel nicht an den Lautsprecher angeschlossen werden, um z. B. die Lautstärkeeinstellung des Verstärkers oder Radios nicht wirksam werden zu lassen, so muß die Anlage an einen Diodenausgang angeschlossen werden. Dazu ist die Lichtorgel mit einem hochohmigen Eingangsverstärker zu versehen. Der Transistor T 6 des Vorverstärkers dient als Impedanzwandler. Mit dem Potentiometer P 3 läßt sich die Empfindlichkeit der Anlage einstellen. Die Stufe T 7 arbeitet in Emitterschaltung zur Spannungsverstärkung. Durch T 8 erhält der Vorverstärker einen niederohmigen Ausgang, der es ermöglicht, mehrere Frequenzweichen anzuschließen. Soll keine Frequenzweiche angeschlossen werden, aber dennoch ein hochohmiger Eingang vorhanden sein, so wird der Eingang der Lichtorgel direkt an den Vorverstärker angeschlossen. Das Potentiometer P 1 wird dann durch den Emitterwiderstand von T 8 ersetzt.

Dipl.-Ing. W. Küster

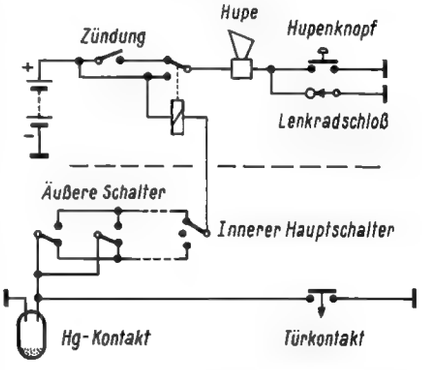
Diebstahlsicherung für PKW

Die Türkontakte können für eine einfache Diebstahlsicherung verwendet werden. Voraussetzung für diese einfache Schaltung ist, daß man an der Außenseite des Fahrzeuges, z. B. unter dem Kühlergrill, oder beim VW unter der Abdeckung für die hintere Kennzeichenbeleuchtung, einen Schalter versteckt einbauen kann, der mehrere Schaltstellungen aufweist. Wenn man z. B. zwei Wechselschalter oder besser ein kleines Drucktastenaggregat versteckt anbringt, dann können nur diejenigen Personen von außen ein- und ausschalten, denen die richtige Schalterstellung bekannt ist. Die Sicherheit läßt sich noch erhöhen, wenn bei bestimmten Schalterstellungen direkt die Hupe in Tätigkeit gesetzt wird.

Am besten ist es, für den Alarm eine besondere Hupe oder dergleichen einzubauen, die von außen nicht erreichbar ist. Soll die vorhandene Hupe für den Alarm mit verwendet werden, so ist beim VW zu beachten, daß die Hupe erst mit eingeschalteter Zündung betriebsbereit wird, weil der Bolzen des Lenkradschlosses in blockierter Stellung den Hupenkontakt überbrückt. Deshalb muß man ein Relais einbauen, das im Alarmfalle die Hupe auf ein direktes Batteriekabel umschaltet. Der Alarm kann dann nur ertönen, wenn das Lenkradschloß abgeschlossen und der Schlüssel herausgezogen ist, so daß der Schließbolzen die Lenksäule berührt.

Alles weitere ist aus dem *Bild* ersichtlich; es ist empfehlenswert, eine Wechselschaltung zu wählen, damit man nach Wunsch durch Umschalten eines im Wageninnern angebrachten Hauptschalters die Schaltstellung der äußeren Schalter von Tag zu Tag verändern kann.

Eine unverschlossene Motorhaube läßt sich auf einfachste Weise sichern, indem man an ihr z. B. einen Hg(Quecksilber)-Kontakt anbringt, der beim Öffnen der Motorhaube kippt und dadurch in gleicher Weise wie die Türkontakte die Alarmanlage auslöst.



Diebstahlsicherung für Pkw

Weil ein Dauerton der Hupe bei uns verboten ist, wird bei dieser vereinfachten Schaltung der Hupton sofort mit Schließen der Tür wieder beendet. Es könnte auch ein Zeitrelais für etwas längere Hupdauer eingebaut werden. Für Fahrten in südliche Länder kommt eventuell ein Selbsthalterelais in Betracht, das nur vom Autobesitzer wieder abgestellt werden kann. Voraussichtlich dürfte jedoch bereits der Überraschungseffekt auch bei der einfachsten Schaltung in den meisten Fällen genügen, um unerwünschte Eindringlinge zu verscheuchen.

Hinweis für unsere Leser

Bei Zuschriften an den Verlag bitten wir im Interesse einer schnelleren Erledigung für Anfragen an den Vertrieb, die Redaktion, die Leserauskunft und die Anzeigenabteilung jeweils **getrennte Blätter** zu verwenden. Die Aufteilung an die Sachbearbeiter sichert eine gleichzeitige Bearbeitung und damit für Sie eine raschere Antwort. **Redaktion FUNKSCHAU, 8 München 37, Postfach 37 01 20.**

Frequenzumsetzer für Modulationsgrad-Messungen

Beim Abgleich von Funksprech-Amateur- und Fernsteuersender treten oft Schwierigkeiten auf, weil Amateuren die Meßgeräte fehlen, die zum Abgleich notwendig sind. Dieser Beitrag beschreibt eine elegante Lösung dieses Problems.

Um eine Modulationsgradkontrolle an einem Sender vorzunehmen, braucht man eigentlich einen Hf-Oszillografen, der aber in vielen Fällen nicht zur Verfügung steht. Die richtige Einstellung des Modulationsgrades ist z. B. bei Fernsteuersendern unerläßlich, soll die Anlage einwandfrei arbeiten. Fehlt ein Hf-Oszillograf, so kann man sich dadurch behelfen, daß man die Hf des Senders direkt an die Platten eines Nf-Oszillografen anschließt und so die Trägerfrequenz sichtbar macht. Diese Methode läßt sich jedoch nur bis zu Frequenzen von etwa 20 MHz anwenden und da auch nur sehr dürftig, da die von der Oszillografenröhre angezeigten Kurven recht klein sind (bei Sendeleistungen von etwa 0,5 W), was zur Folge hat, daß ihre Auswertung ungenügend und beschwerlich ist.

Weit bessere Ergebnisse erzielt man mit einer Methode, die zwar nicht neu, doch für diesen Zweck leider viel zu wenig bekannt ist. Gemeint ist das Überlagerungsprinzip zweier verschiedener Frequenzen, aus denen dann eine dritte Frequenz gewonnen wird, die viel niedriger ist als die beiden ersten. Diese niedrige Zwischenfrequenz zeigt ein einfacher Oszillograf an. Dieses Prinzip wird in jedem Superhet angewendet, und auch beim Abgleich von Sendern hat es sich ausgezeichnet bewährt.

Die zu messende Frequenz des Senders und eine einstellbare zweite Frequenz, die etwa 300 kHz bis 500 kHz höher oder tiefer als die Sendefrequenz liegt und von einem Oszillator erzeugt wird, werden miteinander gemischt. Die so entstehende Zwischenfrequenz wird verstärkt und auf den X-Eingang eines Nf-Oszillografen gegeben. Da fast alle einfachen Oszillografen Frequenzen von 300 kHz bis 500 kHz noch gut anzeigen, hat man so die Möglichkeit, die zu überprüfenden Sendefrequenzen auf dem Schirm gut sichtbar zu machen. Verzerrungen, Über- oder Untermodulation sind einwandfrei erkennbar, und man kann durch geeignete Maßnahmen Abhilfe schaffen.

Ein solches Gerät kann in ein Teko-Gehäuse eingebaut werden, es erweist sich als nützliches Hilfsmittel beim Abgleich von Sendern. Wie aus *Bild 1* zu ersehen ist, arbeitet das Gerät mit nur drei Transistoren. Absichtlich wurde ein variabler Oszillator verwendet und kein quarzgesteuerter, damit man die jeweils am geeignetsten erscheinende Zwischenfrequenz einstellen kann. Die zu überprüfende Hf-Spannung eines Senders gelangt über eine Koppelspule an die Buchsen 3 und 5 oder über eine in Buchse 3 gesteckte Antenne (Stabantenne) und den Kondensator C 7 an die Basis von Transistor T 2. Der Oszillator T 1 erzeugt eine zweite Hf-Spannung, die um etwa 300 kHz bis 500 kHz niedriger liegt als die Hf-Spannung des Fernsteuersenders. Angenommen, die Frequenz des Senders liegt bei 27,1 MHz und der Oszillator erzeugt eine Frequenz von 26,7 MHz. Daraus ergibt sich ein Frequenzunterschied von 400 kHz (27,1 MHz – 26,7 MHz = 0,4 MHz). Diese Hf-Spannung gelangt über den Kondensator C 6 an den Emitter der Mischstufe T 2. Im Transistor T 2 werden beide Frequenzen miteinander gemischt und am Kollektor von T 2 steht eine Zwischenfrequenz von 400 kHz zur Verfügung. Da nur diese „langsame" Frequenz im Oszillografen sichtbar gemacht werden soll, leitet der Kondensator C 8 die beiden anderen Hf-Spannungen von 27,1 MHz und 26,7 MHz gegen Masse. Die Zwischenfrequenz von 400 kHz wird in der nachgeschalteten Verstärkerstufe T 3 verstärkt und gelangt an die Ausgangsbuchse 4. Von hier aus kann sie abgenommen und einem Oszillografen (X-Ablenkung) zugeführt werden. Die Hf-Ausgangsspannung beträgt gut 1 V, sie ist also genügend hoch, um im Oszillografen deutlich angezeigt zu werden.

Der Oszillator ist frei durchstimmbar. Seine Frequenz kann durch Verdrehen des Eisenkerns in der Spule L oder mit Hilfe des Drehkondensators C verändert werden. Die Oszillatorspannung wird am Kollektor von T 1 abgenommen und gelangt über C 6 an den Emitter von Transistor T 2. Die Hf-Spannung des zu überprüfenden Senders wird an der Basis eingespeist, beide Frequenzen mi-

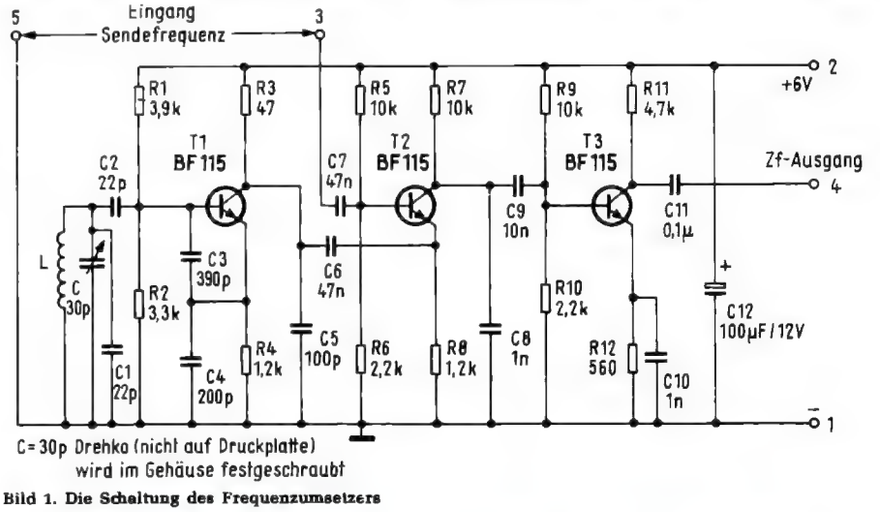


Bild 1. Die Schaltung des Frequenzumsetzers

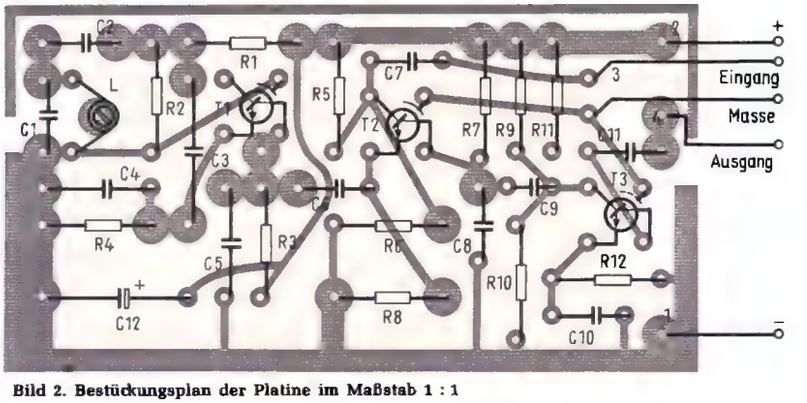
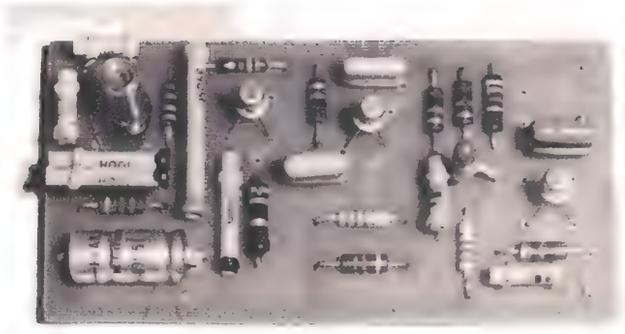


Bild 2. Bestückungsplan der Platine im Maßstab 1 : 1



▲ Bild 3. Ansicht der Platine von der Bestückungsseite

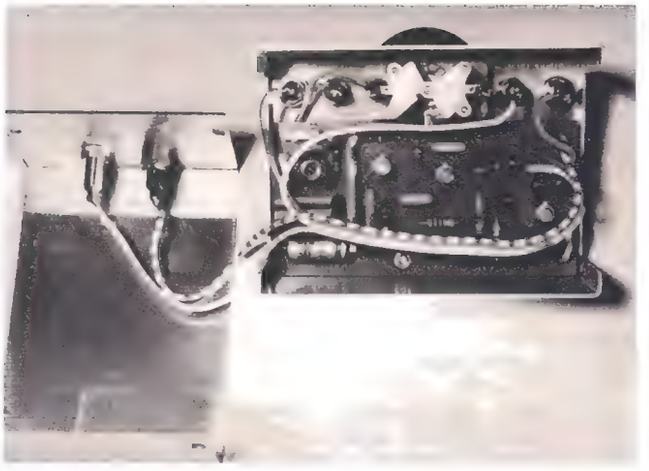


Bild 4. ▶ Blick in das geöffnete Gerät

schen sich, so daß am Kollektor von T 2 die Zwischenfrequenz abgenommen werden kann. Sie gelangt über den Tiefpaß C 8/C 9/R 10 an die Basis von Stufe T 3.

Zum Aufbau des Hilfsgerätes dient eine Platine mit den Abmessungen 95 mm × 50 mm. Die Lage der Bauteile ist aus *Bild 2* ersichtlich. Um gegen äußere Einstrahlung geschützt zu sein, wird das Gerät in ein Teko-Gehäuse aus Aluminiumblech eingebaut. Der Abstimmkondensator C kann von außen bedient werden. Um das Gerät klein und nicht zu teuer zu halten, wurde auf den Einbau eines eigenen Netzteiles verzichtet. Die Speisung (6 V/6 mA) erfolgt aus Batterien oder einem Labornetzgerät.

An der Oszillatorstufe stehen folgende Hf-Spannungen:

Kollektor	= 80 mV
Emitter	= 170 mV
Basis	= 300 mV

Bei einer Eingangsspannung von weniger als 10 mV stehen am Ausgang des Zf-Verstärkers etwa 1,2 V Meßspannung zur Verfügung. Um eine gute Kurvenform der Ausgangsspannung zu erhalten, sollte ein Wert von 1 V nicht überschritten werden. Mit einem Spannungsmeßgerät (20 000 Ω/V) wurden beim Mustergerät folgende Gleichspannungen gemessen:

Transistorstufe	T 1	T 2	T 3
Kollektor	+ 5,8 V	+ 2,3 V	+ 2,3 V
Emitter	+ 4,6 V	+ 0,4 V	+ 0,4 V
Basis	+ 5,2 V	+ 1 V	+ 1,1 V

Die *Bilder 3* und *4* veranschaulichen den Aufbau des kleinen Hilfsgerätes. Die Spezialteile nennt die *Tabelle*.

Im Gerät verwendete Spezialteile

L = 8 Windungen 0,5 Ø CuL auf Spulenkörper 6 mm Ø
C = Drehkondensator 30 pF
1 Teko-Gehäuse 3 B, Abmessungen 72 mm × 102 mm × 44 mm
1 Drehknopf
3 isolierte Telefonbuchsen
3 blanke Telefonbuchsen
Alle Widerstände 0,25 W
C 1...C 5 = keram. Rohrkondensatoren
C 6...C 8 und C 10, C 11 = Waffelkondensator
C 9 = Standkondensator

Kombiniertes Digital- und Zeigerinstrument

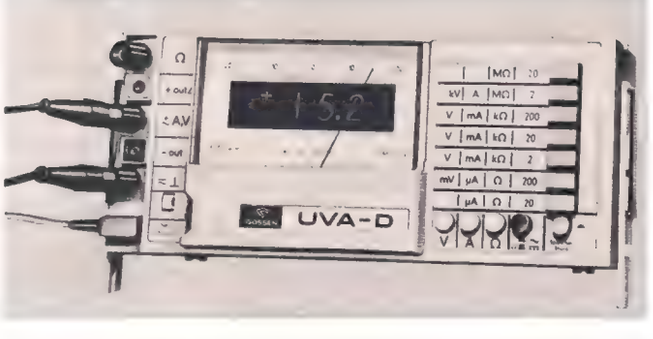
Digitalmeter haben den großen Vorteil, daß sich die Meßwerte schnell und eindeutig ablesen lassen. Das bedeutet in der Servicewerkstatt eine große Erleichterung beim Durchtasten von Spannungswerten oder Widerstandsgrößen anhand des Kundendienstschaltbildes. Die Digitalanzeige springt förmlich in die Augen, wenn man unmittelbar vorher den in das Schaltbild eingetragenen Zahlenwert gelesen hat.

Andererseits gibt es Prüfarbeiten, bei denen man auf die Tendenz der Zeigerbewegung nicht verzichten kann, z. B. beim Abgleichen von Schwingkreisen auf Maximum oder beim Justieren des Nulldurchganges eines Ratiodetektors. Hierfür muß also weiterhin ein Zeigerinstrument auf dem Arbeitsplatz vorhanden sein.

Bei Gossen hat man diese Notwendigkeit erkannt und nun ein sehr praktisches kombiniertes Digital-Analog-Vielfachmeßgerät herausgebracht *(Bild)*. Vor dem vierstelligen Digitalanzeigefeld ist dabei zusätzlich ein Drehspul-Spannbandmeßwerk mit Skala und Zeiger angeordnet. Die Skalenlänge beträgt 40...0...40 mm. Die 29 Meßbereiche werden an einer übersichtlichen Drucktastenmatrix geschaltet, und zwar zugleich für das Digital- und für das Zeigermeßwerk. Stellt sich also wie im Bild ein Digitalwert von + 15,27 ein, dann schlägt auch der Zeiger auf rund + 15 Skalenteile aus. Selbstverständlich wird man jedoch das Zeigerinstrument vorwiegend für Abgleicharbeiten verwenden, um Nulldurchgänge, Maxima oder Minima zu erkennen.

Für die ziffernmäßige, also digitale Erfassung von Meßwerten hat man bei Gossen sich noch eine sehr nützliche Erweiterung ausgedacht. Durch Drücken einer mit „Speicher" bezeichneten Taste wird der jeweils digital angezeigte Wert festgehalten. Man kann dann die Meßleitung aus der Hand legen und den gespeicherten Wert in Ruhe ablesen und in den Meßbericht eintragen.

Die Meßbereich-Endwerte dieses mit UVA-D bezeichneten neuen Vielfachmeßgerätes gehen von 200 mV bis 1000 V Gleich- oder Wechselspannung bei einem Eingangswiderstand von 10 MΩ. Ströme werden in den Bereichen 20 µA bis 2 A gemessen, und zwar ebenfalls sowohl Gleichströme als auch Wechselströme. Der maximale innere Spannungsabfall beträgt dabei 0,2 V. Ferner werden Widerstandswerte von 20 Ω bis 20 MΩ erfaßt. Der Eingang ist erdfrei. Trotz kleiner Abmessungen (261 mm × 110 mm × 100 mm) hat das Gerät einen Schreiberausgang, einen Druckerausgang, einen elektromagnetischen Überlastschalter, und es zeigt automatisch Polarität, Stromart und Überlastung an. Drucker- und Schreiberausgang sind für Prüffeldanwendungen von Vorteil, um automatisch Meßprotokolle zu erstellen. Das Gerät wird aus dem Lichtnetz betrieben. Es kann in Tafeln oder Pulte eingebaut werden, da sämtliche Bedienungselemente an der Frontseite angeordnet sind. Li



Kombiniertes Digital-Analog-Vielfachmeßgerät Typ UVA-D von Gossen

Temperaturabhängige Steuerung eines Lüftermotors

Udo Horn

Die einem Verbraucher zugeführte elektrische Energie kann z. B. über einen Regeltransformator oder über einen veränderlichen Vorwiderstand gesteuert werden. Diese Methoden sind jedoch entweder sehr aufwendig oder arbeiten mit zu großem Energieverlust. Außerdem erfordert die Automatisierung einer solchen Leistungssteuerung in beiden Fällen einen Stellmotor. Eine viel günstigere Leistungssteuerung läßt sich mit Thyristoren durchführen.

Die in *Bild 1* gezeigte Schaltung von Intermetall ist zur temperaturabhängigen Drehzahleinstellung eines Elektromotors, z. B. eines Spaltpol-Lüftermotors in einer elektrischen Speicherheizung, geeignet. Die Schaltung arbeitet nach der sogenannten *Phasenanschnittsteuerung*, d. h. der Thyristor, der als Schalter in Serie zum Verbraucher liegt, wird erst bei einem bestimmten, einstellbaren Wert der positiven, sinusförmigen Netzspannungshalbwelle gezündet. Je nach Größe des Stromflußwinkels, d. h. der Zeit von der Zündung des Thyristors bis zum Ende der positiven Halbwelle der Netzspannung, bei dem der Thyristor gelöscht wird, wird dem Verbraucher mehr oder weniger Energie zugeführt.

Die Schaltung

Zwischen Motorwicklung und Thyristor liegt ein Brückengleichrichter, um beide Halbwellen der Netzspannung auszunutzen. Bei gesperrtem Thyristor liegt die volle Spannung (Verlustwiderstände von Motor und Gleichrichter vernachlässigt) am Thyristor. Gleichzeitig findet eine Teilung dieser Spannung im Verhältnis des Vorwiderstandes R 9 zum Gesamtwiderstand der übrigen Transistorschaltung statt. Die dadurch an der Transistorschaltung liegende sinusförmige Spannung wird durch die Z-Diode abgeschnitten, und erhält eine Trapezform. Parallel zur Z-Diode liegt eine Temperaturmeßbrücke, bestehend aus dem Thermistor R 1, den Potentiometern R 2 und R 3, den Widerständen R 5 und R 6 sowie dem Widerstand R 4 und der Basis-Emitterstrecke des Transistors T 1 im Diagonalzweig.

Ist die Temperaturmeßbrücke im Gleichgewicht, haben Basis und Emitter von T 1 gleiches Potential, und T 1 ist gesperrt. Nimmt der Widerstandswert des Thermistors R 1 infolge sinkender Umgebungstemperatur zu, steigt die Spannung an der Basis-Emitterstrecke von T 1 in Durchlaßrichtung an, und es beginnt ein Strom zu fließen, der den Kondensator C auflädt. Erreicht die Spannung am Kondensator C einen Wert, der um die Schwellspannung über der Spannung liegt, die sich an der Basis des Transistors T 2 infolge des Spannungsteilers R 7/R 8 einstellt, macht die aus den beiden Transistoren T 2 und T 3 gebildete Kippstufe auf, und der Thyristor wird gezündet.

Diese sogenannte Impulszündung hat den Vorteil, daß sich Exemplarstreuungen der Thyristor-Zündkennlinie nicht auswirken. Der Thyristor bleibt solange geöffnet, bis die Halbwelle der Netzspannung auf Null abgesunken ist und er erneut sperrt. Während der Zeit, in der der Thyristor geöffnet ist, liegt keine Spannung an der Z-Diode. Damit kann sich trotz verstimmter Temperaturmeßbrücke der Kondensator C nicht schon wieder aufladen. Erst mit Beginn der nächsten Halbwelle entsteht wieder eine Spannung an der Transistorschaltung. Mit der durch die Z-Diode erzeugten Trapezspannung erfolgt also die Synchronisierung der Schaltung mit der Netzspannung.

Je größer die Verstimmung der Temperaturmeßbrücke ist, desto weiter ist T 1 geöffnet und desto schneller erfolgt die Aufladung von C und damit die Zündung des Thyristors während einer Halbwelle. Der Stromflußwinkel ist größer, und es wird mehr Energie aus dem Netz entnommen. Der Lüftermotor in einer Speicherheizung dreht sich schneller, und die Raumtemperatur steigt. Dadurch nimmt der Wert von R 1 ab, die Spannung an der Brückendiagonale wird kleiner, T 1 macht weiter zu, C lädt sich langsamer auf, und der Thyristor wird im Verlauf der Halbwelle später gezündet; die Drehzahl des Lüftermotors nimmt ab, bis beim Gleichgewicht der Temperaturmeßbrücke der Motor steht.

Der Stromflußwinkel der hier beschriebenen Schaltung läßt sich zwischen 0 und etwa 150° verändern, wenn man die gesamte Länge einer Halbwelle mit 180° gleichsetzt. Ein Stromflußwinkel von 180° läßt sich nicht erreichen, da immer erst die Trapezspannung vorhanden sein muß, damit sich der Kondensator C aufladen kann.

Diese Spannung mit einem Ladekondensator parallel zur Z-Diode zu glätten, ist nicht sinnvoll, da dann die Synchronisation mit der Netzspannung wegfällt. Die Trapezspannung ändert also je nach Größe des Stromflußwinkels ihr Tastverhältnis.

Durch Verändern des Wertes von R 2 läßt sich nun in Grenzen die Temperatur wählen, bei der die Temperaturmeßbrücke im Gleichgewicht sein soll. Vergrößert man z. B. den Wert von R 2, so

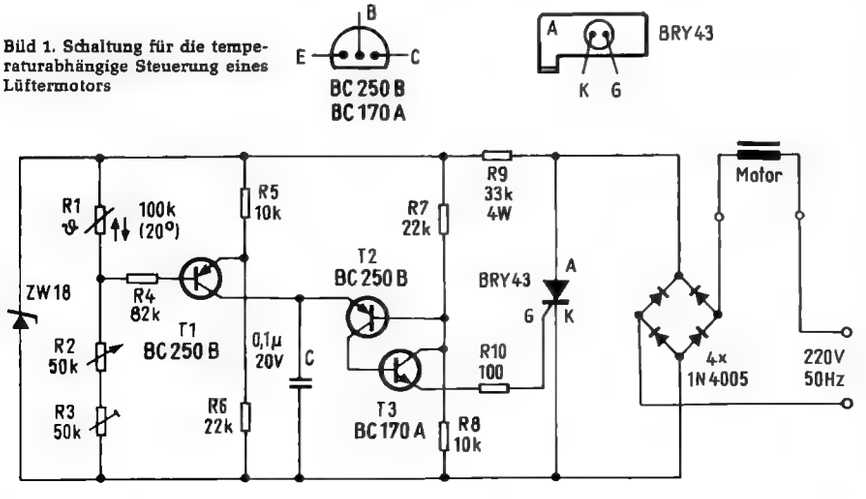
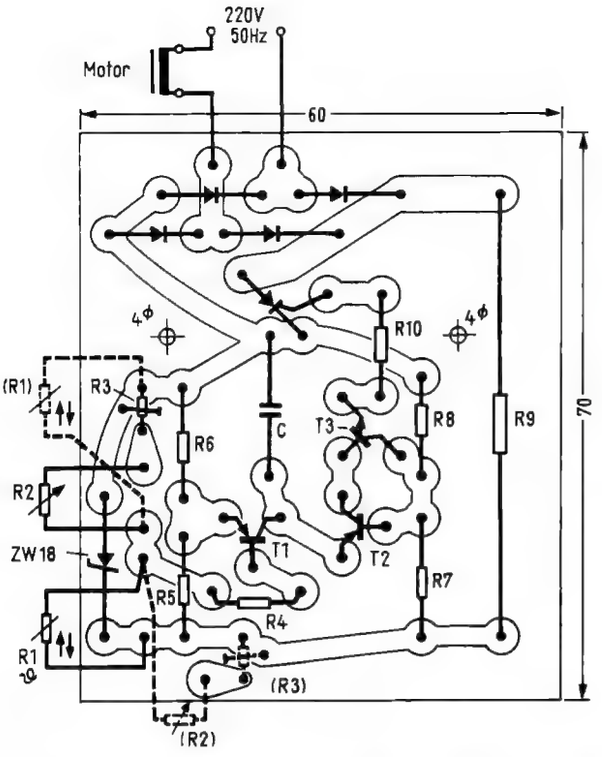
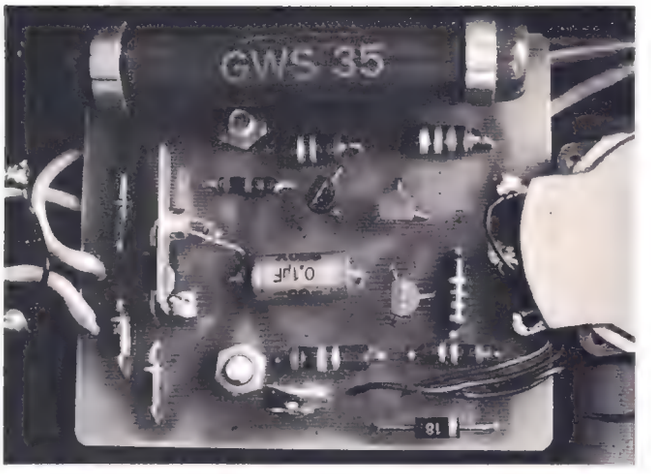


Bild 1. Schaltung für die temperaturabhängige Steuerung eines Lüftermotors





▲ Bild 4.
Die bestückte Platine mit der Schaltung nach Bild 1 (Aufnahmen: Kriebel)

◀ Bild 2. Bestückungsplan der in Bild 1 gezeigten Schaltung (Bestückungsseite)

ist die Meßbrücke bei einer niedrigeren Temperatur im Gleichgewicht. Erst wenn die Umgebungstemperatur diesen Wert unterschreitet, setzt sich der Lüftermotor in Bewegung.

Der Aufbau

Bild 2 zeigt eine Platine und den dazugehörigen Bestückungsplan. *Bild 3* ist ein Foto des Aufbaus dieser Schaltung mit dem herausgeführten, als Temperaturfühler dienenden Thermistor sowie dem Bedienungsknopf des Potentiometers R 2, mit dem sich die gewünschte Temperatur einstellen läßt. Vorher muß man sich dann allerdings diesen Aufbau eichen, z. B. in einer Versuchsreihe mit einem normalen Thermometer als Vergleichsinstrument. Die Temperatur bei einer Endstellung des Potentiometers R 2 läßt sich dabei mit dem Trimmpotentiometer R 3 einstellen.

Außerdem wurden, wie man in Bild 3 sieht, die für den Lüftermotor vorgesehenen Anschlüsse mit einer auf das Gehäuse montierten Schukosteckdose verbunden. Die Schutzerde des zu dem Gehäuse hinführenden Netzkabels ist direkt mit den Schutzkontakten der Steckdose verbunden. Damit kann man einen normalen Lüftermotor mit Schukostecker benutzen, wenn man z. B. diese Regelschaltung als temperaturabhängigen Ventilator verwenden will. Zu diesem Zweck müssen nur die oberen mit den unteren Zweigen der Temperaturmeßbrücke vertauscht werden. Der Lüftermotor läuft dann um so schneller, je höher die Umgebungstemperatur gegenüber der mit R 2 eingestellten Temperatur ist.

Zur Vereinfachung dieses Umbaus sind auf der Platine zusätzliche Bohrungen vorgesehen (vergleiche die gestrichelt gezeichneten Bauelemente in Bild 2, außerdem müssen die Widerstände R 5 und R 6 vertauscht werden). *Bild 4* zeigt die bestückte Platine, die in dem Gehäuse auf den Schrauben befestigt ist, die auch zur Befestigung der Steckdose dienen.

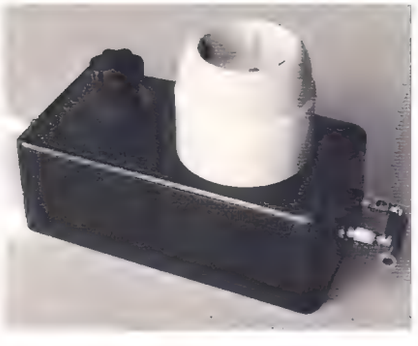


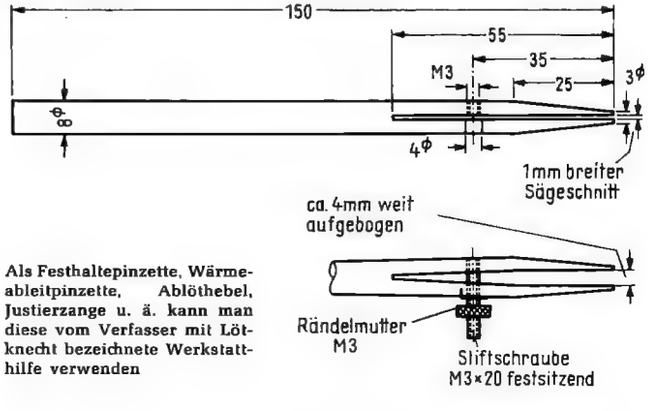
Bild 3. Außenansicht des Mustergerätes

Horst H. Pudig

Vielseitige Löthilfe für den Praktiker

Gar reichhaltig ist das Angebot an Werkzeugen, die uns die Arbeit an den immer enger bestückten Schaltungen erleichtern sollen. Festhalte-, Ablötpinzetten, Ablöthebel, Wärmeableitzangen und Justierhilfen und, und, und ... Meist ist das richtige Instrument doch nicht zur Hand. Ich selbst helfe mir seit Jahren mit einem Gerät, dessen Verwendungszweck ursprünglich ein ganz anderer war. Es handelt sich um eine gewöhnliche Reißfeder, in meinem Reißzeug aus der Schülerzeit sowieso entbehrlich, weil ich lieber mit Tuschefüllern arbeite, wenn ich schon mal mit Tusche zeichnen muß.

Die von mir zweckentfremdete Reißfeder kann auf folgende Art nachgebaut werden: Rohmaterial ist ein Al-Stab mit 8 mm ⌀ und 150 mm Länge. Aluminium verwende ich wegen der Wärmeableitung, und weil Lötzinn schlecht haftet. Eine Seite wird auf 25 mm Länge bis auf 3 mm ⌀ konisch angespitzt (*Bild*). Das



Als Festhaltepinzette, Wärmeableitpinzette, Ablöthebel, Justierzange u. ä. kann man diese vom Verfasser mit Lötknecht bezeichnete Werkstatthilfe verwenden

geht notfalls in einer Bohrmaschine mit der Feile. Dieses angespitzte Ende wird nun mit der Metallsäge 55 mm tief und 1 mm breit geschlitzt. Als nächstes folgen die Gewindebohrung M 3 und das Durchgangsloch 4 mm ϕ, von der Spitze 35 mm entfernt. Nun muß der Sägeschnitt in der Mitte noch auf 4 mm aufgebogen werden. Eine Stiftschraube M 3 × 20 mm, festsitzend eingeschraubt, und eine Rändelmutter M 3 vervollständigen das Werkzeug. Wenn die Möglichkeit besteht, sollte das Griffstück mit einem Kreuzrändel versehen und das ganze Teil der besseren Haltbarkeit wegen eloxiert werden.

Weitere Beiträge mit praxisnahen Themen aus der KW-Amateurtechnik:

Modulator für Fuchsjagd- und Bakensender Seite 732

Frequenzumsetzer für Modulationsgrad-Messungen Seite 733

Jean Hamel

Klangeinsteller für Nf-Verstärker

Aus verschiedenen im folgenden genannten Gründen ist eine stufenweise Einstellung des Frequenzganges bei Nf-Verstärkern recht vorteilhaft:

1. Die Eckfrequenz bei der Tiefenanhebung kann verschoben werden. Man kann die tiefsten als auch die hohen Frequenzen, die häufig durch die Lautsprecher- und Raumcharakteristik als auch durch unterschiedliche Frequenzgänge der Tonquellen geschwächt wiedergegeben werden, mit verschieden großer Steilheit anheben, ohne die mittleren Frequenzen zu beeinflussen.

2. Die Gleichlaufgenauigkeit bei Stereobetrieb ist sehr hoch. Sie ist mit Einzelbauelementen leichter einzuhalten als mit Potentiometern.

Die Steilheit der Tiefpaßverstärkung bewegt sich bei der in *Bild 1* gezeigten Schaltung zwischen 4 und 8,5 dB je Oktave, die Hochpaßsteilheit zwischen 3 und 5 dB je Oktave *(Bild 2)*.

Die Schaltung besteht aus einem umschaltbaren Tief- und Hochpaß, der von einer Impedanzwandlerstufe angesteuert wird. Mit den beiden Schaltern lassen sich insgesamt 16 verschiedene Frequenzgänge einstellen. Zusätzlich ist mit einem 50-kΩ-Potentiometer eine kontinuierliche Tiefeneinstellung möglich. Die technischen Daten dieser im Siemens-Applikationslabor entwickelten Schaltung sind aus der *Tabelle* zu entnehmen.

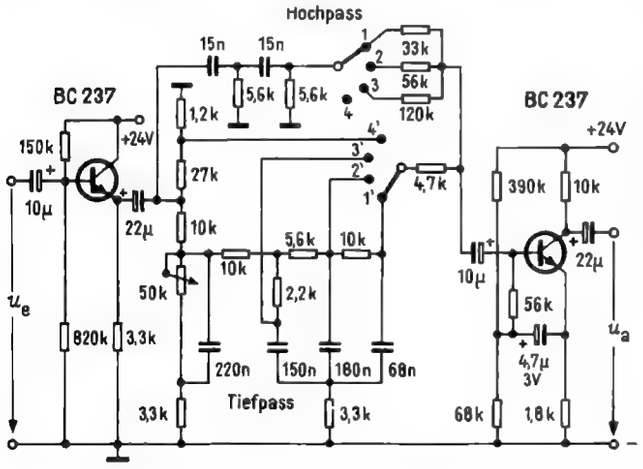


Bild 1. Schaltung des Klangeinstellers für Hi-Fi-Geräte

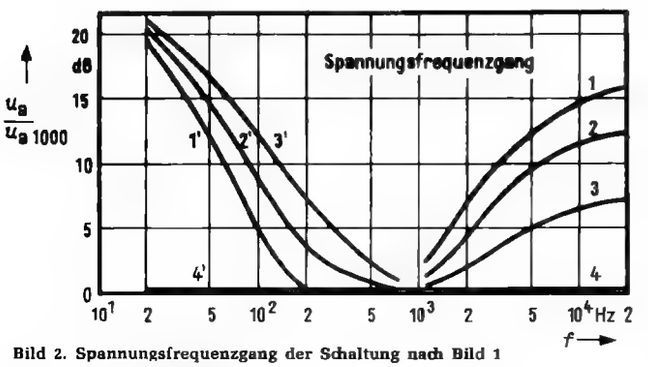


Bild 2. Spannungsfrequenzgang der Schaltung nach Bild 1

Technische Daten des Klangeinstellers

Spannungsverstärkung: – 15 dB

Eingangswiderstand: 135 kΩ

maximale Eingangsspannung: 7,7 V

Ausgangswiderstand: 10 kΩ

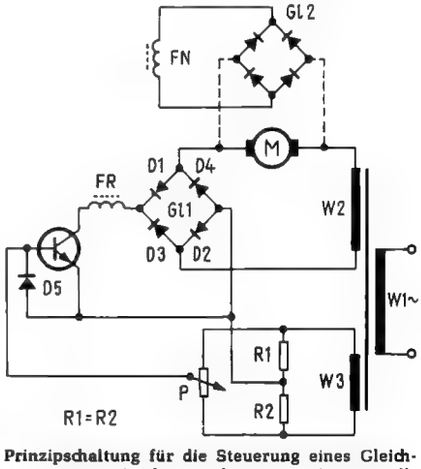
maximale Ausgangsspannung: 1,5 V

maximale Tiefenanhebung: 20 dB

maximale Höhenanhebung: 16 dB

Steuerschaltung für Gleichstrommotor

Die im *Bild* gezeigte Schaltung ist zur kontinuierlichen Drehrichtungssteuerung von Gleichstrom-Kleinmotoren mit permanentem Magnetfeld, Reihenschluß- oder Nebenschlußfeldwicklung gedacht. Der Motor ist in Reihe mit einem Brückengleichrichter Gl 1 an die Sekundärwicklung W 2 eines Netztransformators angeschlossen. Ist der Gleichrichter an seinem Ausgang nicht belastet, so kann kein Strom fließen, und der Motor steht. Dies ist bei Mittelstellung des Potentiometers P der Fall; denn dann ist die aus R 1, R 2 und P gebildete Brücke abgeglichen, d. h. die Basis-Emitter-Spannung des Transistors ist Null, und es kann kein Kollektorstrom fließen. Wird das Potentiometer P aus der Mittelstellung nach einer Seite gedreht, so



Prinzipschaltung für die Steuerung eines Gleichstrommotors (nach Unterlagen von Intermetall)

wird der Transistor je nach Drehrichtung nur während der positiven oder während der negativen Halbwelle der Spannung an W 2 leitend, so daß der Motorstrom nur jeweils in der einen Richtung über D 1 und D 2 oder in der anderen Richtung über D 3 und D 4 fließen kann. So wird der Motor von Halbwellengleichstrom gespeist, dessen Richtung und Stärke von der Stellung des Potentiometers P abhängt. Ein Motor mit Permanentmagnetfeld kann also in beiden Drehrichtungen betrieben werden.

Bei einem Reihenschlußmotor wird die Feldwicklung FR direkt in den Kollektorstromkreis des Transistors eingeschaltet, so daß sie stets in derselben Richtung vom Strom durchflossen wird. Für Motore mit Permanentfeld oder Nebenschlußwicklung ist der Kollektor des Transistors unmittelbar an den Gleichrichter Gl 1 angeschlossen.

Die Feldwicklung FN von Nebenschlußmotoren muß über einen zusätzlichen Brückengleichrichter Gl 2 der Ankerwicklung parallelgeschaltet werden, so daß auch in ihr der Strom nur in einer Richtung fließen kann. Die Diode

D 5 verhindert eine Beanspruchung der Basis-Emitter-Strecke des Transistors in Sperrichtung.

Bemessungshinweise

Im Bild sind aus Gründen der Übersichtlichkeit u. U. erforderliche Störschutzkondensatoren, Freilaufdioden usw. nicht eingezeichnet.

Der Motor wird mit Halbwellengleichstrom betrieben, so daß für volle Leistung der Effektivwert der Wechselspannung an W 2 etwa das 1,5fache der Motornennspannung betragen muß. Auch der Drahtquerschnitt der Wicklung W 2 ist für den 1,5fachen Motornennstrom auszulegen.

Die erforderlichen Grenzwerte für den Transistor sind:

Kollektor-Emitter-Spannung
$U_{CE\,max} > 1{,}5 \cdot U_{eff\,W\,2}$
Kollektorstrom $I_{C\,max} > 1{,}5 \cdot I_{mot\,e}$
(Motoreinschaltstrom)
Leistung $P_{max} > 0{,}5 \cdot U_{eff} \cdot I_{mot\,e}$

Der Gleichrichter Gl 1 wird nach der Spannung an W 2 und dem Motoreinschaltstrom, Gl 2 nach der Spannung an W 2 und dem Strom in der Feldwicklung FN gewählt. Die Spannung der Steuerwicklung W 3 sollte etwa 6...30 V betragen. Nach dieser Spannung werden R 1, R 2 und P bemessen. Beim Anschlag des Schleifers soll der Transistor in der jeweiligen Halbwelle bis auf die Restspannung durchgesteuert sein. R 1, R 2 und P können um so hochohmiger sein, je größer die Stromverstärkung des Transistors ist. Darum empfiehlt es sich u. U., statt eines Transistors mehrere Transistoren in Lin- oder Darlingtonschaltung zu kombinieren. Über die Anwendung der beschriebenen Schaltung für eine Drehantenne berichten wir in Kürze.

Ing. Günther Schellhorn

Küchetta, eine praktische Radioanlage für das Reich der Hausfrau

Bislang fehlt auf dem Markt eine besonders für den Bereich der Hausfrau, also die Küche, ausgebildete Hörrundfunk-Empfangseinrichtung. Dies ist erstaunlich, da hier ein nicht zu unterschätzender Markt seit langem brachliegt. Um so mehr hat der Do-it-yourself-man die Möglichkeit, seiner Lieben mit eigenem Einsatz zu einer hochwertigen Anlage zu verhelfen, die seine persönliche Note trägt.

Nachfolgend wird eine derartige Küchen-Rundfunkanlage beschrieben, die, weil sie sich eines käuflichen Empfangsteiles bedient, von jedem einigermaßen geübten Praktiker leicht herzustellen ist. Zuvor sollen aber die besonderen Gesichtspunkte umrissen werden, denen eine solche Anlage entsprechen soll.

1. Die Arbeit in der Küche ist nicht an einen Ort gebunden, sondern sie verläuft kreuz und quer durch den Raum, daher soll dieser Raum möglichst gleichmäßig beschallt werden.
2. Die Schallabstrahlung ist so zu treffen, daß Reflexionen an den vielen schallharten Flächen moderner Küchen weitgehend vermieden werden.
3. In der Küche herrscht durch Koch- und Bratgeräusche mitunter ein gewisser Störpegel. Dies erfordert eine entsprechend bemessene unverzerrte Schalleistung.
4. Das weibliche Hörerpublikum erscheint unbewußt besonders empfindlich gegen nichtlineare Verzerrungen und wünscht sich weiterhin einen „weichen Klang".
5. Die Bedienung soll möglichst einfach und sinnfällig sein.

Hieraus ergibt sich bereits, daß die vielfach verwendeten Reiseempfänger und kleinen Zweitgeräte diese Forderungen nur unvollkommen erfüllen und deswegen oft auch nur kurze Zeit eingeschaltet werden; ein großformatiges Gerät findet aber in der Küche meist keinen Platz.

Die Musteranlage wurde deswegen in einen kleinen Empfangsteil und einen separaten Lautsprecher unterteilt *(Bild 1)*. Diese auf den ersten Blick unelegante Lösung hat den großen Vorteil, daß man sowohl im Aufbau des Lautsprechers und in der Wahl des Empfangsteiles weitgehend freie Hand hat.

Die Forderungen 1. und 2. werden am einfachsten dadurch erfüllt, daß man den Schallstrahler als Eckenlautsprecher ausbildet. Er hat wegen der einfachen Herstellung die Form eines schmalen Brettes mit den Maßen 30 cm × 80 cm *(Bild 2)*, die untere Wandecke ist durch einen dreieckigen Teil verschlossen. Die Forderung nach geringen nichtlinearen Verzerrungen wird lautsprecherseitig durch getrennte Hoch- und Tieftonkanäle erfüllt. Als Tieftonsystem dient das Philips-System Nr. 2422 257 38 223 mit einem Korbdurchmesser von 19 cm und einer unteren Grenzfrequenz von 70 Hz.

Bild 4. ▶ Steuergerät der Küchettaanlage

Bild 1. Ansicht der Küchen-Radio-Anlage „Küchetta"

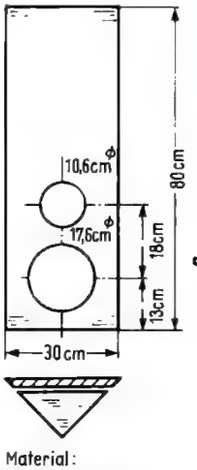


Bild 2. Abmessungen des Eckenlautsprechers

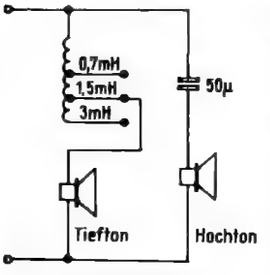


Bild 3. Schaltung der elektrischen Weiche

Das Hochtonsystem ist ein noch vorhandener 13-cm-Zellaton-Lautsprecher mit Hartschaummembran.

Als Ersatz kommt das Philips-System Nr. 2422 257 35 229 in Frage, dessen Frequenzbereich bis 18 kHz reicht. Die elektrische Weiche *(Bild 3)* ist für eine Übergangsfrequenz von etwa 700 Hz ausgebildet, denn es kommt darauf an, daß bereits der Grundtonbereich unterteilt wird und nicht erst der Obertonbereich, was bei einer Grenzfrequenz um

2000...3000 Hz der Fall wäre. Die Drossel stammt von Isophon (0,7/1,5/3 mHy), die Kapazität ist ein bipolarer Elektrolytkondensator von 50 µF mit einer gemessenen Kapazität von 70 µF. Da die tatsächliche Kapazität schwanken kann, muß unter Umständen (ausprobieren!) die 0,7-mHy-Anzapfung gewählt werden. Die Schallwand, die man sich mit den Lautsprecheröffnungen zweckmäßig bei einem Tischler aus 19-mm-Spanplatte herrichten läßt, ist mit einer selbstklebenden Folie (z. B. Alkor) überzogen; die Lautsprecheröffnungen sind von hinten mit Streckmetall abgedeckt. Die Kanten der Lautsprecherausschnitte sind auf der Vorderseite mit Umleimern abgedeckt. Diese werden zwecks besserer Geschmeidigkeit im Backofen auf rund 60 °C erwärmt, etwas reichlich zugeschnitten und mit etwa 2 mm Übermaß im erwärmten Zustand in die Öffnungen eingedrückt. Nach dem Erstarren halten sie dann ohne jeden Klebstoff fest in den Ausschnitten. Zum Aufhängen der Schallwand wird oberhalb des Hochtonsystems eine Holzschraube vorgesehen, von der eine Schnur zu einer in die Wandecke eingesetzten zweiten Holzschraube verläuft. Die Schallwand ist mit Tesamoll an den Wänden abgedichtet.

Als Empfangsteil wurde das Gerät *Sono-clock a* von Grundig gewählt (*Bild 4*). Die sechs Drucktasten ermöglichen eine leichte Wahl von sechs verschiedenen Programmen, die Endleistung von 2 W ist ausreichend, wobei man bedenken muß, daß diese unmittelbar am Lautsprecher zur Verfügung stehen. *Bild 5* zeigt den Nf-Teil des Gerätes. Es besitzt von Haus aus keinen Zweitlautsprecheranschluß, sondern einen Anschluß für Kopfhörer. Diesem sind 100 Ω vorgeschaltet (R 96). Für den Anschluß des Ecklautsprechers wird aus Einfachheitsgründen der Kopfhöreranschluß benutzt und der Widerstand R 56 auf der Platine kurzgeschlossen. Das Lautstärkepotentiometer mit zwei Anzapfungen ist doppelt beschaltet, jeweils für Tiefenanhebung und Höhenanhebung. Die Höhenanhebung erscheint dabei geringer als die Tiefenanhebung, das ergibt den gewünschten „weichen Klang", ohne daß dieser dumpf ist. Der Ein-Ausschalter des Gerätes ist ein Kombischalter mit sehr kleinem Drehgriff und daher etwas unpraktisch in der Bedienung, das ließ sich wohl aus konstruktiven und optischen Gründen nicht anders machen. Das Gerät wird daher beim Verfasser nicht ausgeschaltet, sondern bleibt ständig unter Strom. Es sind keine einer besonderen Abnutzung unterworfenen Teile erkennbar, und das Lautstärkepotentiometer läßt sich wirklich auf eine absolute Nullstellung bringen. Die elektrischen Hauptbauteile für den Eckenlautsprecher (Kleinmaterial, Lautsprechersysteme, elektrische

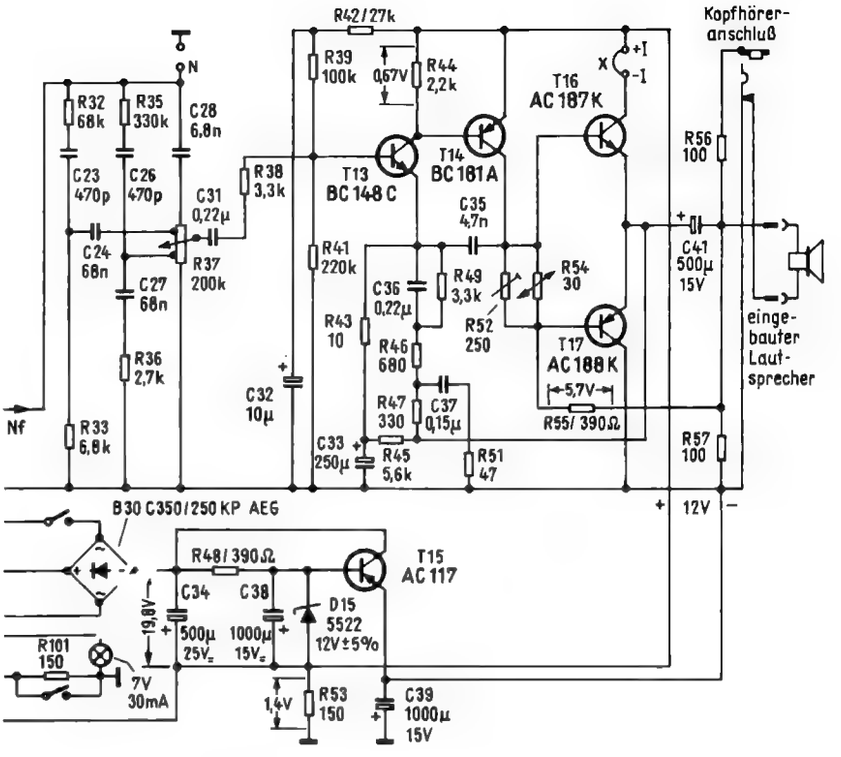


Bild 5. Schaltung des Nf-Teiles

Weiche, Streckmetall) sind übrigens über A. Schellhorn, Erlangen, Koldestraße 6, beziehbar.

Der praktische Betrieb des Gerätes über einige Monate zeigt, daß die Küchetta die eingangs gestellten Forderungen sehr gut erfüllt. Der Klang ist voll und weich mit trockenen Bässen, wobei man sich im klaren sein muß, daß die untere Grenzfrequenz der Lautsprecherabstrahlung bei etwa 100 Hz liegt. Ein Qualitätsmerkmal mag vielleicht auch darin erblickt werden, daß die Hausfrau nach Anschluß des Ecklautsprechers in der Küche viel mehr Radio hört als vordem . . .

Zum Schluß noch ein paar Anregungen für die Industrie. Der Eckenlautsprecher könnte für die Serienanfertigung als geschlossenes Gehäuse ausgebildet werden und etwa die in *Bild 6* gezeigte Form haben. Der „Sono-Clock a" sollte unbedingt mit einem zusätzlichen Zweitlautsprecheranschluß ausgerüstet werden, der den eingebauten Lautsprecher bei Benutzung abschaltet. Bei einer eventuellen Neuentwicklung eines Steuergerätchens für die Küche sollten unter Verzicht auf eine Uhr (in der Küche ist zumeist schon eine gut ablesbare Wanduhr vorhanden) zwei Stationstasten mehr vorgesehen werden. Schiebepotentiometer ermöglichen tatsächlich nicht so eine bequeme Einstellung der Lautstärke, daher sollte hierfür ein Drehpotentiometer mit Ausschalter in der linken Endstellung verwendet werden. Und noch ein Rat für die Architekten und die Antennenindustrie:

Es sollten nicht nur im Wohnzimmer Antennenanschlußdosen vorgesehen werden, sondern zumindest auch in der Küche, am besten auch im Schlafzimmer.

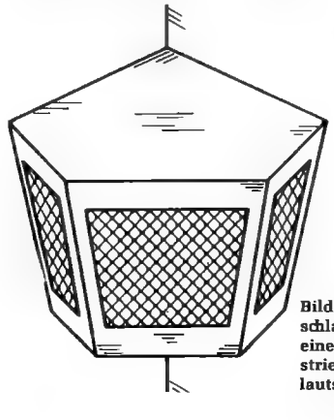


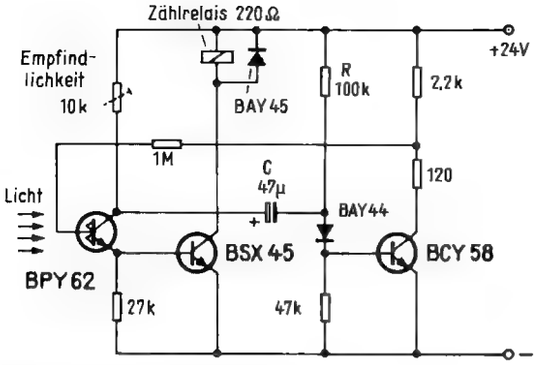
Bild 6. Vorschlag für einen industriellen Ecklautsprecher

Klaus Wetzel

Fotoblitzzähler

Die Blitze von Fotoblitzgeräten sind so kurz, daß die für ein Zählrelais von einem Fototransistor gewonnenen elektronischen Impulse nicht nur verstärkt, sondern auch verlängert werden müssen. Das *Bild* zeigt die Schaltung eines hierfür geeigneten Blitzzählers.

Im Ruhezustand ist der Transistor BCY 58 über den Widerstand R und



Schaltung des Fotoblitzzählers (nach Siemens-Unterlagen)

über die Diode BAY 44 durchgeschaltet; der Fototransistor und der Transistor BSX 45 sind gesperrt, der Kondensator C ist auf Batteriespannungspotential aufgeladen. Trifft ein ausreichend heller Blitz (≈ 1000 Lux) auf den Fototransistor, wird dieser und der in Kaskade liegende Transistor BSX 45 leitend, wodurch das Zählrelais anzieht. Infolge der Rückkopplung (1-MΩ-Widerstand) bleibt dieser Zustand erhalten, bis sich der Kondensator C über den Widerstand R entladen hat und das Sperrpotential am Transistor BCY 58 aufhebt. Danach stellt sich wieder der Anfangszustand ein. Die Ansprechempfindlichkeit der Schaltung kann mit dem Widerstand von 10 kΩ variiert werden.

Ing. Gerhard Amon

Elektronischer Tischrechner mit integrierten Schaltungen 2. Teil

Der erste Teil dieser ausführlichen Bauanleitung erschien in Heft 21, Seite 707. Wir erläutern dort das Prinzip der Rechenarten.

Das Binärsystem

Das Dezimalsystem ist für elektronische Rechenmaschinen ungeeignet. Die Unterscheidung zwischen zehn verschiedenen Ziffern ist viel zu schwierig, die Rechenregeln des Dezimalsystems sind – selbst wenn man sich auf das Addieren beschränkt – zu vielfältig. Daher wird auf das Binärsystem ausgewichen, das nur die Ziffern 0 und 1 kennt. Die Rechenregeln für das Addieren sind damit außerordentlich einfach:

0 + 0 = 0
0 + 1 = 1
1 + 0 = 1
1 + 1 = 10 (sprich Eins Null, nicht Zehn!)

0 und 1 lassen sich z. B. einer kleinen und einer großen Spannung zuordnen, wobei es gar nicht auf exaktes Einhalten bestimmter Werte ankommt. Bei den im vorliegenden Rechner verwendeten integrierten Schaltungen ist der Zustand 0 durch eine Spannung von 0 bis 0,4 V und der Zustand 1 durch eine Spannung von 2,4 bis 4 V gekennzeichnet.

Die Dezimalzahlen werden sofort nach Eingabe in den Rechner binär codiert. Jede Ziffer einer Dezimalzahl wird durch eine vierstellige Binärzahl (Tetrade) dargestellt. Von den verschiedenen dekadischen, vierstelligen Codes wurde der 8421-Code gewählt.

Dezimalziffer	Binärzahl
0	0000
1	0001
2	0010
3	0011
4	0100
5	0101
6	0110
7	0111
8	1000
9	1001

Die Dezimalzahl 2567 sieht z. B. binär codiert so aus:

2	5	6	7
0010	0101	0110	0111

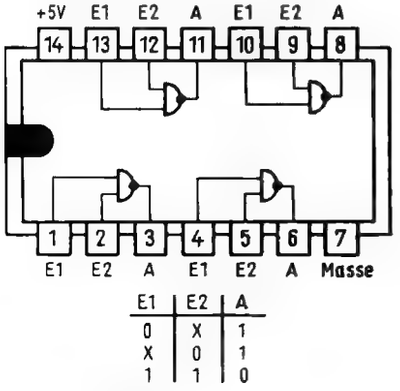
Während des Rechenvorgangs können noch weitere vierstellige Binärzahlen auftreten, die keiner Dezimalziffer zugeordnet werden können. Diese sogenannten Pseudotetraden müssen sofort in eine der oben stehenden Tetraden plus einem Übertrag umgewandelt werden.

1010 . . . . . 0001 + 0000
1011 . . . . . 0001 + 0001
1100 . . . . . 0001 + 0010
1101 . . . . . 0001 + 0011
1110 . . . . . 0001 + 0100
1111 . . . . . 0001 + 0101

In den Schaltungen wird die erste (kleinste) Stelle der vierstelligen Binärzahl mit A, die zweite mit B, die dritte mit C und die vierte mit D bezeichnet. Für die Dezimalziffer 2 = Binärzahl 0010 ist also beispielsweise A = 0, B = 1, C = 0 und D = 0.

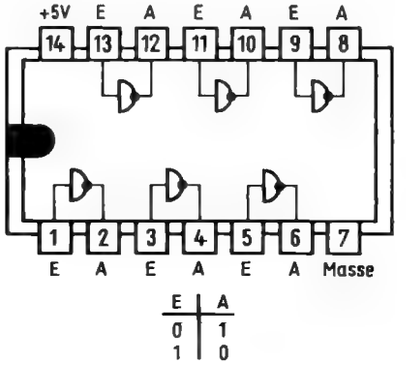
Die integrierten Schaltungen (IS)

Für den Rechner werden ausschließlich integrierte Digitalschaltungen der TTL-Serie (Transistor-Transistor-Logik) SN 74 . . . N verwendet. Die Bausteine dieser Reihe sind zur Zeit sehr preisgünstig erhältlich. Sie benötigen eine Versorgungsspannung von 5 V = ± 0,25 V, haben einen Betriebstemperaturbereich von 0 bis 70 °C und einen mittleren Leistungsverbrauch von etwa 10 mW pro Gatter bzw. rund 60 mW pro Flipflop. Auf das Innenleben dieser integrierten Schaltungen näher einzugehen, würde den Rahmen dieses Aufsatzes sprengen. Die für den Nachbau des Rechners bzw. für das Verständnis nötigen Anschluß- und Schaltbilder sowie Wahrheitstabellen der Bausteine sind aus den *Bildern 13* bis 29 ersichtlich.



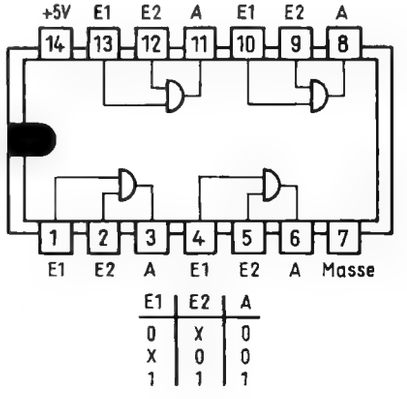
E1	E2	A
0	X	1
X	0	1
1	1	0

Bild 13. SN 7400 N



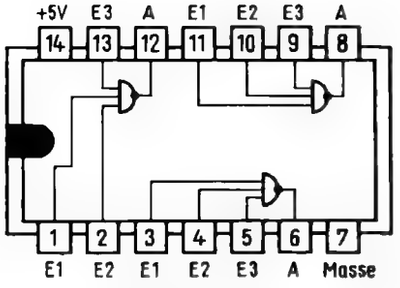
E	A
0	1
1	0

Bild 14. SN 7404 N



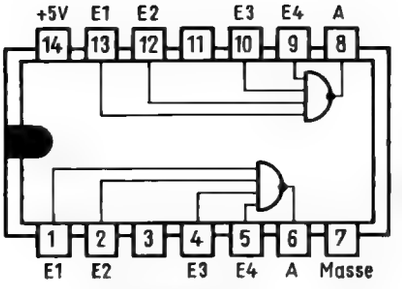
E1	E2	A
0	X	0
X	0	0
1	1	1

Bild 15. SN 7408 N



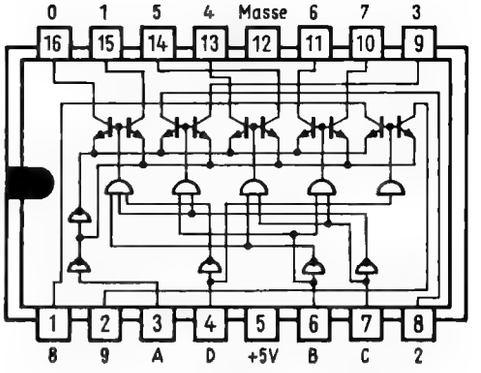
E1	E2	E3	A
0	X	X	1
X	0	X	1
X	X	0	1
1	1	1	0

Bild 16. SN 7410 N



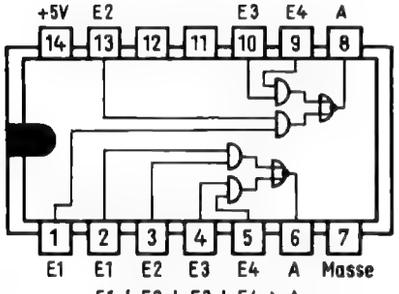
E1	E2	E3	E4	A
0	X	X	X	1
X	0	X	X	1
X	X	0	X	1
X	X	X	0	1
1	1	1	1	0

Bild 17. SN 7420 N



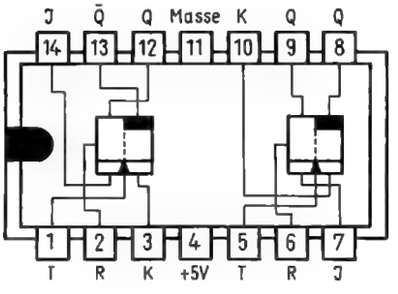
D	C	B	A	leitend
0	0	0	0	0
0	0	0	1	1
0	0	1	0	2
0	0	1	1	3
0	1	0	0	4
0	1	0	1	5
0	1	1	0	6
0	1	1	1	7
1	0	0	0	8
1	0	0	1	9

Bild 18. ▶ SN 7441 AN



E1	E2	E3	E4	A
0	X	0	X	1
0	X	X	0	1
X	0	0	X	1
X	0	X	0	1
1	1	X	X	0
X	X	1	1	0

▲ Bild 19. SN 7451 N

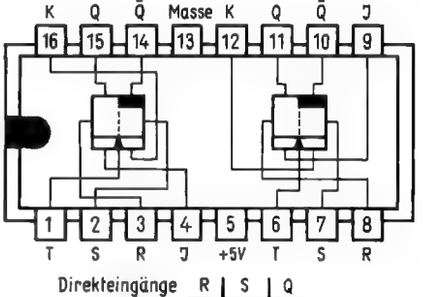


t_n J	t_n K	t_{n+1} Q
0	0	Q_n
0	1	0
1	0	1
1	1	$\bar{Q}_n$

t_n .... vor dem Taktimpuls

t_{n+1} ... nach dem Taktimpuls

Bild 20. SN 7473 N

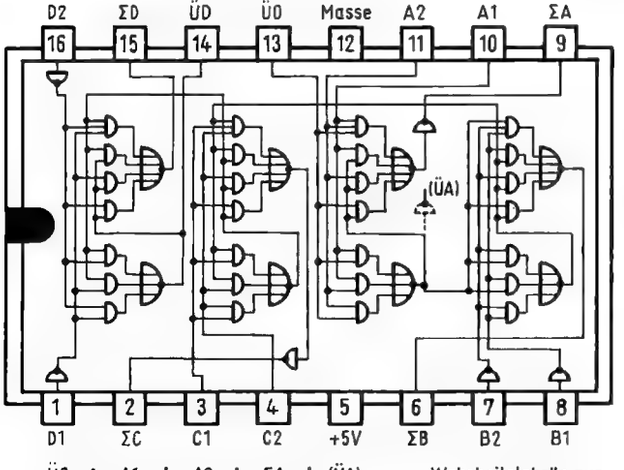


Direkteingänge

R	S	Q
0	1	0
1	0	1

Bild 21. SN 7476 N

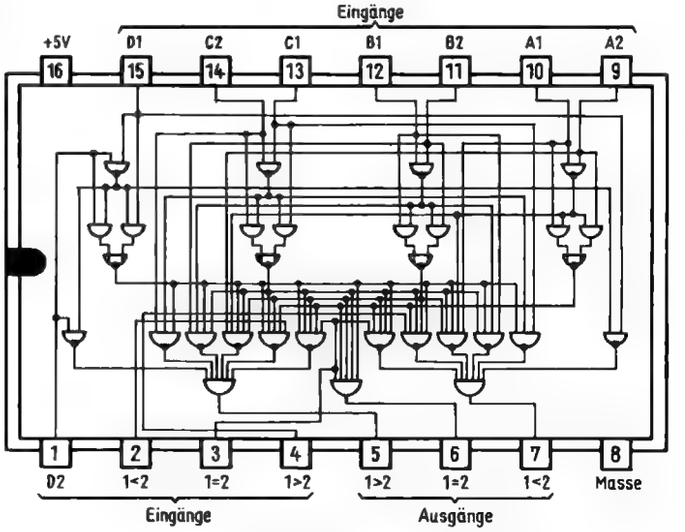
▼ Bild 22. SN 7483 N



ÜO	A1	A2	ΣA	(ÜA)
0	0	0	0	0
0	1	0	1	0
0	0	1	1	0
0	1	1	0	1
1	0	0	1	0
1	1	0	0	1
1	0	1	0	1
1	1	1	1	1

Wahrheitstabelle nur für den ersten Volladdierer. ÜA tritt im Baustein nicht auf, nur ÜA. Zweiter und vierter Volladdierer arbeiten mit invertierten Eingängen.

Bild 23. ▶ SN 7485 N



Tetraden	Eingänge 1>2	Eingänge 1=2	Eingänge 1<2	Ausgänge 1>2	Ausgänge 1=2	Ausgänge 1<2
A1 – D1 > A2 – D2	1	1	1	1	0	0
A1 – D1 = A2 – D2	1	1	1	0	1	0
A1 – D1 < A2 – D2	1	1	1	0	0	1
A1 – D1 > A2 – D2	0	0	1	1	0	0
A1 – D1 = A2 – D2	0	0	1	0	0	1
A1 – D1 < A2 – D2	0	0	1	0	0	1

Folgende Bausteine werden benötigt:

13 Stück SN 7400 N, vierfaches NAND-Gatter mit je 2 Eingängen
5 Stück SN 7404 N, sechsfacher Inverter
6 Stück SN 7408 N, vierfaches UND-Gatter mit je 2 Eingängen
5 Stück SN 7410 N, dreifaches NAND-Gatter mit je 3 Eingängen
2 Stück SN 7420 N, zweifaches NAND-Gatter mit je 4 Eingängen
8 Stück SN 7441 AN, BCD zu Dezimal-Decoder/Treiber zum Ansteuern von Ziffernanzeigeröhren
9 Stück SN 7451 N, zweifaches UND/NOR-Gatter mit je 2 × 2 Eingängen
1 Stück SN 7473 N, zweifaches JK-Master-Slave-Flipflop
1 Stück SN 7476 N, desgl. mit asynchronem Stell- und Rückstelleingang
2 Stück SN 7483 N, 4-bit-Volladdierer
1 Stück SN 7485 N, 4-bit-Vergleicher
1 Stück SN 7486 N, vierfaches Exklusiv-ODER-Gatter mit je 2 Eingängen
3 Stück SN 7490 N, Dezimalzähler
8 Stück SN 7495 N, 4-bit-Rechts/Links-Schieberegister
1 Stück SN 4929 N, vierfacher Inverter, zweifaches NAND-Gatter mit je 2 Eingängen
1 Stück SN 4931 N, zweifaches NAND-Gatter mit je 5 Eingängen
4 Stück SN 4932 N, zweifaches 8-bit-Schieberegister

Die drei zuletzt angeführten Bausteine sind Spezialtypen der Serie 74, deren elektrische Werte aber vollkommen mit dieser Serie übereinstimmen. Die Bausteine SN 49 . . . N können wie folgt ersetzt werden:

SN 4929 N durch SN 7400 N + SN 7404 N,
SN 4931 N durch 2 Stück SN 7430 N,
SN 4932 N durch 2 Stück SN 7491 AN.

Die Bausteinanzahl steigt dadurch. Eine geringe finanzielle Einsparung ist möglich; ob sie den Mehraufwand an Arbeitszeit rechtfertigt, ist fraglich.

Beim Betrachten der Bilder 13 bis 29 ist unbedingt zu beachten, daß die Darstellung mit Blick von oben (Blick auf Markierungsvertiefung) gewählt ist, im Gegensatz zu Röhren, bei welchen der Sockel mit Blick von unten dargestellt wird. Für die Verdrahtungsarbeiten ist das von Vorteil, weil die Verdrahtung, wie später beschrieben, von oben her erfolgt.

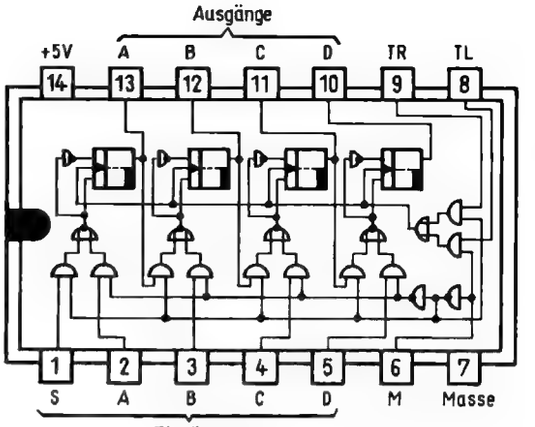
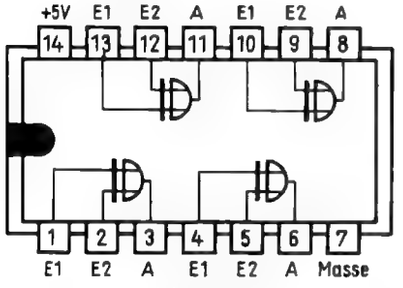


Bild 26. SN 7495 N

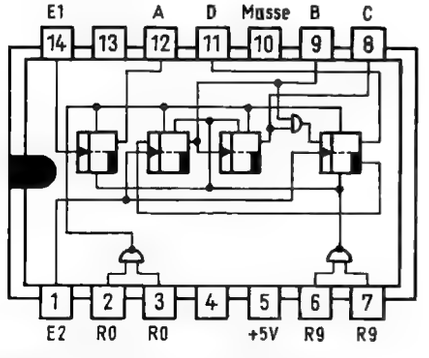
Die Versorgungsspannung wird mit ihrem Minuspol an den Anschluß Masse und mit ihrem Pluspol an den Anschluß + 5 V gelegt. Sind zwei Anschlüsse + 5 V vorhanden, so werden außerdem beide miteinander verbunden.

(Fortsetzung folgt)



E1	E2	A
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	0

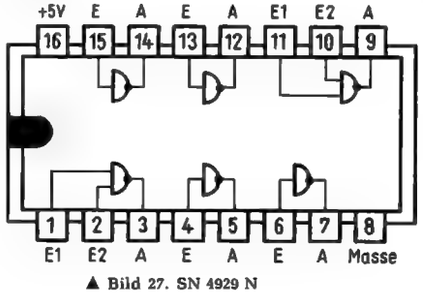
Bild 24. SN 7486 N



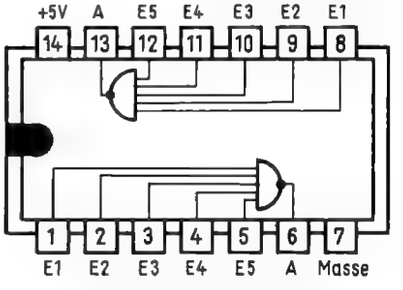
Zählen	D	C	B	A
0	0	0	0	0
1	0	0	0	1
2	0	0	1	0
3	0	0	1	1
4	0	1	0	0
5	0	1	0	1
6	0	1	1	0
7	0	1	1	1
8	1	0	0	0
9	1	0	0	1

Rückstellen				D	C	B	A
R0	R0	R9	R9				
1	1	0	0	0	0	0	0
0	0	1	1	1	0	0	1
0	0	0	0	Zählen			

Taktimpuls an E1.
E2 mit A verbinden.



▲ Bild 27. SN 4929 N



E1	E2	E3	E4	E5	A
0	X	X	X	X	1
X	0	X	X	X	1
X	X	0	X	X	1
X	X	X	0	X	1
X	X	X	X	0	1
1	1	1	1	1	0

Bild 28. SN 4931 N

◀ Bild 25. SN 7490 N

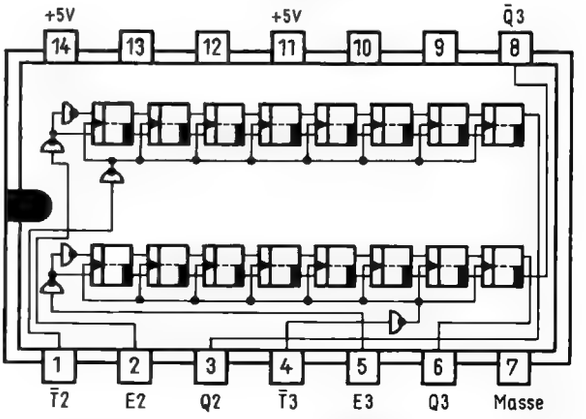


Bild 29. ▶ SN 4932 N

t_n	t_{n+8}	
E	Q	Q̄
0	0	1
1	1	0

t_n . . . . vor dem 1. Taktimpuls

t_{n+8} . . . nach dem 8. Taktimpuls

Impulsgenerator mit variabler Anstiegs- und Impulsdauerzeit

Jürgen Strobel

Für verschiedene Funktions- und Verhaltensprüfungen von aktiven elektronischen Bausteinen, besonders von integrierten Analog- und Digitalschaltungen, eignet sich sehr gut ein Impulsgenerator, dessen ansteigende Flanke sowie die Impulsdauer, die Amplitude und die Lage vom Nullpunkt kontinuierlich einstellbar sind. Für solch einen Zweck wurde die folgende Schaltung entwickelt. Es läßt sich damit z. B. ermitteln, welche minimale Anstiegszeit ein Impuls besitzen muß, um ein digitales Gatter einwandfrei zu schalten.

Das Prinzip

Anhand des Blockschaltbildes *(Bild 1)* läßt sich die Arbeitsweise des Gerätes erklären. An einer Niederspannungswicklung des Netztransformators wird mittels einer Gleichrichter-Brückenschaltung die Netzfrequenz auf 100 Hz verdoppelt. Ein Schmitt-Trigger sorgt für das Zustandekommen eines Rechtecksignales, mit dem ein nachgeschalteter bistabiler Flipflop angesteuert wird. Ein Ausgang dieses Flipflops ist mit dem Eingang eines Miller-Integrators verbunden. Damit läßt sich die Anstiegszeit des gewünschten Impulses einstellen. Dem Integrator folgen ein Begrenzer und eine weitere Schaltstufe, mit der die Amplitude und der Nullpunkt des Impulses verändert wird. Über einen Emitterfolger gelangt der Impuls schließlich zu einem niederohmigen Ausgang.

Vom Begrenzer wird der Impuls noch einem monostabilen Multivibrator zugeführt, dessen Zeitkonstante die Länge des Impulsdaches bestimmt. Die Rückflanke stellt den bistabilen Flipflop wieder in den Ausgangszustand zurück.

Vom Mut zum Experiment

Als sich die FUNKSCHAU-Redaktion vor ein paar Monaten entschloß, die Rubrik *Für Praxis und Hobby* mit zwei Bauanleitungen zum gleichen Thema (Digitaluhren) zu starten, war das ein interessantes Experiment. Wir wollten sehen, unter welchen Gesichtspunkten unsere Leser die Auswahl unter zwar gleichartigen, aber verschieden aufwendigen Geräten treffen. Das Ergebnis ist auf den ersten Blick so überraschend nicht: Das Interesse war und ist fast zu gleichen Teilen auf beide Uhren verteilt. Auffallend ist jedoch, daß ein erheblicher Prozentsatz der Nachbauinteressenten beide Uhren bauen will. Wir schließen daraus: Unsere Leser bauen nicht nur um der Sache willen; ihnen geht es auch und vor allem um das elektronische Hobby und um das Experimentieren.

Und dem wird das P & H-Ressort der FUNKSCHAU-Redaktion auch in Zukunft Rechnung tragen.

Die Schaltung

Bild 2 zeigt den Impuls, wie er mit den Potentiometern P 2 bis P 5 *(Bild 3)* verändert werden kann. Die Zeit $T_1 + T_2$ soll 8 ms nicht überschreiten. Zeitbestimmend für T_1 sind R 28, P 2 und C 11 und für T_2: R 24, P 5 und C 9.

An einer Wicklung w 2 des Netztransformators liegt das Phasenschieber-RC-Glied P 1/C 1. Mit P 1 läßt sich die Phase der Ausgangsspannungen gegenüber der Netzfrequenz um nahezu 180° verändern. Eine aus vier Dioden bestehende Brückenschaltung bewirkt eine Frequenzverdopplung auf 100 Hz. Über den Kondensator C 2 gelangt die 100-Hz-Halbwellenspannung an den Schmitt-Trigger mit den Transistoren T 1 und T 2. Mit dem Einsteller R 2 wird der Arbeitspunkt des Triggers festgelegt.

Am Emitter des Transistors T 3 läßt sich dann mit einem Oszillografen ein 100-Hz-Rechtecksignal messen. Mit den negativen Flanken dieses Signals wird der nachfolgende bistabile Flipflop angesteuert. Wird der Kollektor des Transistors T 5 negativ, entlädt sich über P 2 und R 28 der Kondensator C 11 des Miller-Integrators. Die Spannung am Kollektor des Transistors T 7 steigt somit an. Mit P 2 kann die Zeitkonstante und somit die Anstiegsflankensteilheit des Impulses eingestellt werden. Bei etwa 10...11 V am Kollektor des Transistors T 7 wird die Z-Diode Z 10 leitend und steuert den Transistor T 14 durch. Die Zenerspannung dieser Diode bestimmt die Größe der maximal möglichen Ausgangsspannung. Der am Kollektor von T 4 entstehende Spannungssprung reicht aus, um über den Transistor T 13 den monostabilen Multivibrator mit den Transistoren T 12 und T 11 durchzusteuern.

Das RC-Glied P 5, R 24/C 9 bestimmt die Zeit des quasistabilen Zustandes und damit die Länge des Impulsdaches vom Ausgangsimpuls. Kippt der monostabile Multivibrator zurück, wird über die Folgestufe mit dem Transistor T 10 der bistabile Flipflop wieder in die Ausgangslage zurückgestellt. Die Zusammenkopplung der beiden Eingänge dieses Flipflops mit dem Impulseingang und der Rückstelleitung dient dazu, bei einem möglichen Ausfall des Rückkoppelimpulses oder beim Auftreten eines Störimpulses den bistabilen Flipflop durch den nächsten Triggerimpuls wieder in die Ausgangslage zu bringen.

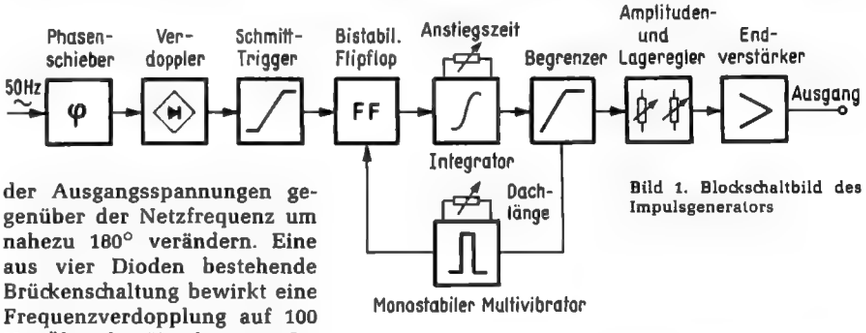


Bild 1. Blockschaltbild des Impulsgenerators

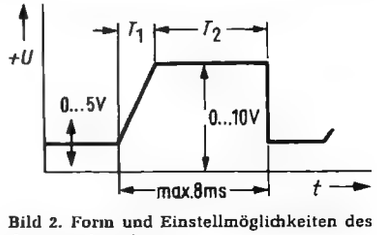


Bild 2. Form und Einstellmöglichkeiten des Ausgangsimpulses

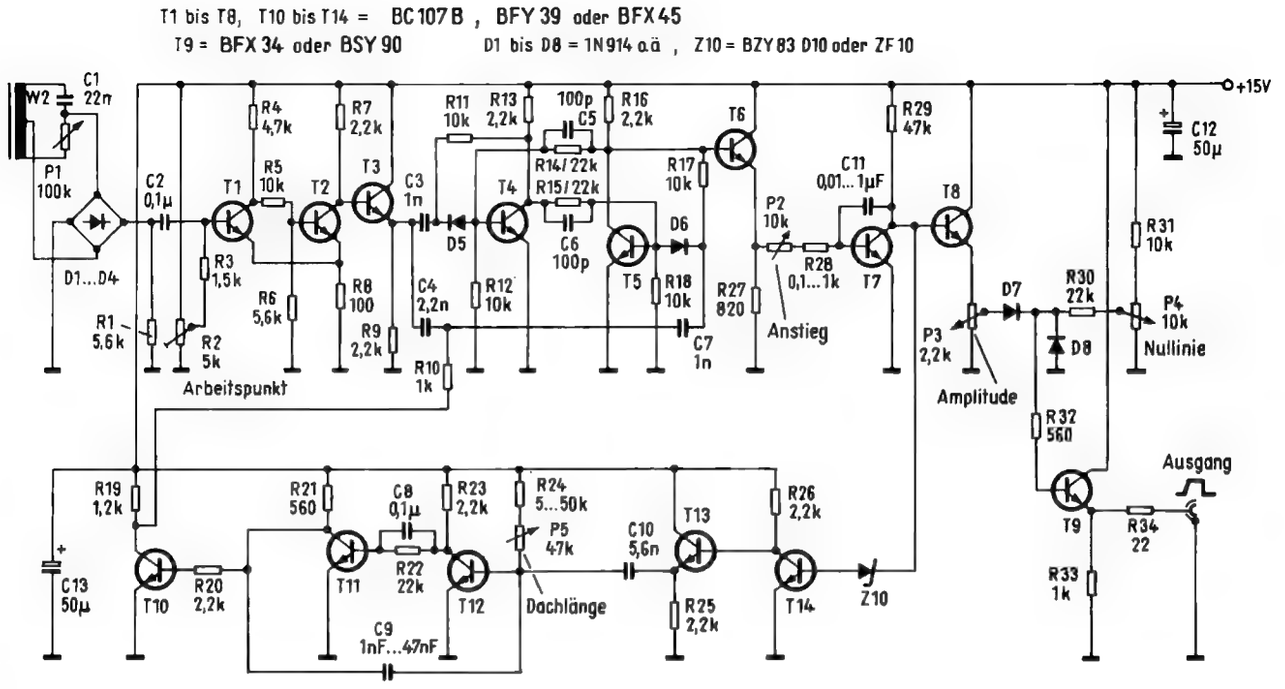


Bild 3. Schaltung des Impulsgenerators

Mit dem Potentiometer P 3 läßt sich die Amplitude des Ausgangsimpulses und mit P 4 letztlich die Vorspannung bzw. die Lage der Ausgangs-Nullinie gegenüber dem Massepotential einstellen. Der Folgeverstärker mit dem Transistor T 9 sorgt für einen niedrigen Ausgangswiderstand des Impulsgenerators. Der Widerstand R 34 macht das Gerät kurzschlußsicher.

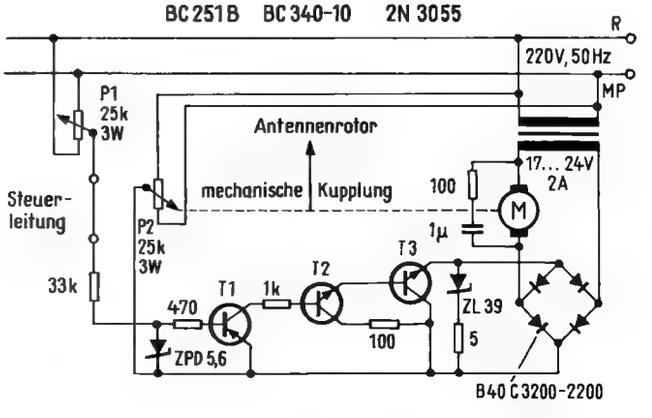
Die ganze Schaltung wurde bis auf die Potentiometer P 1 bis P 5 auf einer gedruckten Platine untergebracht. Die Schaltung arbeitet mit einer Betriebsspannung von etwa + 15 V. Auf die Beschreibung eines Netzteiles ist hier verzichtet worden. Dazu sei auf den RPB-Band Nr. 136, Transistorisierte Netzgeräte, erschienen im Franzis-Verlag, verwiesen.

Nachlaufsteuerung für eine Drehantenne

Nachlaufsteuerungen werden u. a. in der industriellen Elektronik für die definierte, kontinuierliche Fernbetätigung mechanischer Stelleinrichtungen verwendet. Die im *Bild* gezeigte Schaltung kommt mit einem Minimum an Bauelementen aus. Ihre Stellgenauigkeit ist trotzdem besser als ± 0,5 % und liegt somit in der gleichen Größenordnung wie die Linearitätstoleranz üblicher Präzisionspotentiometer, die ± 0,25...± 2,5 % beträgt. Das Beispiel ist für die Steuerung einer Drehantenne ausgelegt.

Das Grundprinzip entspricht der Steuerschaltung für einen Gleichstrommotor aus Heft 22/1971, Seite 739. Der wesentliche Unterschied ist, daß statt eines festen Spannungsteilers R 1 und R 2 ein Mitlaufpotentiometer P 2 verwendet wird, welches schlupffrei mit dem Antennenrotor gekuppelt ist. Dieser wiederum wird von einem 12-V-Scheibenwischermotor mit Permanentfeld angetrieben, der so angeschlossen ist, daß beim Verstellen von Potentiometer P 1 das Potentiometer P 2 in Richtung Nullabgleich nachgeführt wird. Des weiteren wird hier kein Einzeltransistor, sondern eine kombinierte Lin-Darlington-Schaltung mit Schutzbeschaltung verwendet. Diese verhält sich wie ein Einzeltransistor mit sehr hoher Stromverstärkung.

Da der Verstärker, bedingt durch die Basis-Emitter-Spannung des Transistors T 1, erst bei einer Eingangsspannung von etwa 0,6 V zu arbeiten beginnt, ist die Nachführung mit einer Hysterese behaftet *(Tabelle)*. Diese ist um so geringer, je höher die Versorgungsspannung für die Brücke ist. Im Beispiel wurde deshalb, und wegen des einfachen Aufbaus, das 220-V-Netz zur Speisung der Brücke herangezogen. Damit ist nur eine Steuerleitung erforderlich. Diese Steuerleitung kann unter Zwischenschaltung geeigneter Weichen der Innenleiter des Koaxial-Antennenkabels sein. Kapazitäten der Steuerleitung gegen Null bis rund 10 nF (≈ 100 m Koaxialkabel) sind ohne Belang, wenn an den Schleifer von P 2 eine gleiche Kapazität gegen Null angeschlossen wird. Überschwingen wird am einfachsten durch eine hohe



Diese von Intermetall entwickelte Nachlaufsteuerung eignet sich speziell für Drehantennen

Untersetzung vom Motor zum Antennenrotor unterbunden.

Wird die Schaltung, wie hier gezeigt, direkt vom Netz betrieben, sind unbedingt die einschlägigen VDE-Bestimmungen zu beachten! Ungefährlicher ist es, die Brücke aus einer Transformatorwicklung netzfrei zu speisen und damit das Risiko der Berührungsgefahr zu vermeiden.

Abweichungen vom Sollwert der Nachlaufsteuerung

Brückenspeisespannung u_{eff}	Hysterese in Prozent vom max. Potentiometerdrehwinkel
50 V	1,2 %
100 V	0,6 %
220 V	0,3 %

Die beiden Potentiometer können auch andere und voneinander verschiedene Widerstandswerte aufweisen. Es ist jedoch durch die erforderliche Leistung eine untere Grenze bei etwa 5 kΩ und durch die Gefahr von Störungen auf der Steuerleitung eine obere Grenze bei rund 100 kΩ gegeben.

Die Z-Diode ZL 39 begrenzt Induktionsspannungen des Motors, die sonst leicht die zulässige Kollektor-Emitter-Spannung des Transistors T 3 überschreiten könnten.

Bei kleinen Stellmotoren kann für T 3 u. U. der Transistor BD 106 oder BD 306 eingesetzt werden. Da der Motor mit Halbwellengleichstrom betrieben wird, soll der Effektivwert der Wechselspannung das 1,5...2fache der Motornennspannung betragen. Der Drahtquerschnitt der Sekundärwicklung braucht nur für den einfachen Nennstrom bemessen zu werden, da Kurzzeitbetrieb vorliegt.

(Nach Unterlagen von Intermetall.)

Differentialfotoelement in einer Nachlaufschaltung

Das Differentialfotoelement FV 2a besteht aus zwei Silizium-Fotoelementen mit gemeinsamem Katodenanschluß. Die fotoelektrischen Eigenschaften der zwei Teilelemente entsprechen dem Siemenstyp BPY 11. Das Bauteil kann vorteilhaft als Abtastsystem für lichtgesteuerte Regelschaltungen verwendet werden.

In den beiden Schaltungen *(Bild 1 und 2)* wird ein 0,5 mm breiter Lichtstrahl mit Hilfe eines Stellmotors nachgeregelt und mit dem Differentialfotoelement FV 2a abgetastet. Bei dieser Lichtspaltbreite ist die Abtastgenauigkeit des Fotoelements sehr hoch. Die Lichtspaltbreite hat großen Einfluß auf die Regelabweichung, ein schmaler Lichtspalt verkleinert und ein breiter vergrößert sie. Die Nachlaufschaltung wird vom Kurzschlußstrom des Differentialfotoelements gesteuert. Die Beleuchtungsstärke bzw. die Lichtspaltbreite müssen so gewählt sein, daß der Kurzschlußstrom wenigstens doppelt so groß ist wie der Kollektor-Basis-Reststrom I_{CBO} des Eingangstransistors bei der höchsten Umgebungstemperatur. Der Kurzschlußstrom des Fotoelements wird von Temperaturänderungen nur wenig (0,1 %/grd) beeinflußt.

Bild 1 zeigt eine Nachlaufschaltung mit einer Eingangsempfindlichkeit von ≧ 100 Lux. Je nachdem ob die linke oder die rechte Hälfte des Fotoelements FV 2a vom Lichtstrahl getroffen wird, führt der Stellmotor eine entsprechende Drehbewegung aus. Das Umschalten der Drehrichtung erfolgt über eine mit komplementären Transistoren (T 5, T 6) aufgebaute Endstufe. Wenn beide Hälften gleichmäßig beleuchtet werden, dann sind beide Endstufentransistoren angesteuert, der Stellmotor steht still. Der Kollektorstrom fließt in diesem Fall als Querstrom über beide Endstufentransistoren. Diese Anordnung hat den Vorteil, daß in der Steuerschaltung keine Ansprechschwelle überschritten werden muß, wenn der Lichtstrahl aus der Mitte des Fotoelementes wandert. Der Blendenweg bis zum Anlauf des Motors ist von der Qualität des Stellmotors abhängig. Zum Schutz der Endstufentransistoren werden der Querstrom und der Kollektorstrom begrenzt, und zwar durch die Gegenkopplung über T 7 auf den gemeinsamen Emitterwiderstand der zwei Eingangstransistoren T 1 und T 2. Die Begrenzung des maximalen Kollektorstromes wirkt auch als Drehzahlbegrenzung bei konstanter Belastung des Stellmotors.

Die Diode D 1 gewährleistet eine von Spannungsschwankungen weitge-

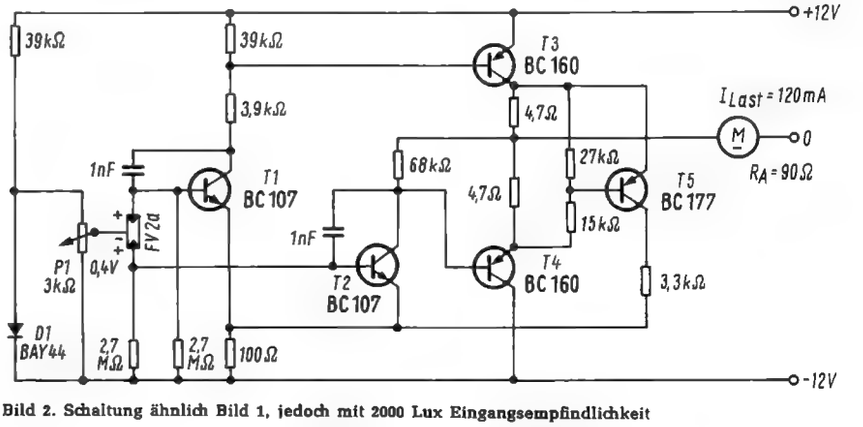


Bild 2. Schaltung ähnlich Bild 1, jedoch mit 2000 Lux Eingangsempfindlichkeit

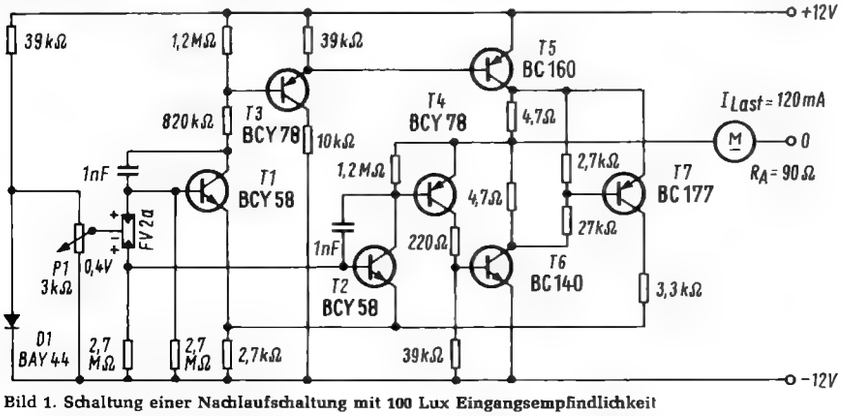


Bild 1. Schaltung einer Nachlaufschaltung mit 100 Lux Eingangsempfindlichkeit

Technische Daten

Betriebsspannung: ± 12 V

Beleuchtungsstärke: 100 Lux bzw. 2000 Lux (Farbtemperatur 2800 °K)

Lichtstrahlbreite: 0,5 mm

Lichtwechselfrequenz: 100 Hz

maximaler Kollektorstrom der Endstufentransistoren: 120 mA

Gleichstromwiderstand des Stellmotors: 90 Ω

Wärmewiderstand des Kühlkörpers je Endstufentransistor: 60 grd/W

maximaler Umgebungstemperaturbereich: 0 °C...+ 60 °C

Fotoelement: Siemens

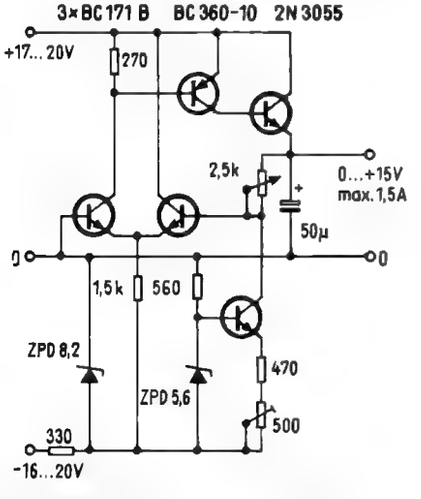
hend unabhängige Vorspannung für das Differentialfotobauelement FV 2a. Gleichzeitig kompensiert sie temperaturbedingte Änderungen der Eingangsschwellspannungen der Transistoren T 1 und T 2.

Bild 2 zeigt eine Nachlaufschaltung mit 2000 Lux Eingangsempfindlichkeit. Sie ist ähnlich aufgebaut wie die Schaltung nach Bild 1. Durch den Wegfall einer Verstärkerstufe muß die Beleuchtungsstärke des Lichtstrahlers auf 2000 Lux erhöht werden. Der Stellmotor wird über eine mit zwei pnp-Transistoren (T 3, T 4) bestückte Endstufe gesteuert. Die technischen Daten beider Schaltungen sind in der *Tabelle* zusammengefaßt.

(Nach Siemens-Unterlagen.)

Serien-Stabilisierungsschaltung mit einstellbarer Ausgangsspannung

Soll bei einer Stabilisierungsschaltung die Ausgangsspannung zwischen Null und einem Größtwert stetig einstellbar sein, so wird zweckmäßigerweise als Referenzgröße ein konstanter Strom benutzt. Er wird in der im *Bild* gezeigten Schaltung in einer Konstantstromschaltung erzeugt, die aus einer Hilfsspannungsquelle gespeist ist. Der Referenzstrom ist am 500-Ω-Trimmpotentiometer einstellbar und soll etwa 7 mA betragen. Er fließt durch das 2,5-kΩ-Potentiometer und ruft dort einen zwischen Null und dem Größtwert der Ausgangsspannung einstellbaren Spannungsabfall hervor. Die Ausgangsspannung U_A wird auf einen Wert gleich diesem Spannungsabfall eingeregelt. Der als symmetrischer Differenzverstärker aufgebaute Regelverstärker steuert zu diesem Zweck das Stellglied, das hier aus pnp-Treibertransistor und npn-Leistungstransistor in Lin-Schaltung besteht.



Stabilisierungsschaltung mit einstellbarer Ausgangsspannung

Der Leistungstransistor 2 N 3055 muß – um die bei den angegebenen Strom- und Spannungswerten auftretende Verlustleistung abführen zu können – auf ein Kühlblech mit $R_{thK} < 3{,}5$ grd/W montiert werden. Für den Treibertransistor BC 360 wird ein Kühlstern KS 1 empfohlen. Die zulässige Umgebungstemperatur ist dann 45 °C.

Der Stabilisierungsfaktor der Schaltung liegt bei 100, und der Ausgangswiderstand beträgt etwa 30...40 mΩ.

(Nach Unterlagen von Intermetall.)

Ing. Gerhard Amon

Elektronischer Tischrechner mit integrierten Schaltungen 3. Teil

Die ersten beiden Teile dieser Bauanleitung veröffentlichten wir in Heft 21, Seite 705, und in Heft 22, Seite 742. Dort erläuterten wir das Prinzip, die Rechenarten, das Binärsystem und den Aufbau der verwendeten integrierten Schaltungen.

Die Schaltung

Da ein Gesamtschaltplan für die Erklärung und das Verständnis nicht günstig wäre, werden die einzelnen Schaltungsteile erläutert, wie sie bereits im Abschnitt *Prinzip* als Block dargestellt wurden.

Tastenfeld

Das Tastenfeld *(Bild 30)* umfaßt die Zehnertastatur, die vier Rechenarttasten, die Taste = und eine Rückschiebetaste. Hier tritt zunächst das Problem auf, von einem mechanischen Schalter einen einwandfreien elektrischen Impuls mit der nötigen Flankensteilheit zu erhalten. Jeder Schalter hat eine sogenannte Prellzeit. In dieser Zeit, die bei kleinen Schaltern in der Größenordnung von einer Millisekunde liegt, ist die Kontaktgabe unsicher. Die bewegliche Schaltbrücke trifft auf den Festkontakt, federt von ihm ab und berührt ihn dann neuerlich. Außerdem müssen Oxydschichten durchschlagen und Fremdkörper (Staub) weggeschoben werden. Eine integrierte Schaltung, die schon auf etwa 10 Nanosekunden lange Impulse reagiert, würde durch das Schalterprellen nicht einen, sondern mehrere Impulse registrieren.

Daher muß jedem Tasterschalter ein Flipflop zugeordnet werden, an dessen Ausgang ein sauberer Zustandswechsel auftritt. Das Flipflop wird aus zwei NAND-Gattern mit je zwei Eingängen gebildet. Nachstehend werden die Eingangs- und Ausgangszustände dieses Flipflops während einer kompletten Betätigung eines Tasterschalters angegeben. Dazu ist noch zu sagen, daß ein nicht angeschlossener Eingang (offener Schalterkontakt) automatisch den Zustand 1 hat.

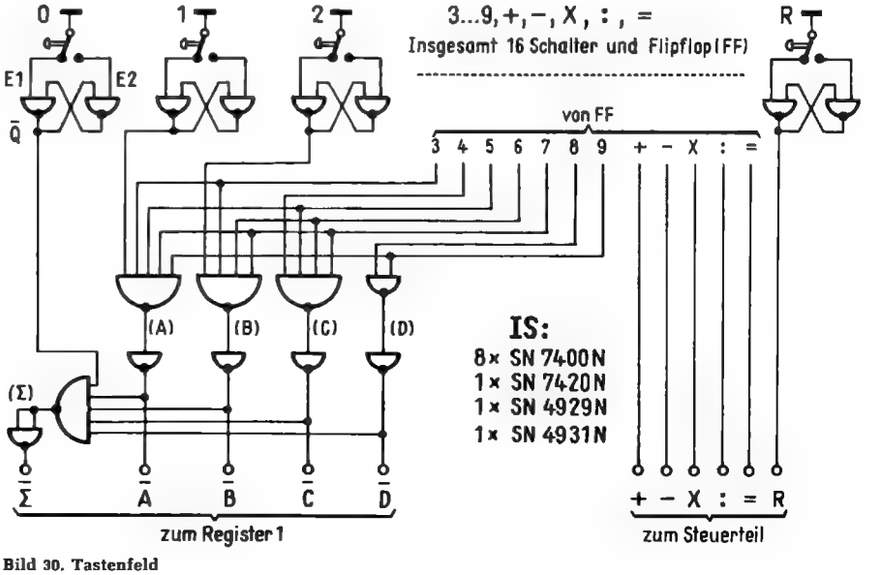


Bild 30. Tastenfeld

Tasterschalter	Eingang E 1	Eingang E 2	Ausgang $\overline{Q}$
Ruhelage	0	1	1
Zwischenlage	1	1	1
Arbeitslage, erste Berührung	1	0	0
Prellzeit	1	1	0
Arbeitslage, endgültig	1	0	0
Zwischenlage	1	1	0
Ruhelage, erste Berührung	0	1	1
Prellzeit	1	1	1
Ruhelage, endgültig	0	1	1

Wie aus der Wahrheitstabelle ersichtlich ist, kippt das Flipflop bei den ersten Kontaktberührungen um und reagiert dann während den Prellzeiten nicht mehr. Am Ausgang steht der gewünschte, korrekte Impuls zur Verfügung. Das Kippen des Flipflops geschieht in der für die integrierten Schaltungen charakteristischen Eigenzeit, so daß der Ausgangsimpuls auch die erforderliche Flankensteilheit (kleiner 400 ns) besitzt. An den Ausgängen sämtlicher Flipflops tritt der Zustand 1 auf, wenn kein Tasterschalter betätigt wird. Die unter der Zehnertastatur dargestellten NAND-Gatter haben daher an allen Eingängen den Zustand 1, an den Ausgängen somit Zustand 0. Das entspricht der binär codierten Dezimalziffer 0. Wenn z. B. der Tasterschalter 5 betätigt wird, wechselt an je einem Eingang des NAND-Gatters mit fünf Eingängen und des zweiten NAND-Gatters mit vier Eingängen der Zustand von 1 auf 0. Dadurch nehmen die Ausgänge den Zustand 1 an. Beim Betätigen des Tasterschalters 5 tritt also an den Gattern für (A) und (C) der Zustand 1 auf, an den Gattern für (B) und (D) bleibt Zustand 0. Ein Vergleich mit der Zuordnungstafel im Abschnitt *Das Binärsystem* zeigt, daß die gewünschte Codierung erreicht ist. Aus schaltungstechnischen Gründen werden die Ausgangszustände invertiert benötigt, wozu die vier Inverter unter den Gattern dienen. Die Invertierung wird durch einen Querstrich gekennzeichnet: A invertiert = $\overline{A}$.

Für den Steuerteil des Rechners wird ein Summensignal benötigt. Gleich welche Taste der Zehnertastatur gedrückt wird, soll der Ausgang $\overline{\Sigma}$ den Zustand wechseln. Das erfolgt mit dem zweiten NAND-Gatter mit fünf Eingängen und dem als Inverter geschalteten NAND-Gatter mit zwei Eingängen. Auch hier tritt an dem NAND-Gatter mit fünf Eingängen im Ruhezustand an allen Eingängen der Zustand 1 auf. Welche Taste auch immer gedrückt wird, zumindest an einem Eingang wechselt der Zustand von 1 auf 0 und damit der Ausgang (Σ) von 0 auf 1.

Die zunächst scheinbar sinnlose Maßnahme, ein NAND-Gatter mit zwei Eingängen als Inverter zu schalten, ist dadurch bedingt, daß die Bausteine aus Kostengründen möglichst voll ausgenützt werden sollen. So müßte z. B. beim Tastenfeld ein zusätzlicher Inverterbaustein verwendet werden, wenn nicht das übrigbleibende NAND-Gatter mit zwei Eingängen als Inverter gebraucht werden könnte.

Neunerkomplementbilder mit Umschalter

Zum besseren Verständnis zeigt die folgende Zuordnungstabelle die zehn verwendeten Tetraden und deren Neunerkomplemente.

Binärzahl D C B A	Neunerkomplement D C B A
0 0 0 0	1 0 0 1
0 0 0 1	1 0 0 0
0 0 1 0	0 1 1 1
0 0 1 1	0 1 1 0
0 1 0 0	0 1 0 1
0 1 0 1	0 1 0 0
0 1 1 0	0 0 1 1
0 1 1 1	0 0 1 0
1 0 0 0	0 0 0 1
1 0 0 1	0 0 0 0

Bei Betrachten dieser Tabelle ist zu sehen, daß die Stelle B immer unverändert bleibt und die Stelle A immer invertiert auftritt. Eingang B des Neunerkomplementbilders *(Bild 31)* ist daher gleich Ausgang B. Die Invertierung von A wird durch den Umschalter durchgeführt. Die Stelle C des Neunerkomplements ist 1, wenn von der Binärzahl die Stelle C 0 ist und die Stelle B 1 ist oder die Stelle C 1 und die Stelle B 0 ist. Das erkennt das in Bild 31 unter den Eingängen B und C dargestellte UND/NOR-Gatter (NOR = ODER invertiert). Die Stelle D des Neunerkomplementes ist nur dann 1, wenn die Stellen B, C und D der Binärzahl 0 sind. Die Erkennung dieses Zustandes erfolgt durch das NAND-Gatter mit drei Eingängen.

Der Umschalter gestattet einmal die Weitergabe der unveränderten Binärzahl, zum anderen die Weitergabe des Neunerkomplements. Er wird durch ein Flipflop gesteuert, wie es bereits beschrieben wurde. Jeweils ein UND-Gatter der drei UND/NOR-Gatter wird damit gesperrt. Die anderen UND-Gatter haben den Zustand 1, das Signal am zweiten Eingang kann passieren. Das Flipflop wird beim Addieren und Multiplizieren so gestellt, daß das obere NAND-Gatter am Ausgang den Zustand 1 hat und daher der Ausgang des unteren NAND-Gatters den Zustand 0. Beim Subtrahieren und Dividieren ist es umgekehrt. Beim Durchdenken des Schaltbildes ist zu erkennen, daß z. B. beim Addieren das Eingangssignal von $\overline{A}$ passieren kann, im NOR-Gatter invertiert wird und am Ausgang als Signal A zur Verfügung steht. Beim Subtrahieren findet das Eingangssignal von A Verwendung. Nach Passieren des NOR-Gatters steht es invertiert, wie es das Neunerkomplement vorschreibt, am Ausgang zur Verfügung.

Addierer mit Eingangsschaltern und Speicher

Vor den Summand-1-Eingängen liegen als Umschalter verwendete UND/NOR-Gatter, vor den Summand-2-, Taktimpuls- und Übertrag-Eingängen UND-Gatter *(Bild 32)*. Wird vom Steuerteil z. B. der Zustand 0 an die zweiten Eingänge der UND-Gatter geliefert, so kann vom Neunerkomplementbilder keine Information zum Addierer gelangen.

Der Addiererbaustein (Bild 22) besteht aus vier Volladdierern. Zum besseren Verständnis ist der erste Volladdierer nochmals in *Bild 33* dargestellt. Er bildet aus den drei Summanden A 1, A 2 und Ü 0 die Summe Σ A und den Übertrag Ü A für die nächste Stelle. Am einfachsten ist die Übertragsbildung mit dem rechts dargestellten UND/NOR-Gatter zu überblicken. Wenn mindestens zwei Summanden den Zustand 1 zeigen, nimmt der Ausgang Ü A bereits

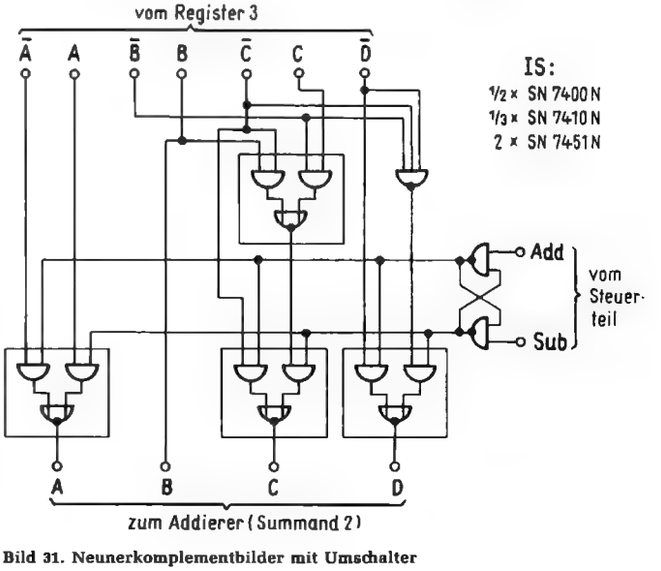


Bild 31. Neunerkomplementbilder mit Umschalter

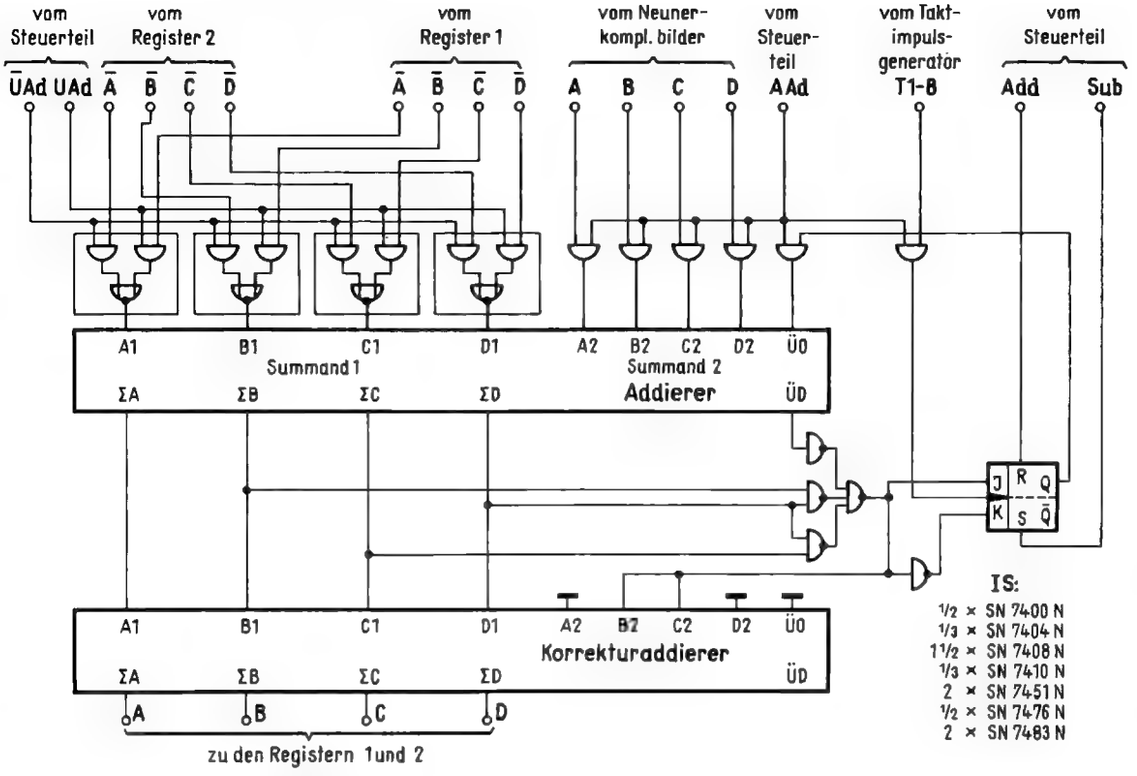


Bild 32. Addierer mit Eingangsschaltern und Speicher

den Zustand 1 an. Wenn ein Übertrag zustande kommt, so werden die drei rechten UND-Gatter des linken UND/NOR-Gatters gesperrt. Der Zustand 1 am Ausgang Σ A ist dann nur noch möglich, wenn alle drei Summanden Zustand 1 besitzen. Kommt kein Übertrag zustande, so sind die drei rechten UND-Gatter nicht gesperrt, und jeder Summand kann den Ausgang Σ A beeinflussen. Der Übertragsausgang ist an den Übertragseingang des nächsten Volladdierers angeschlossen.

Die vier in dem Addiererbaustein zusammengefaßten Volladdierer liefern bereits die fertige Summe zweier Tetraden. Wie schon im Abschnitt *Das Binärsystem* erwähnt, können dabei aber Pseudotetraden auftreten. Zu deren Umwandlung in eine brauchbare Tetrade plus einem Übertrag für die nächste Stelle dient die Pseudotetradenerkennung zwischen Addierer und Korrekturaddierer. Sie besteht aus einem Inverter, zwei NAND-Gattern mit zwei Eingängen und einem NAND-Gatter mit

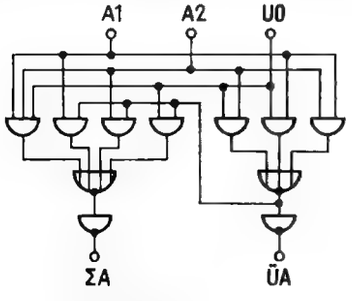


Bild 33. 1-Bit-Volladdierer

drei Eingängen. Wenn keine Pseudotetrade auftritt, hat der Ausgang des NAND-Gatters mit drei Eingängen den Zustand 0 und somit auch die Eingänge B 2 und C 2 des Korrekturaddierers. Summand 2 am Korrekturaddierer ist daher 0. Er ist unwirksam. Summand 1 passiert den Korrekturaddierer unverändert.

Ab der Tetrade 1010 spricht die Pseudotetradenerkennung an. Sie liefert an den Eingang B 2 und C 2 des Korrekturaddierers den Zustand 1. Summand 2 des Korrekturaddierers ist somit 0110, das ist die binär codierte Dezimalziffer 6. Das folgende Beispiel zeigt, wie durch Addition der codierten 6 aus der Pseudotetrade die gewünschte brauchbare Tetrade entsteht:

	5	0101	
+	7	0111	
	12	1100	(unbrauchbar)
daher +	6	+ 0110	
		10010	
		0001 + 0010	(brauchbar)
		(1) (2)	

Der Übertrag wird von der Pseudotetradenerkennung abgenommen und dem JK-Master-Slave-Flipflop zugeführt. Bei einem solchen Zweispeicher-Flipflop nimmt der Ausgang erst nach Ende des Taktimpulses den während des Taktimpulses an den Eingängen JK aufgetretenen Zustand an (siehe auch Wahrheitstabelle in Bild 20). Master-Slave-Flipflops sind in den Bausteinen SN 7473 N, SN 7476 N, SN 7490 N, SN 7495 N und SN 4932 N vorhanden. Manchmal haben sie auch ein oder zwei Direkteingänge, welche die Ausgänge sofort beeinflussen. Das Verhalten ist dann genauso, wie bei dem einfachen Flipflop, das im Tastenfeld verwendet wird (siehe Wahrheitstabelle in Bild 21). Wie ein JK-Master-Slave-Flipflop z. B. aus NAND-Gattern aufgebaut sein kann zeigt *Bild 34*.

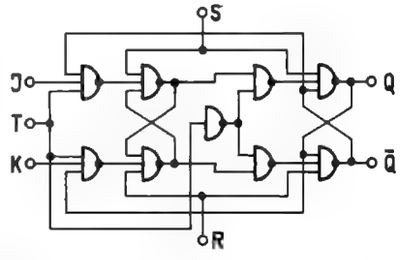


Bild 34. JK-Master-Slave-Flipflop aus NAND-Gattern

Beim Auftreten eines Übertrags ändert sich daher zunächst der Zustand an dem Übertragseingang Ü 0 des Addierers noch nicht. Erst nach Abklingen des Taktimpulses, wenn auch bereits neue Summanden auftauchen, tritt der Zustand 1 an Ü 0 auf. Vom Steuerteil wird das JK-Master-Slave-Flipflop mit den RS-Eingängen bei Betätigen der Taste + oder × rückgestellt (Q hat Zustand 0) und beim Betätigen der Taste − oder : gesetzt (Q hat Zustand 1). Damit ist für das Subtrahieren der schon erwähnte Anfangsübertrag 1 vorhanden.

(Fortsetzung folgt)

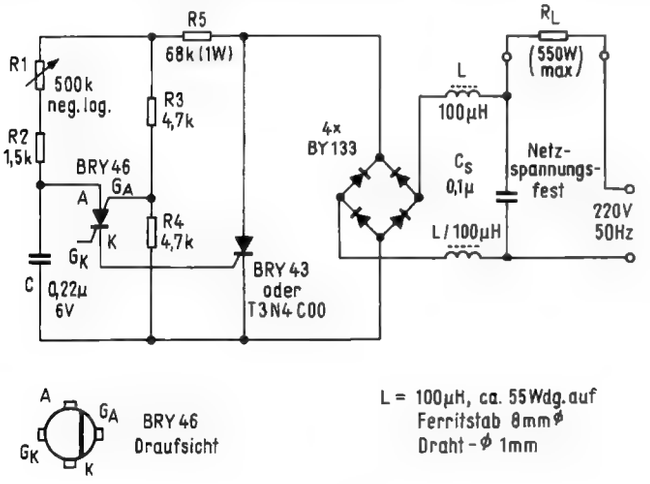
Stufenlose Helligkeitssteuerung von Glühlampen

Udo Horn

Die in diesem Beitrag beschriebene Schaltung von Intermetall ist der in Heft 22, Seite 737, vorgestellten sehr ähnlich. Sie arbeitet ebenfalls nach dem Prinzip des Phasenanschnitts und dient zur stufenlosen Helligkeitssteuerung von Glühlampen.

Die Schaltung

Bei gesperrtem Thyristor BRY 43 (oder T 3 N 4 COO) liegt an ihm fast die gesamte Netzspannung (*Bild 1*). Über einen Vorwiderstand R 5 wird ein Teil dieser Spannung einer Schaltung zugeführt, in der sich der Kondensator C über R 1 und R 2 auflädt. Erreicht die Spannung an C einen Wert, der um die zur Zündung der Thyristortetrode BRY 46 notwendige Potentialdifferenz größer ist als die durch den Spannungsteiler R 3/R 4 am anodenseitigen Steueranschluß der Thyristortetrode BRY 46 liegende Spannung, schaltet die Thyristortetrode durch, und der Kondensator C entlädt sich über die Gitter-Katodenstrecke des Thyristors BRY 43, der durch diesen Impuls gezündet wird und bis zum Ende der Netzspannungshalbwelle offen bleibt. Da bei durchgeschaltetem Thyristor keine Spannung an dem aus R 1, R 2 und C gebildeten Integrierglied liegt, ergibt sich die Synchronisation der Phasenanschnittsteuerung mit der Netzspannung dadurch, daß sich C erst mit Beginn der nächsten Halbwelle erneut aufladen kann. Durch Verwenden eines Brückengleichrichters werden beide Halbwellen der Netzspannung gesteuert. Die Größe des Stromflußwinkels läßt sich durch Verändern der Zeitkonstante des Integriergliedes mit dem Potentiometer R 1 zwischen 10° und 155° regeln. Da ganz allgemein bei Phasenanschnittschaltungen durch die steile Einschaltflanke starke Oberwellen auftreten, die z. B. den Rundfunkempfang stören können, wird zwischen der Last R_L und der Regelschaltung ein Tiefpaßfilter aus 2 × L und C_S eingebaut. Bei Schaltungen, die zur Steuerung von Motoren gedacht sind, dient die Induktivität der Motorwicklung als Störschutz.



◀ Bild 1. Schaltung zur stufenlosen Helligkeitssteuerung von Glühlampen (alle Halbleiter: Intermetall)

L = 100µH, ca. 55 Wdg. auf Ferritstab 8mm⌀ Draht - ⌀ 1mm

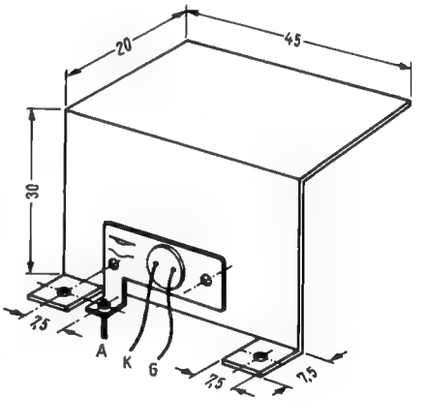


Bild 4. ▶ Thyristor BRY 43 mit Kühlblech (1 mm Aluminium)

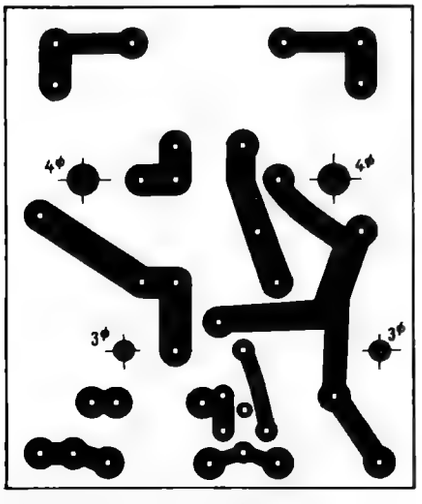


Bild 2. Platine zu der in Bild 1 gezeigten Schaltung (kaschierte Seite, Maßstab 1 : 2)

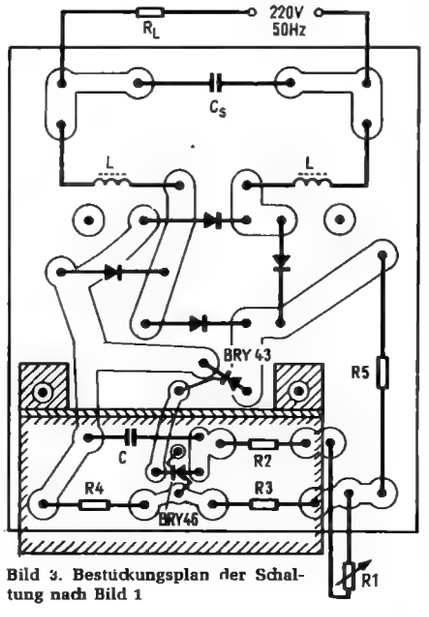


Bild 3. Bestückungsplan der Schaltung nach Bild 1

Der Aufbau

Bild 2 zeigt die Platine zu dieser Schaltung und *Bild 3* den dazugehörenden Bestückungsplan. Die Abmessungen sind so gewählt, daß diese Platine in das gleiche Gehäuse eingebaut werden kann, das für die bereits erwähnte Schaltung (FUNKSCHAU 22, Seite 737) benutzt wurde.

Bei einer zu steuernden Leistung von maximal 100 W stellt sich bei normaler Umgebungstemperatur von etwa 20 °C an dem 2 cm² großen Anodenblech des Thyristors BRY 43 eine Temperatur von etwa 45 °C ein. In diesem Fall ist ein Kühlkörper nicht notwendig.

Die maximale Leistung, die mit dieser Schaltung gesteuert werden kann, beträgt jedoch 550 W. Bei dieser Leistung muß der Thyristor auf ein Kühlblech von mindestens 20 cm² montiert werden. *Bild 4* bringt in einer Skizze einen Vorschlag, wie das Kühlblech geformt sein muß, damit die bestückte Platine noch in das bereits erwähnte Gehäuse paßt.

Der Thyristor wird mit zwei kleinen Schrauben auf dem Kühlblech befestigt. Zu diesem Zweck müssen zwei Löcher in das Anodenblech des Thyristors gebohrt werden. Aus Bild 3 geht hervor, wie das Kühlblech auf der Bestückungsseite der Platine angeordnet ist. Es verdeckt dort dann die Bauelemente C, R 2, R 3, R 4 sowie die Thyristortetrode BRY 46.

Da bei gesperrtem Thyristor an der Anode fast die volle Netzspannung liegt, ist es ratsam, zwischen Thyristor und Kühlblech eine Glimmerscheibe als Isolation anzubringen, damit das Kühlblech nicht unter Spannung steht. Zur besseren Wärmeabführung werden am oberen und unteren Rand des Gehäuses noch Luftlöcher gebohrt, damit sich die Wärme nicht staut.

Außerdem soll bei einer gesteuerten Leistung von 550 W die Kupferkaschierung der Platine wegen der relativ großen Ströme möglichst dick sein. Ist beim Aufbau dieser Schaltung gerade keine Thyristortetrode zur Hand, kann man sie durch eine Anordnung von einem pnp- und einem npn-Transistor ersetzen, so wie es in der bereits erwähnten Schaltung gemacht wird.

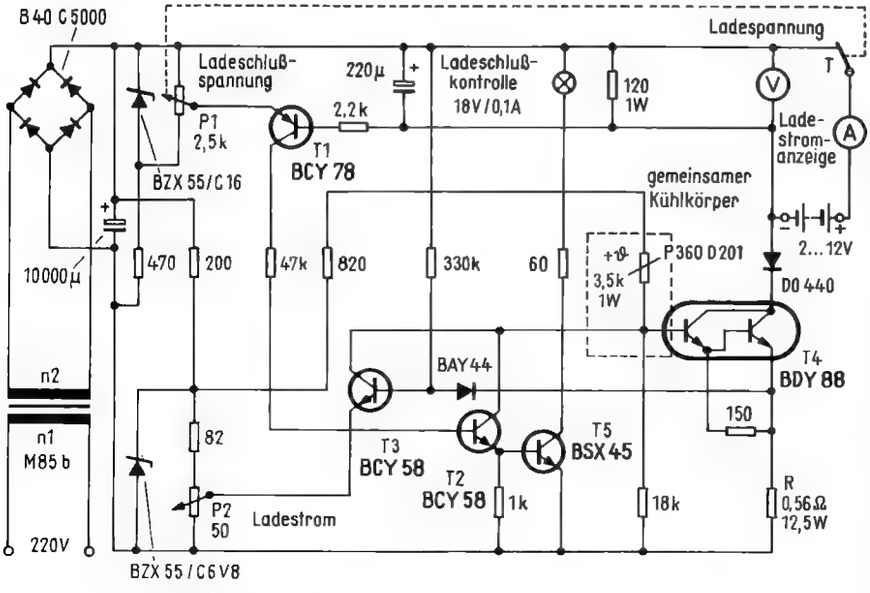
Klaus Wetzel

Automatisches Ladegerät

Im Prinzip ist das im *Bild* dargestellte Ladegerät ein modifizierter Spannungskonstanthalter mit einstellbarer Strombegrenzung. Schließt man eine leere Batterie an die Ausgangsklemmen, so arbeitet lediglich die Ladestrombegrenzung, und der fließende Batteriestrom wird auf den eingestellten Wert begrenzt. Steigt daraufhin die Batteriespannung an und erreicht schließlich den eingestellten Spannungsbegrenzungswert, ist die Ladung beendet, da kein Ladestrom mehr fließen kann. Wirkt die Spannungsbegrenzung, leuchtet die eingebaute Ladeschlußkontrolllampe auf. Man erreicht diesen Effekt dadurch, daß man an den Vorstufentransistor T 2, der nur bei Spannungsbegrenzung stromführend ist, ein weiterer Transistor T 5 nachgeschaltet wurde, der die Anzeigelampe einschalten kann. Die Ladeschlußspannung wird mit dem Potentiometer P 1 gewählt. Man kann die eingestellte Spannung am Voltmeter ablesen, wenn während der Einstellung die zu ladende Batterie abgeklemmt oder das Potentiometer mit der eingezeichneten Ruhetaste T gekoppelt ist.

Tabelle der technischen Daten

Eingangsspannung: 220 V bzw. 18 V_
maximale Batteriespannung: 12 V
maximaler Ladestrom: selbstregelnd: 4 A
Kühlkörper: = 3,5 K/W
Transformator: M 85 b, dyn. Bl. IV,
n 1 = 760 Wdg., 0,50 CuL
n 2 = 58 Wdg., 1,75 CuL



Schaltung des automatischen Ladegerätes

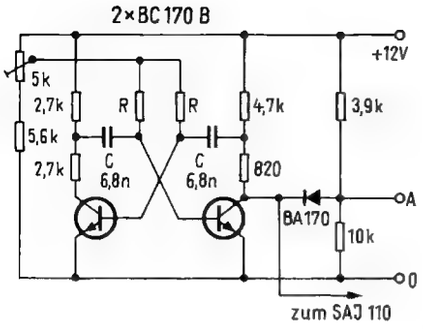
Die Ladeschlußspannung soll bei Bleiakkumulatoren etwa 2,65 V × der Anzahl der Zellen sein. Die Strombegrenzung wird mit dem Potentiometer P 2 eingestellt. Die Regelwirkung setzt ein, wenn der Spannungsabfall an R den eingestellten Wert an P 2 erreicht. Der Stromwert kann am Amperemeter abgelesen werden. Wegen der begrenzt möglichen Verlustleistung am Darlington-Transistor T 4, kann der maximal möglich einstellbare Ladestrom von 4,5 A nicht für jede Batteriespannung zugelassen werden. Damit die richtigen Werte auch sicher eingehalten werden, wurde eine kühlkörpertemperaturabhängige Verlustleistungsbegrenzung eingeführt. Dazu ist der Kaltleiter P 360 D 201 als Fühler in mittelbarer Nähe des Darlington-Transistors T 4 auf demselben Kühlkörper zu montieren. Bei etwa 100 °C Kühlkörpertemperatur wird der Kaltleiter mit hoher Steilheit hochohmiger und entzieht somit dem Darlington-Transistor Basisstrom. Der Ladestrom – und damit die Verlustleistung – werden ebenfalls kleiner, bis sich ein thermischer Gleichgewichtszustand einpegelt. Die Darlington-Kombination muß unisoliert und mit wärmeleitender Paste auf dem Kühlkörper montiert werden.

(Nach Siemens-Halbleiter-Schaltbeispiele 1971.)

RC-Oszillator für einfache elektronische Musikinstrumente

Zur Tonerzeugung in einfachen elektronischen Musikinstrumenten können auch Schaltungen verwendet werden, die ohne LC-Schwingkreise nach dem Prinzip des astabilen Multivibrators arbeiten. Die Schwingfrequenz ist zwar nicht so hochkonstant und temperaturunabhängig wie bei einem LC-Oszillator; bei geeigneter Wahl der frequenzbestimmenden RC-Glieder ist aber eine durchaus brauchbare Stabilität erreichbar.

Die Schaltung *(Bild)* arbeitet als astabiler Multivibrator mit den beiden frequenzbestimmenden RC-Gliedern R, C. Das 5-kΩ-Potentiometer dient zum Frequenzabgleich. Mit drei Wertepaaren für die Widerstände R und einem Festwert für die Kondensatoren C kann der Frequenzbereich einer Oktave überdeckt werden. Am Ausgang steht die erzeugte Tonfrequenz als Rechteckspannung mit einer Amplitude von etwa 7,5 V zur Verfügung. Die Diode hat die Aufgabe, den Ausgang vom Kollektor des Transistors zu entkoppeln. Der zum Erzeugen der Töne der tieferen Oktaven erforderliche



◀ Einfacher RC-Oszillator für elektronische Musikinstrumente

Frequenzteiler SAJ 110 von Intermetall wird direkt vom Kollektor des Transistors angesteuert.

In einer Versuchsschaltung mit MKC-Kondensatoren (metallisierte Polycarbonat-Folie) und Metallschichtwiderständen für das frequenzbestimmende RC-Glied wurde eine Frequenzabweichung von $< 0{,}5$ % im Temperaturbereich von 10...40 °C festgestellt. Die Stromaufnahme eines Oszillators liegt bei 7 mA. Die Versorgungsspannung sollte stabilisiert sein.

Für die zwölf Oszillatoren einer Oktave sind folgende Werte für die frequenzbestimmenden Widerstände R ermittelt worden:

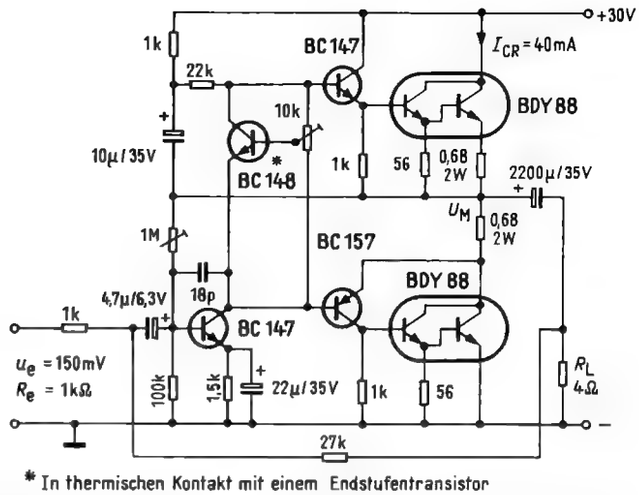
cis (554 Hz)...e (659 Hz)	150 kΩ ± 5 %
f (698 Hz)...gis (831 Hz)	180 kΩ ± 5 %
a (880 Hz)...c (1047 Hz)	240 kΩ ± 5 %

(Nach Unterlagen von Intermetall.)

Alfred Hauenstein

16-W-Nf-Verstärker mit Darlingtontransistoren

Mit den neuen Siemens-Darlingtontransistoren BDY 87...89 lassen sich eisenlose Nf-Verstärker mit vereinfachtem mechanischen Aufwand aufbauen, da die Kühlkörper und Montagekosten für die Treibertransistoren der Endstufe entfallen. Die im *Bild* gezeigte Schaltung liefert eine Ausgangsleistung von 16 W. Wegen der hohen Stromverstärkung der Darlingtontransistoren genügt zur Phasenumkehr das Transistorkomplementärpaar BC 147/BC 157. Auch die Treiberstufe kann hochohmig ausgeführt werden.



▶ 16-W-Nf-Verstärker mit den Darlingtontransistoren BDY 88

* In thermischen Kontakt mit einem Endstufentransistor

Zum Stabilisieren des Kollektorruhestroms der Endstufe muß die Spannung der vier Basis-Emitter-Dioden konstant gehalten werden. Hierfür dient anstelle einer Z-Diode BZX 55 ein in Durchlaß betriebener Transistor, der neben der Spannungsstabilisierung auch die Temperaturstabilisierung des Kollektorruhestromes vornimmt. Er muß in thermischen Kontakt mit einem der Endstufentransistoren gebracht werden. Kommt die Übertragungsfrequenz in den Bereich der β-Grenzfrequenz der Endstufentransistoren, dann steigt die Verlustleistung an. In den technischen Daten *(Tabelle)* ist die maximal zulässige Übersteuerung $\ddot{U} = \frac{u_e}{u_{enenn}}$ aufgetragen.

Technische Daten des 16-W-Verstärkers

Stromaufnahme: 40 mA bis 1 A

Nennausgangsleistung ($k = 1$ %): 16 W

Spannungsfrequenzgang (– 1 dB, $P_a = 1/2\ P_{anenn}$): $<$ 10 Hz bis 60 kHz

Leistungsfrequenzgang (– 1 dB) bezogen auf $k = 1$ %: 25 Hz bis $>$ 20 kHz

Leistungsverstärkung: 51,5 dB

Spannungsverstärkung: 27.5 dB

Wärmewiderstand des Kühlkörpers je Endstufentransistor: $<$ 5 K/W

maximal zulässige Übersteuerung:

f $<$ 20, 25, 40 kHz

$\ddot{U}$ $>$ 4, 2, 1

(Nach Siemens-Unterlagen.)

Ing. Gerhard Amon

Elektronischer Tischrechner mit integrierten Schaltungen 4. Teil

Die ersten drei Folgen dieser Reihe erschienen in den FUNKSCHAU-Heften 21, Seite 705; 22, Seite 742 und 23, Seite 778. Der nachstehende Teil befaßt sich mit den Registern 1 bis 3, der Ziffernanzeige, den Vergleichern, dem Taktimpulsgenerator sowie dem Steuerteil.

Register 2 und 3 mit Umschaltern

Auch hier werden als Umschalter die schon bekannten UND/NOR-Gatter verwendet. Die Register 2 und 3 *(Bild 35)* sind beide achtstufige Schieberegister. Sie bestehen aus acht hintereinander geschalteten Master-Slave-Flipflops (siehe Bild 29). Nach jedem Taktimpuls ist die Eingangsinformation um einen Schritt weitergeschoben. Nach dem achten Taktimpuls taucht sie am Ausgang des Schieberegisters auf. Der einzige Unterschied zwischen Register 2 und 3 ist der, daß Register 3 auch einen invertierten Ausgang besitzt. Da die UND/NOR-Gatter invertieren, ist der gesamte Inhalt in den Registern 2 und 3 ebenfalls invertiert. Da dieser Umstand in den angeschlossenen Schaltungsteilen berücksichtigt ist, stört er nicht. So wird z. B. der Eingang A des Neunerkomplementbilders nicht an den Ausgang Q 3, sondern an den Ausgang $\overline{Q}$ 3 angeschlossen.

Register 1 mit Eingangsschaltern

Für das Register 1 *(Bild 36)* kann leider nicht das einfache Schieberegister wie für Register 2 und 3 verwendet werden. Hier werden Rechts/Links-Schieberegister benötigt, da bei der Eingabe oder beim Dividieren zuerst die größte Stelle der Dezimalzahl eingeschoben wird, bei der Resultatsaufnahme vom Addierer dagegen zuerst die kleinste Stelle (Einerstelle). Durch UND/NOR-Gatter, die bereits im vierstufigen Schieberegister SN 7495 N eingebaut sind, ist es möglich die Master-Slave-Flipflops in verschiedener Reihenfolge in Reihe zu schalten. Je nach Zustand am

Steuereingang M kann der in den Master-Slave-Flipflops stehende Inhalt nach rechts oder links geschoben werden (siehe Bild 26). Da ein achtstufiges Rechts/Links-Schieberegister erst seit ganz kurzer Zeit angeboten wird, werden noch zwei vierstufige Rechts/Links-Schieberegister in Reihe geschaltet. Diese Lösung ist zur Zeit außerdem noch billiger.

Der Umschalter vor dem Links-Eingang (Vergleichszähler oder Zehnertastatur) kann – da Vergleichszähler und Zehnertastatur nie gemeinsam in Betrieb sind – vereinfacht mit einem NAND-Gatter mit zwei Eingängen ausgeführt werden. Es arbeitet in diesem Fall als ODER-Verknüpfung. Vergleichszähler und Zehnertastatur liefern im Ruhezustand 1111. Ein Zustand 1 an einem Eingang eines NAND-Gatters bedeutet aber, daß der Zustand am jeweils anderen Eingang den Ausgangszustand bestimmt. Der Rechts-Eingang (vom Addierer) muß gesperrt werden können. Dies erfolgt durch UND-Gatter.

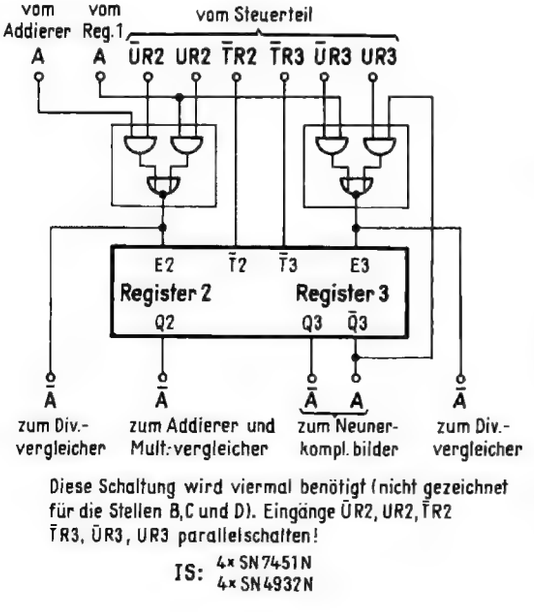
Wenn vom Tastenfeld eine Tetrade in das Register 1 gegeben werden soll, so muß die Schieberichtung auf Links umgeschaltet werden (Normalfall = Rechtsschieben) und außerdem muß das Register 1 den erforderlichen Schiebeimpuls (= Taktimpuls) selbst erzeugen. Der Steuerteil hilft hier nicht! Egal welche Taste der Zehnertastatur gedrückt wird, der Summenausgang $\overline{\Sigma}$ wechselt immer den Zustand von 1 auf 0. Dadurch werden die Richtungseingänge M der Rechts/Links-Schieberegister umgeschaltet. Da dieser Richtungswechsel beim Dividieren auch vom Steuerteil veranlaßt wird, sind wieder als ODER-Verknüpfung verwendete NAND-Gatter eingeschaltet. Da die acht M-Eingänge eine zu große Belastung für den Ausgang eines einzigen NAND-Gatters bedeuten würden, werden hier zwei NAND-Gatter parallel geschaltet. Zur Taktimpulserzeugung dienen die fünf in Reihe geschalteten Inverter zusammen mit dem UND-Gatter. Mit dem Zustandswechsel an den Richtungseingängen M tritt auch am Ausgang des UND-Gatters der Zustand 1 auf. Gleichzeitig wechseln auch die fünf Inverter der Reihe nach ihre Ausgangszustände. Nach fünf Umschaltzeiten wird damit der Zustand 1 an den beiden Eingängen des UND-Gatters wieder verloren; sein Ausgang wechselt auf 0, und der Schiebeimpuls ist beendet.

Ziffernanzeige mit Decoder/Treiber

Im Gegensatz zur Codierung gibt es zur Decodierung einen kompletten Baustein, der außerdem noch zehn Treibertransistoren zur direkten Ansteuerung einer Ziffernanzeigeröhre enthält *(Bild 37)*. Die Funktionsweise der Umwandlung einer Tetrade in eine Dezimalziffer ist nicht schwer zu durchschauen, wenn man die Innenschaltung des Bausteines SN 7441 AN ansieht und durchdenkt (Bild 18).

Vergleichszähler und Multiplikationsvergleicher

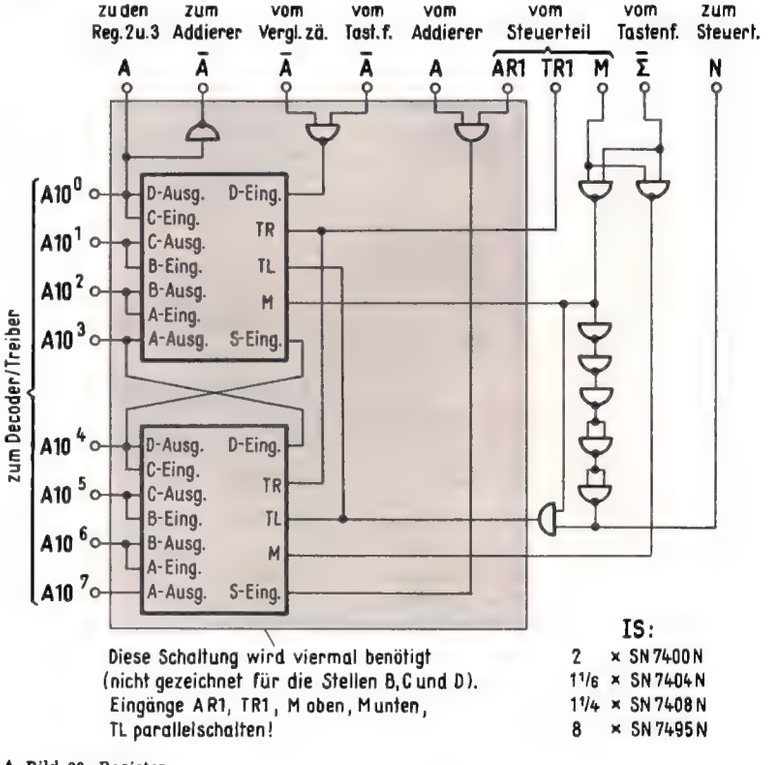
Für den Vergleichszähler *(Bild 38)* steht ein fertiger Dezimalzähler, der Baustein SN 7490 N, zur Verfügung. Vier Master-Slave-Flipflop arbeiten hier als Frequenzteiler, wobei durch eine sinnvolle Beschaltung der Flipflopeingänge erreicht wird, daß der Zähler nicht bis 15, sondern nur bis neun zählt (siehe Schaltung und Wahrheitstabelle von Bild 25). Der Baustein hat außerdem noch Rückstelleingänge um den Zähler auf 0 (0000), oder 9 (1001) rückstellen zu können. Die nicht verwendeten Rück-



Diese Schaltung wird viermal benötigt (nicht gezeichnet für die Stellen B,C und D). Eingänge ÜR2, UR2, T̄R2 T̄R3, ÜR3, UR3 parallelschalten!

IS: 4× SN 7451 N
4× SN 4932 N

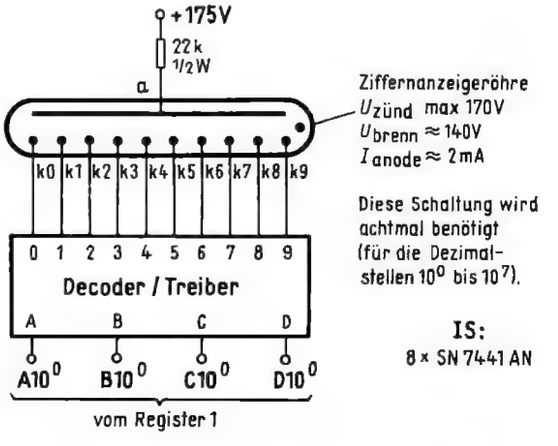
◄ Bild 35. Register 2 und 3 mit Umschaltern



Diese Schaltung wird viermal benötigt (nicht gezeichnet für die Stellen B,C und D). Eingänge AR1, TR1, M oben, M unten, TL parallelschalten!

IS:
2 × SN 7400 N
1 1/6 × SN 7404 N
1 1/4 × SN 7408 N
8 × SN 7495 N

▲ Bild 36. Register mit Eingangsschaltern

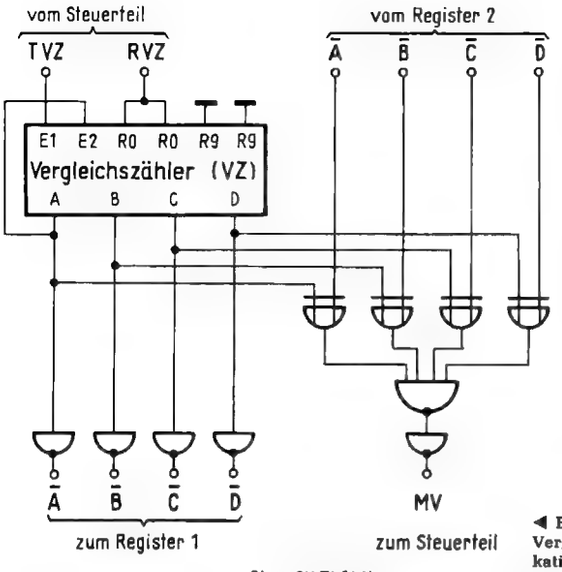


Ziffernanzeigeröhre
$U_{zünd}$ max 170 V
$U_{brenn} \approx 140$ V
$I_{anode} \approx 2$ mA

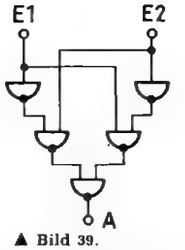
Diese Schaltung wird achtmal benötigt (für die Dezimalstellen 10^0 bis 10^7).

IS:
8 × SN 7441 AN

Bild 37. ► Ziffernanzeige mit Decoder/Treiber



◀ Bild 38. Vergleichszähler und Multiplikationsvergleicher



▲ Bild 39. Exklusiv-ODER-Gatter aus NAND-Gattern

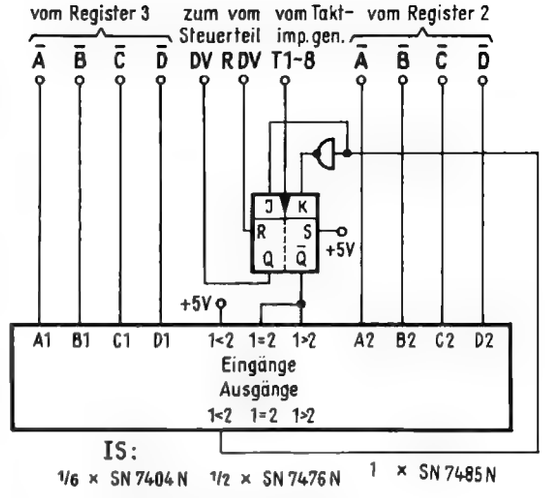


Bild 40. ▶ Divisionsvergleicher

stelleingänge R 9 müssen an Masse gelegt werden. Für das Register 1 wird der Zählerstand invertiert benötigt, wofür die in Bild 38 unter dem Vergleichszähler dargestellten Inverter vorhanden sind.

Der Multiplikationsvergleicher vergleicht die Ausgänge des Registers 2 mit dem Stand des Vergleichszählers. Wenn alle vier Stellen der beiden Tetraden gleich sind, soll der Steuerteil ein Signal erhalten. Vom Register 2 gibt es allerdings nur eine invertierte Tetrade. Gleichheit der beiden Tetraden ist daher dann gegeben, wenn die vier an den Vergleichszähler und an das Register 2 angeschlossenen Exklusiv-ODER-Gatter alle Ungleichheit feststellen. Der Ausgang aller Exklusiv-ODER-Gatter hat dann den Zustand 1, das gibt am Ausgang des NAND-Gatters mit vier Eingängen den Zustand 0, nach dem Inverter Zustand 1 (im Normalfall Zustand 0). Wie man ein Exklusiv-ODER-Gatter z. B. mit NAND-Gattern aufbauen könnte, zeigt *Bild 39*.

Divisionsvergleicher

Während der Multiplikationsvergleicher nur zwei Tetraden miteinander vergleichen muß, gilt es für den Divisionsvergleicher *(Bild 40)* den kompletten Inhalt der Register 2 und 3 zu vergleichen. Er muß also zunächst die Tetraden für die Einerstellen der Dezimalzahlen vergleichen und sich merken, ob sie gleich sind oder eine größer ist. Wenn er beim zweiten Schritt die Tetraden für die Zehnerstellen der Dezimalzahlen vergleicht, muß er bei einer eventuellen Gleichheit das Resultat von dem Einerstellenvergleich berücksichtigen. Und so geht es weiter bis zum achten Schritt. Angenehmerweise steht für diesen komplizierten Vergleich ein kompletter Baustein zur Verfügung, so daß nur noch ein Vergleichsresultatspeicher – ähnlich dem Übertragsspeicher beim Addieren – benötigt wird. Wer Interesse daran hat, die Wirkungsweise des Vergleicherbausteines SN 7485 N kennenzulernen, findet das Innenschaltbild in Bild 23.

Im Abschnitt *Prinzip* wurde beschrieben, daß der Sonderfall beim Dividieren eintritt, wenn der Inhalt von Register 2 kleiner als der Inhalt von Register 3 wird. Ähnlich wie beim Multiplikationsvergleicher steht auch hier wieder nur der invertierte Inhalt zur Verfügung. Die Sonderfallbedingung muß daher umgekehrt werden: Der Sonderfall tritt dann auf, wenn der Inhalt von Register 3 kleiner als der Inhalt von Register 2 wird. In der Schaltung bedeutet das, daß der Ausgang Q des Vergleicherflipflops nach dem achten Schritt den Zustand 1 aufweist (Normalfall Zustand 0).

Taktimpulsgenerator

Für die immer wieder erforderlichen acht Schritte, das sind acht Taktimpulse an die Schieberegister, an den Additionsspeicher und an das Flipflop des Divisionsvergleichers, wird der Taktimpulsgenerator benötigt *(Bild 41)*. Ein astabiler, unsymmetrischer Multivibrator, bestehend aus einem NAND-Gatter mit drei Eingängen, zwei Invertern und einem RC-Glied, liefert Impulse mit einer Frequenz von etwa 500 kHz, sobald der Steuerteil den obersten Eingang des NAND-Gatters mit drei Eingängen freigibt (Zustand 1). Die Impulse werden einem Taktimpulszähler und einer Auswahlschaltung zugeführt. Der Taktimpulszähler sorgt zusammen mit der Auswahlschaltung dafür, daß die ersten acht Impulse an den Ausgang T 1–8 gelangen, der neunte Impuls an den Ausgang T 9 und der zehnte Impuls an den Ausgang T 10 gelangt. Ab dem elften Impuls wiederholt sich dieser Rhythmus. Die Taktimpulse T 9 und T 10 werden zu Steuerzwecken benötigt. Für die im Abschnitt *Prinzip* erwähnten Sonderfälle ist die Unterdrückung des ersten Taktimpulses erforderlich. Die Auswahlschaltung liefert auch die dazu

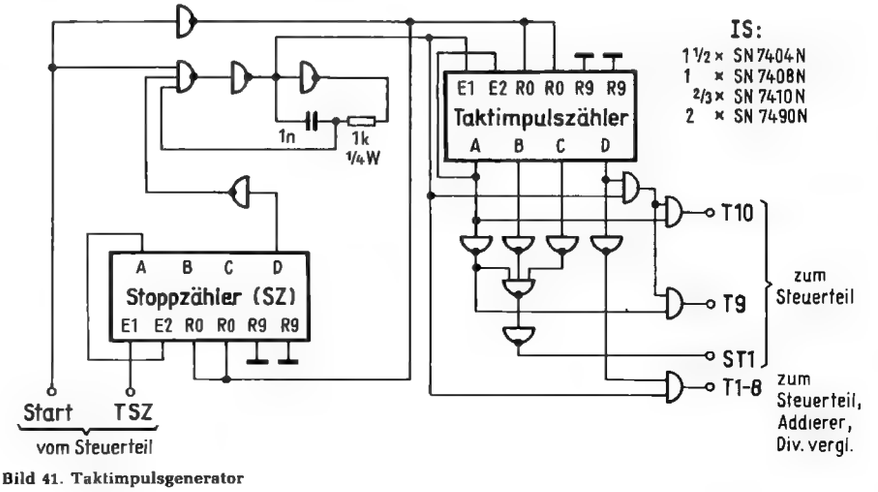


Bild 41. Taktimpulsgenerator

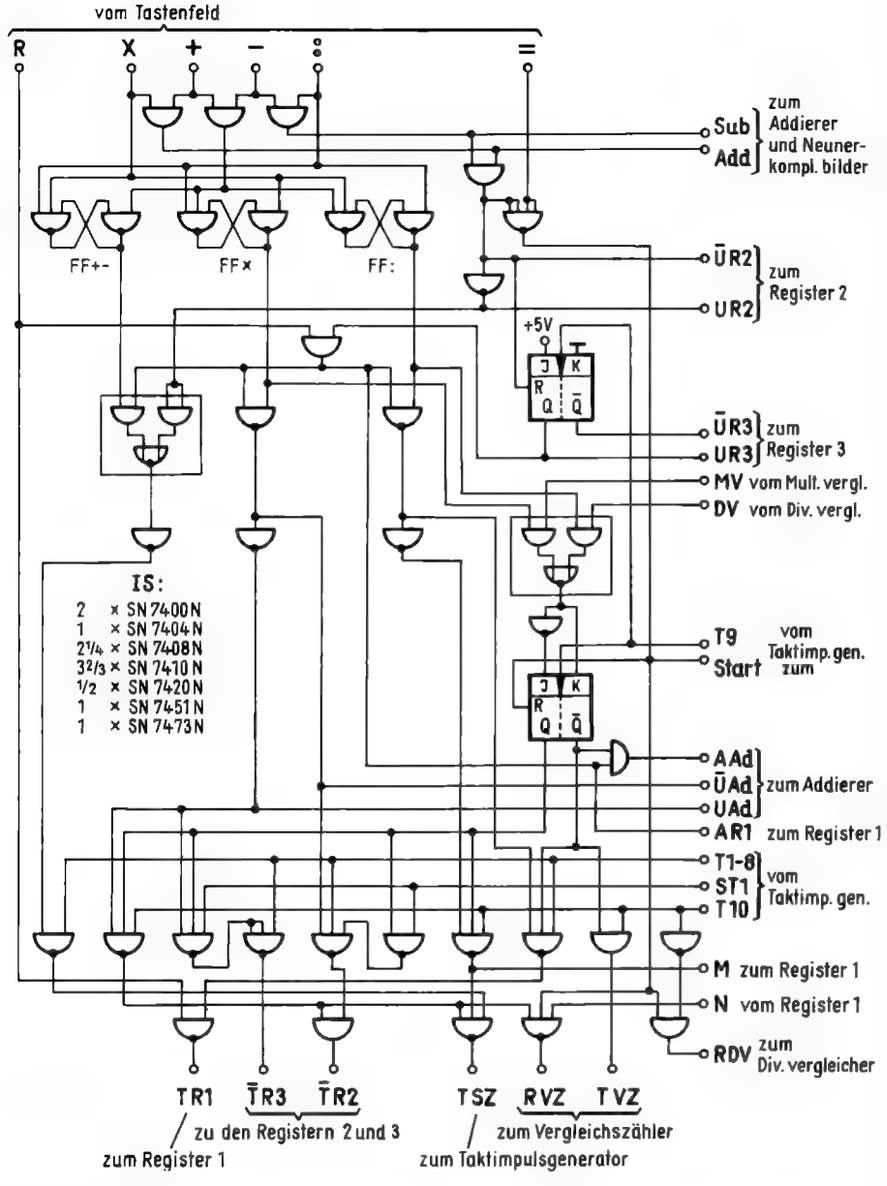


Bild 42. Steuerteil

nötige Sperre (ST 1), die allerdings erst im Steuerteil zur Anwendung kommt.

Die Impulserzeugung durch den Multivibrator wird eingestellt, nachdem der Stoppzähler acht Taktimpulse vom Steuerteil erhalten hat. Nach dem achten Taktimpuls an den Stoppzähler nimmt dessen Ausgang D den Zustand 1 an. Das gibt invertiert den Zustand 0, womit das NAND-Gatter mit drei Eingängen durch seinen mittleren Eingang gesperrt wird. Beim Loslassen einer Rechenarttaste oder der Taste = werden die beiden Zähler, für welche wieder der Baustein SN 7490 N verwendet wird, automatisch rückgestellt.

Steuerteil

Der Steuerteil *(Bild 42)* sorgt dafür, daß die im Abschnitt *Prinzip* erläuterten einzelnen Phasen richtig ablaufen. In Bild 42 sind oben zusammenfassende UND-Gatter zu sehen. Wenn eine Rechenarttaste oder die Taste = gedrückt wird, sorgen sie dafür, daß der Taktimpulsgenerator eingeschaltet wird (Start). Unterhalb dieser UND-Gatter befinden sich drei Flipflops (FF +, −, FF ×, FF :) die von den Rechenarttasten gesetzt werden. Auf diese Weise merkt sich der Rechner, welche Rechenart er später, wenn die Taste = gedrückt wird, auszuführen hat.

Das obere JK-Master-Slave-Flipflop kippt nur einmal nach dem neunten Taktimpuls, später nicht mehr. Es besorgt die Umschaltung des nach Drücken der Taste = ablaufenden zweiteiligen Programmes. Nach dem neunten Taktimpuls wird auf Teil 2 umgeschaltet. Damit auch fortlaufend addiert und subtrahiert werden kann, wird das Flipflop erst beim Drücken einer der vier Rechenarttasten rückgestellt und nicht schon beim Loslassen der Taste =.

Über dem unteren JK-Master-Slave-Flipflop befindet sich ein UND/NOR-Gatter, das je nach Rechenart das Signal des Multiplikations- oder des Divisionsvergleichers diesem Flipflop zuführt. Dieses Flipflop entscheidet nach jedem neunten Impuls über Normalfall oder Sonderfall.

Nach dem ersten Taktimpuls T 9 bestimmen die drei Rechenart-Flipflops über den weiteren Verlauf des Programmes. Zusammen mit dem unteren JK-Master-Slave-Flipflop, der darunter dargestellten Auswahlschaltung und dem Taktimpulsgenerator sorgen sie dafür, daß zum richtigen Zeitpunkt die diversen Um- und Abschalter betätigt werden und die richtigen Taktimpulse an die richtigen Register gelangen.

Der Taktimpuls T 10 ist im Normalfall für den Vergleichszähler bestimmt und besorgt auch das Rückstellen des Speichers für den Divisionsvergleicher. Bei jedem Sonderfall wird er außerdem dem Stoppzähler zugeführt, schiebt beim Multiplizieren eine Stelle aus dem Register 2, sorgt beim Dividieren für die Resultatübertragung vom Vergleichszähler zum Register 1 und stellt schließlich den Vergleichszähler zurück (beim Dividieren nach dem Abklingen des Taktimpulses für Register 1).

Beim Übertragen nach Bild 5 erhält der Stoppzähler das erste Impulspaket T 1–8, so daß der Vorgang nach dem achten Taktimpuls beendet ist. Beim Addieren und Subtrahieren erhält er erst das zweite Impulspaket, womit der Rechenvorgang nach dem achtzehnten Taktimpuls beendet ist. Beim Multiplizieren und Dividieren erhält der Stoppzähler nur im Sonderfall einen Taktimpuls; es können im Extremfall bis zu 800 Taktimpulse für eine Rechnung erforderlich werden.

Die bisher nicht erwähnte Rückschiebetaste dient dazu, eine irrtümlich in das Register 1 eingegebene Dezimalziffer wieder aus dem Register hinauszuschieben. Die ganze in der Sichtanzeige stehende Dezimalzahl wird um eine Stelle nach rechts geschoben. Diese Rückschiebetaste ist auch für die Division sehr praktisch, weil damit der Quotient für eine Weiterrechnung verkürzt oder auf die richtige Stelle gebracht werden kann. Durch Drücken der Rückschiebetaste und anschließendes Loslassen wird dem Register 1 ein Taktimpuls zugeführt, wobei noch durch eine Schaltungsmaßnahme dafür gesorgt ist, daß das Register 1 keine unerwünschte Tetrade vom Addierer her als achte Stelle aufnehmen kann.

(Fortsetzung folgt)

EGON KOCH DL 1 HM

Ein japanisches Amateurgerät

SSB-Sender FL-100 B

Viele deutsche Amateure verwenden in zunehmendem Maße kommerziell hergestellte SSB-Sender aus den USA, oder sie bauen sich Geräte mit Hilfe amerikanischer Bausätze. Durch das ungünstige Kaufkraft-Verhältnis zwischen Dollar und Mark ist das ein verhältnismäßig teures Vergnügen, insbesondere weil noch der Zoll und der Umsatzsteuerausgleich mit zusammen 23,6% vom Rechnungswert hinzukommen. Vor kurzem gelangte der erste japanische SSB-Amateursender Typ FL-100 B *(Bild 1)* zu einem verhältnismäßig günstigen Preis auf den deutschen Markt. Er ist für SSB-, CW- und AM-Betrieb auf den Bändern 80 m, 40 m, 20 m, 15 m und 10 m eingerichtet. Im Gegensatz zu den meisten vergleichbaren amerikanischen Erzeugnissen, bei denen die Seitenbandaufbereitung mit Quarzfiltern erfolgt, ist der japanische Sender mit einem *mechanischen Filter* ausgestattet. Es besitzt die für die Übertragung der Sprachfrequenzen erforderliche Bandbreite mit steil abfallenden Flanken, wodurch eine ausgezeichnete Unterdrückung des unerwünschten Seitenbandes erzielt wird *(Tabelle 1)*.

Die Schaltung

Der Sender verfügt über zwölf Röhren, sieben Dioden, fünf Silizium-Dioden und sieben Steckquarze. Der Mikrofoneingang *(Bild 2)* ist hochohmig. Das Sprachsignal wird vom Pentodensystem der Röhre 6 U 8 verstärkt und über den Nf-Einsteller zu dem als Impedanzwandler (Katodenverstärker) arbeitenden Triodensystem geleitet. Vom niederohmigen Ausgang gelangt es zu dem mit zwei Dioden bestückten Balancemodulator.

Für die automatische Sprachsteuerung (Vox) zweigt man Nf-Spannung an der Anode des Pentodensystemes der Röhre 6 U 8 ab und führt sie über ein Potentiometer dem Vox-Verstärker mit einer zweiten Verbundröhre 6 U 8 zu. Das Pentodensystem dient zur Nachverstärkung des Signals, das anschließend eine Diode gleichrichtet. Die gewonnene Richtspannung steuert das Triodensystem, in dessen Anodenkreis die Wicklung des Relais zur automatischen Sprachsteuerung des Senders liegt. Um zu verhindern, daß der eigene Lautsprecher über das Stationsmikrofon diese Automatik auslöst, wird die Nf-Spannung des Empfängers über ein Potentiometer dem Antitripverstärker (Pentodensystem der dritten Röhre 6 U 8) zugeleitet. Dieses verstärkte und ebenfalls an einer Diode gleichgerichtete Signal gelangt als Sperrspannung zur Diode des Voxverstärkers. Bei entsprechender Einstellung des Antitrip-Potentiometers heben sich die vom Mikrofonkanal und vom Empfängerausgang gewonnenen Richtspannungen auf, so daß das Relais nicht anspricht.

Der quarzgesteuerte Trägeroszillator mit dem Triodensystem einer Röhre 6 U 8 schwingt auf 455 kHz. Seine Hf-Spannung wird induktiv ausgekoppelt und dem Balancemodulator zugeführt. Von dessen Ausgang gelangt dann das trägerlose Zweiseitenbandsignal über einen Hf-Übertrager zum mechanischen Filter, daß nur noch das obere Seitenband durchläßt. Die Filter-Bandbreite begrenzt das übertragene Niederfrequenz-Spektrum auf den Sprachfrequenzbereich von etwa 400...2700 Hz.

In der anschließenden Mischstufe *(Bild 3)* mit der Doppeltriode 12 AT 7 erfolgen in Verbindung mit dem Seitenband-Oszillator das Umsetzen auf die zweite Trägerfrequenz von 9 MHz und das Umschalten auf das obere oder untere Seitenband. Die Röhre arbeitet als Balancemischer, sie unterdrückt im Anodenkreis weitgehend das vom Seitenband-Oszillator zugemischte Signal, so daß keine unerwünschten Mischprodukte weitergeleitet werden und zur Ausstrahlung gelangen. In dieser Mischstufe wird auch bei CW- und AM-Betrieb der Träger zugesetzt. Zu diesem Zweck gelangt das dem Trägeroszillator über ein Potentiometer mit Abschalter in der erforderlichen Amplitude entnommene Signal zum Gitter des einen Triodensystems der Röhre 12 AT 7. Am anderen Systemgitter liegt das vom mechanischen Filter kommende trägerlose Einseitenbandsignal.

Der Seitenband-Oszillator mit der Doppeltriode 12 AU 7 besteht aus zwei Quarzgeneratoren, von denen einer auf 8,545 MHz und

Bild 1. Der SSB-Sender FL-100 B

Tabelle 1. Technische Daten

Betriebsarten: CW, AM (Träger + 1 Seitenband), SSB (oberes und unteres Seitenband umschaltbar)
Bedienung: Handschaltung (MOX), Automatische Sprachsteuerung (VOX), CW-BK-Verkehr
Frequenzbereiche: 3,5...4,1 MHz, 6,9...7,5 MHz, 13,9...14,5 MHz, 20,9...21,5 MHz, 27,9...28,5 MHz, 28,5...29,1 MHz
Frequenzstabilität: 100 Hz nach Erwärmung
Input: 120 W PEP (Spitzenleistung)
Trägerunterdrückung: 50 dB, Seitenbandunterdrückung: 50 dB } bezogen auf volle Ausgangsleistung
Intermodulationsabstand: > 25 dB
Ausgangsimpedanz: 50...120 Ω
Nf-Eingang: 0,5 MΩ
Nf-Durchlaßbereich: 400...2700 Hz ∓ 6 dB
Stromversorgung: 110/220 V, 50 Hz, 250 W
Abmessungen: 38 cm × 18 cm × 28 cm
Gewicht: 16 kg

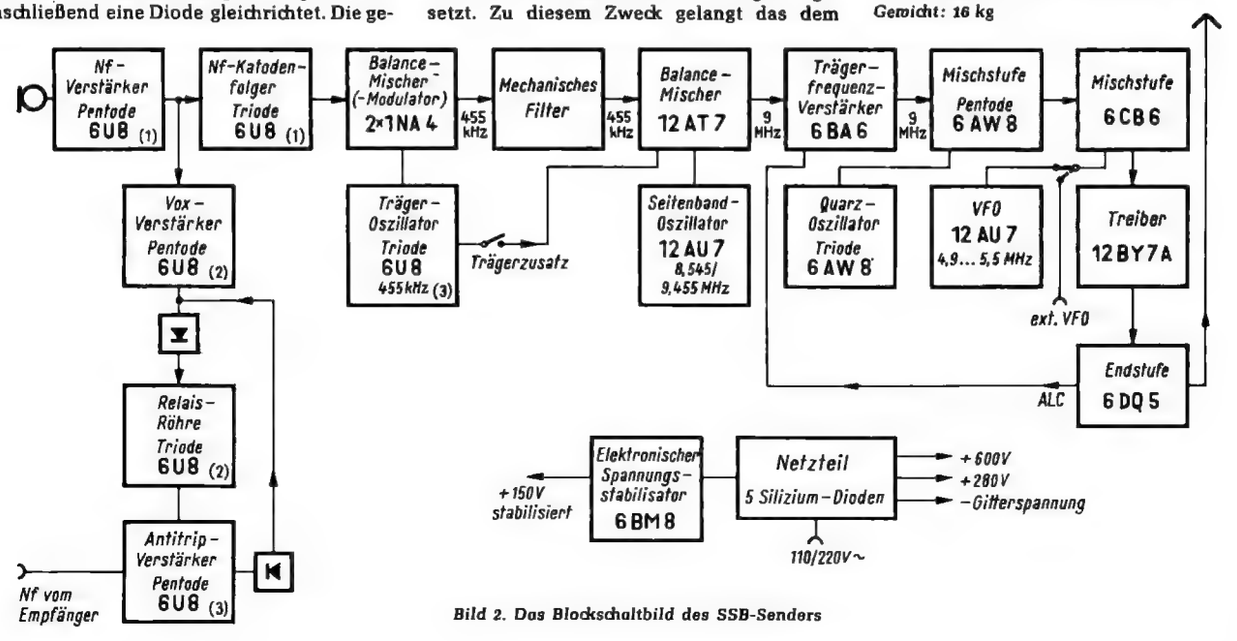
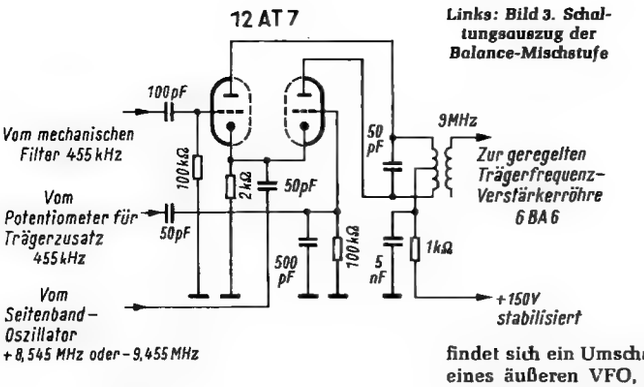


Bild 2. Das Blockschaltbild des SSB-Senders



Links: Bild 3. Schaltungsauszug der Balance-Mischstufe

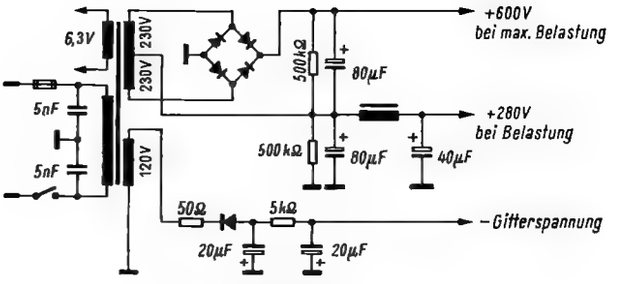


Bild 4. Der Stromversorgungsteil

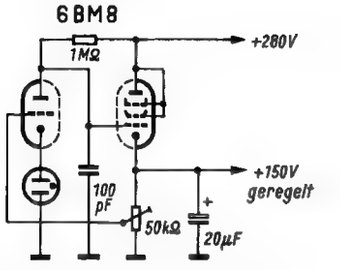


Bild 5. Elektronische Spannungsstabilisierung

der andere auf 9,455 MHz schwingt. Der jeweils benötigte Oszillator wird durch Kurzschließen einer Gittersperrspannung eingeschaltet. Die Hf-Spannung entnimmt man den beiden parallel geschalteten Katoden und führt sie über eine Kapazität den ebenfalls parallel geschalteten Katoden der Mischstufe zu. Die 9-MHz-Trägerfrequenz wird in der Pentode 6 BA 6 verstärkt, deren Gitter auch die automatische Verstärkungsregelung bei SSB-Betrieb übernimmt. Die Regelung vermeidet Übersteuerungen der Sender-Endstufe. Bei CW- und AM-Betrieb ist die Automatik abgeschaltet.

In der folgenden Stufe arbeitet das Pentodensystem der Röhre 6 AW 8 bei 80 m und 20 m als aperiodischer Verstärker, bei 40 m, 15 m und 10 m als additiver Mischer. In diesem Falle wird dem Gitter auch noch das Signal des Quarz-Oszillators (Triodensystem der 6 AW 8) zugeführt. In der sich anschließenden weiteren Mischstufe mit der Pentode 6 CB 6 erfolgt durch additives Zumischen des VFO-Signals die endgültige Umsetzung auf die einzelnen Amateurbänder.

Bei dem eingebauten VFO (= Variabler Frequenz-Oszillator), der mit der Doppeltriode 12 AU 7 bestückt ist und einen Abstimmbereich von 4,9...5,5 MHz besitzt, arbeitet ein Röhrensystem als Oszillator in temperaturkompensierter Eco-Schaltung, das andere als Pufferstufe. Zwischen dem eingebauten VFO und der letzten Mischstufe befindet sich ein Umschalter, der den Anschluß eines äußeren VFO, eines Quarzoszillators oder des VFO eines Empfängers mit einem Frequenzbereich von 4,9...5,5 MHz ermöglicht. Im letzten Fall ist der heute sich mehr und mehr einbürgernde Transceiver-Betrieb (= Sender-Empfänger) möglich. Man braucht dabei nicht mehr den Sender-VFO auf die Gegenstation *einzupfeifen*, sondern Sender und Empfänger befinden sich infolge des gemeinsamen VFO zwangsläufig in Gleichlauf.

Der Frequenzplan (*Tabelle 2*) gibt Auskunft über die verschiedenen Umsetzungen zum Gewinnen der Ausgangsfrequenzen auf den einzelnen Amateurbändern. Der Anodenkreis der letzten Mischstufe und der des darauffolgenden Treibers mit der Röhre 12 BY 7 A werden mit einem Zweifachdrehkondensator gemeinsam abgestimmt. Die sich anschließende neutralisierte Sender-Endstufe mit der Röhre 6 DQ 5 arbeitet in AB-Betrieb. Sie besitzt im Ausgang ein Pi-Filter, das weitgehend unerwünschte Oberwellen unterdrückt. Antennenseitig wird statt der sonst üblichen Festkondensatoren mit einem Drehkondensator abgestimmt, der eine optimale Anpassung unsymmetrisch eingespeister Antennen mit einem Fußpunktwiderstand zwischen 50 und 120 Ω gestattet. Vom Senderausgang gelangt über einen 20-kΩ-Widerstand etwas Hf-Spannung zu einer Diode und die gleichgerichtete Spannung zu einem Instrument, das den relativen Output (= Ausgangsleistung) anzeigt. Ein Schalter legt wahlweise dieses Instrument auch in den Katodenkreis der Endröhre, damit man den Katodenstrom beim Abstimmen und im Betrieb überwachen kann.

Zum Erzeugen der automatischen Regelspannung (ALC) bei SSB befindet sich in der Zuführung zum Gitter der Endstufe ein 10-kΩ-Widerstand. Bei einsetzendem Gitterstrom entsteht hier in Abhängigkeit vom Grad der Übersteuerung eine negative Richtspannung zum Regeln der Röhre 6 BA 6 im 9-MHz-Trägerfrequenz-Verstärker.

Die beiden Anodenspannungen werden in einer bei uns wenig bekannten Schaltung (*Bild 4*) aus einer gemeinsamen Wicklung (2 × 230 V) über einen Brückengleichrichter mit vier Silizium-Dioden gewonnen. Für die Vorröhrenspannung von 280 V arbeiten zwei Dioden dieser Brücke als Zweipunktgleichrichter. Der Pluspunkt befindet sich an der Mittelanzapfung der Wicklung. Die negative Gitterspannung liefert eine 120-V-Wicklung über eine Silizium-Diode in Einweggleichrichtung. Die Anodenspannungen für sämtliche Oszillatoren, für den Balancemischer und die Schirmgitterspannungen für die Endstufe sowie für die geregelte Trägerfrequenzverstärkerröhre werden nicht mit den sonst üblichen Glimmstabilisatoren, sondern elektronisch konstant gehalten (*Bild 5*).

Tabelle 2. Frequenzplan

Bänder	80	40	20	15	10	10	m
1. Trägerfrequenz	0,455	0,455	0,455	0,455	0,455	0,455	MHz
Oberer Seitenbandoszillator (unterer Seitenbandoszillator 9,455–0,455 MHz)	+ 8,545	+ 8,545	+ 8,545	+ 8,545	+ 8,545	+ 8,545	MHz
2. Trägerfrequenz	9,000	9,000	9,000	9,000	9,000	9,000	MHz
Quarzoszillator mit Röhre 6 AW 8 A	–	+ 3,400	–	+ 17,400	+ 24,400	+ 25,000	MHz
Anodenkreis Mischröhre 6 AW 8	9,000	12,400	9,000	26,400	33,400	34,000	MHz
VFO	4,900...5,500	– 5,500	+ 5,500	– 5,500	– 5,500	– 5,500	MHz
Anodenkreis Mischröhre 6 CB 6 (endgültige Amateurbänder)	3,5...4,1	6,9...7,5	13,9...14,5	20,9...21,5	27,9...28,5	28,5...29,1	MHz

Die Betriebsarten

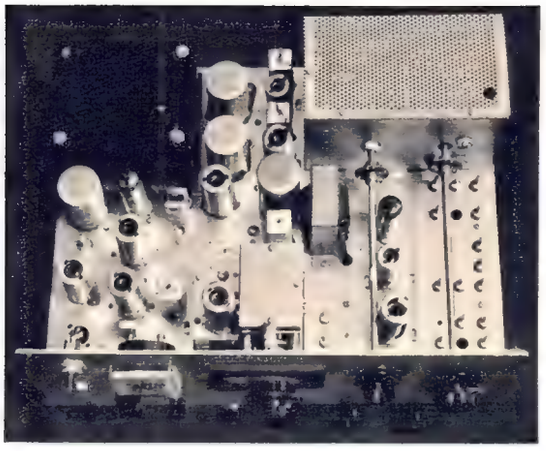
Die Sende-Empfangs-Umschaltung kann bei allen Betriebsarten wie bisher üblich mit der Hand vorgenommen werden. Man schaltet hierzu den Vox-Verstärker ab und legt den Betriebsartenschalter entweder auf *Operate* (= Senden) oder *Standby* (= Bereitschaft = Empfangen). In seiner dritten Stellung (*Spot* = Einpfeifen) arbeiten bei abgeschalteter Modulation alle Stufen mit Ausnahme der Endröhre. Dabei gelangt ein kleiner Hf-Rest zum Empfänger, was zum Einpfeifen auf die Gegenstation ausreicht.

Die automatische Sprachsteuerung ist sowohl bei SSB als auch bei AM anwendbar. Das Vox-Potentiometer wird dazu so weit aufgedreht, daß das Umschaltrelais (Senden/Empfangen) während des Sprechens angezogen bleibt. Es besteht aber auch die Möglichkeit, das Umschaltrelais bei zugedrehtem Vox-Einsteller statt durch Sprache mit einem am Mikrofon befindlichen Druckknopf (PTT-Betrieb = push to talk) zu steuern. Dabei wird dem 1-kΩ-Katodenwiderstand der Relaisröhre ein 100-Ω-Widerstand parallel geschaltet, wodurch das Relais sofort anzieht und auf Senden umschaltet.

Bei CW-BK-Verkehr (BK = Break in = telegrafisches „Gegensprechen") gelangt anstelle der Tonfrequenz eine getastete 6,3-V-Wechselspannung zum Potentiometer des Vox-Verstärkers. Die Steuerung des Relais erfolgt dann wie bei SSB-Betrieb, aber im Morse-Rhythmus. Das Relais bleibt bei rasch aufeinanderfolgenden CW-Zeichen angezogen (Sender im Betrieb, Empfänger blockiert) und fällt erst nach einer kleinen Tastpause wieder ab (Sender in Bereitschaft, Empfänger in Betrieb). Getastet im engeren Sinne wird die Gittersperrspannung der Trägerfrequenzverstärkerröhre, der Mischstufe und der Treiberröhre.

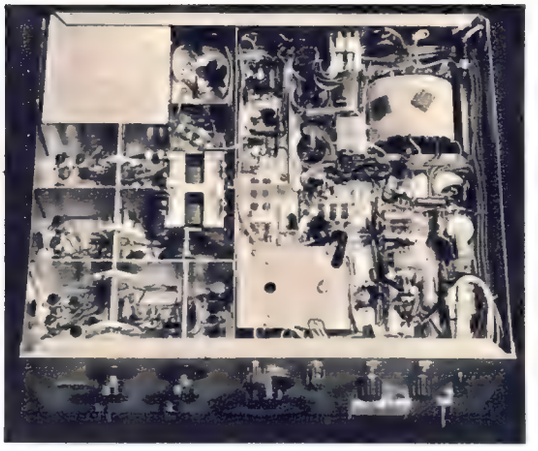
Bei AM-Betrieb in Schalterstellung CW wird eine entsprechende Trägeramplitude zugesetzt. Die Modulation erfolgt wie bei SSB vor dem mechanischen Filter im Balancemodulator, so daß auch bei AM nur ein Seitenband zusammen mit dem hinter dem mechanischen Filter zugesetzten Träger ausgestrahlt wird.

Am Relais steht ein Umschaltkontaktsatz zur Steuerung eines Antennenrelais oder



Links: Bild 6. Blick auf das Senderchassis. Schon bei flüchtigem Betrachten erkennt man den übersichtlichen Aufbau

Rechts: Bild 7. Ansicht der Chassisunterseite mit der konventionellen Verdrahtung



einer Linear-Endstufe (zusätzlicher Leistungsverstärker) zur Verfügung. Ein anderer Kontaktsatz erlaubt es, den Empfänger während der Sendeperioden durch eine Gittersperrspannung von etwa −60 V zu blockieren (Mute). Die zugehörigen Anschlüsse liegen an der Rückseite des Senders an einer Mehrfachbuchse.

Elektrische Werte, Bedienung und Aufbau

Die vom Hersteller angegebenen elektrischen Daten sind in Tabelle 1 zusammengefaßt. Eine Überprüfung mit geeichten Meßgeräten hat ergeben, daß diese im Betrieb gut eingehalten werden. Zusätzlich wurde eine Messung der Ausgangsleistung vorgenommen. Der Output betrug bei SSB bei Steuerung mit einem 1-kHz-Sinuston bis zum maximal zulässigen kleinen Gitterstrom auf 3,650 MHz 70 W und auf 28,8 MHz 55 W. Die etwas geringere Leistung bei der höheren Frequenz ist bei den meisten Amateursendern üblich und auf die größeren Verluste bei den höheren Frequenzen zurückzuführen. Bei AM-Betrieb betrug die Ausgangsleistung 15 W. Wer auf eine größere Ausgangsleistung bei AM Wert legt, kann eine trägersteuernde Schirmgittermodulation für die Endstufe einbauen. Dann dürfte in der Spitze etwa die gleiche Ausgangsleistung wie bei CW-Betrieb erreicht werden.

Hervorzuheben ist die hervorragende Frequenz-Stabilität des VFO. Bei einer genauen Überprüfung mit einem Quarz-Oszillator zeigte es sich, daß die Drift 20 Minuten nach dem Einschalten nur 125 Hz betrug. Bei dem VFO des Stationsempfängers, einem Spitzenfabrikat, war in dieser Zeit eine Frequenzwanderung von 650 Hz festzustellen.

Die VFO-Skala ist in Abständen von 10 kHz geeicht. Eine weitere am Antriebsknopf befindliche 100^0-Skala erlaubt das Einstellen und Ablesen von 1-kHz-Intervallen. Der Antrieb ist leichtgängig und spielfrei. Die Bedienungsorgane sind übersichtlich angeordnet und beschriftet. Durch die griffigen Knöpfe ist exaktes Abstimmen der Kreise möglich. Das Vox-Potentiometer befindet sich an der Frontseite, es gestattet dadurch ein individuelles und bequemes Einstellen der automatischen Sprachsteuerung. Modulation und Tastung des Senders sind nach oszillografischen Untersuchungen und nach den Rapporten von Gegenstationen einwandfrei.

Ein paar kleine Änderungen bzw. Verbesserungen wären zweckmäßig, sie würden den Gebrauchswert noch steigern. Das eingebaute Meßinstrument sollte auch das Ablesen des Gitterstromes gestatten, was sich durch Einbau eines dreistufigen Umschalters leicht erreichen ließe. Ferner ist eine Einstellmöglichkeit für die Gittervorspannung der Endstufe erforderlich. Bei den recht preiswerten aber oft in den Daten streuenden handelsüblichen Röhren (die 6 DQ 5 wird in den USA als Zeilen-Endröhre in Fernsehgeräten verwendet) ist beim Röhrenwechsel meist eine Korrektur der Gittervorspannung nötig. Die Röhrenhersteller schreiben bei den Betriebsdaten für SSB immer die Einstellung eines bestimmten Anodenruhestromes vor. Schließlich wäre noch der Einbau eines Antennenumschaltrelais wünschenswert.

Der mechanische Aufbau des Senders ist stabil, er unterscheidet sich kaum von amerikanischen Erzeugnissen. Das Gerät ist in konventioneller Bauweise mit sauberer Verdrahtung ausgeführt (*Bild 6* und *7*). Hervorzuheben sei noch, daß das Testgerät der noch ungeöffneten stabilen Originalverpakkung entnommen wurde und auf Anhieb funktionierte. Einsteller, Trimmer, Eisenkerne usw. waren so gut gesichert, daß sich auf dem langen Transportwege nichts verstellen konnte.

Der VW als Funkfahrzeug

Die meisten modernen Auto-Funkgeräte und sehr viele selbstgebaute Amateur-Funkanlagen sind für 12-V-Speisung eingerichtet. Die heute üblichen Transistor-Spannungswandler haben nämlich bei 6-V-Bordnetzen einen wenig günstigen Wirkungsgrad. Weil fast alle deutschen Kraftfahrzeuge mit 6-V-Anlagen ausgerüstet sind, gibt es beim Einbau einer Funkanlage einige Probleme. Eine ganze Anzahl von Funkamateuren behalf sich so, daß sie eine zweite 6-V-Lichtmaschine und eine zweite Batterie einbaute, die für den Funkbetrieb mit der Bordanlage in Serie geschaltet wurde.

Dieses etwas umständliche Verfahren ist neuerdings beim Volkswagen nicht mehr erforderlich, denn seine beiden Modelle werden in begründeten Sonderfällen gegen Aufpreis mit sogenannter Polizeiausrüstung geliefert. Diese Fahrzeuge, die auch eingetragene Funkamateure erhalten können, sind mit einer vollständigen 12-V-Anlage versehen. Außerdem enthalten sie ein zusätzliches Batterie-Trennrelais (*Bild 1*), das den Anschluß einer zweiten Funkbatterie gestattet. Mit dieser hat es folgende Bewandtnis: Bei Stillstand des Fahrzeuges schaltet sich diese Zusatzbatterie vom Bordnetz ab und speist allein die Funkanlage. Selbst wenn man sie bei Funkwettbewerben restlos entlädt, wird das Fahrzeug nicht manöverierunfähig, weil die Starterbatterie unabhängig davon den Motor wieder anläßt. Gleichzeitig schaltet das Batterie-Trennrelais die entladene Funkbatterie auf die Fahrzeuganlage, so daß sie wieder von der Maschine geladen wird und der Funkbetrieb bei laufendem Motor sofort wieder aufgenommen werden kann.

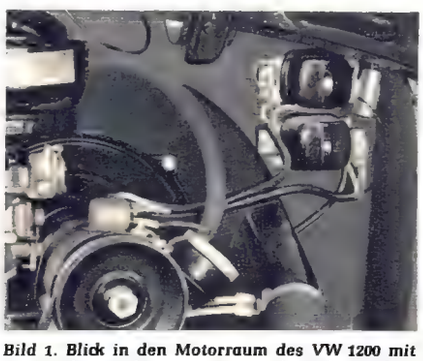


Bild 1. Blick in den Motorraum des VW 1200 mit 12-V-Anlage und Batterie-Trennrelais (oben rechts)

Diese Zusatzbatterie ist jedoch nicht unbedingt erforderlich, aber die Möglichkeit, sie einzubauen, ist ein nicht zu unterschätzender Vorteil. Das Anschlußschema hierfür zeigt *Bild 2*.

Im Aufpreis (rund 200 DM) eingeschlossen ist eine UKW-Nahentstörung an der Zündspule, dem Zündverteiler, den Reglerschaltern und an der Lichtmaschine. Als besonders annehmlich wird empfunden, daß sich in der Verkabelung des Fahrzeuges mehrere Einziehdrähte befinden, mit deren Hilfe sich im Handumdrehen etwa erforderliche Zusatzkabel durch die Dachholme oder unter der Innenbespannung durchziehen lassen. Beim VW 1200 ist es z. B. eine Arbeit von kaum einer Minute, mit einem dieser Einziehdrähte ein Koaxial-Antennenkabel vom Armaturenbrett bis zur hinteren Stoßstange durchzuziehen. Zwei im sogenannten Dachhimmel angebrachte Reißverschlüsse erleichtern die Verkabelung von UKW-Antennen auf dem Fahrzeugdach.

Kü

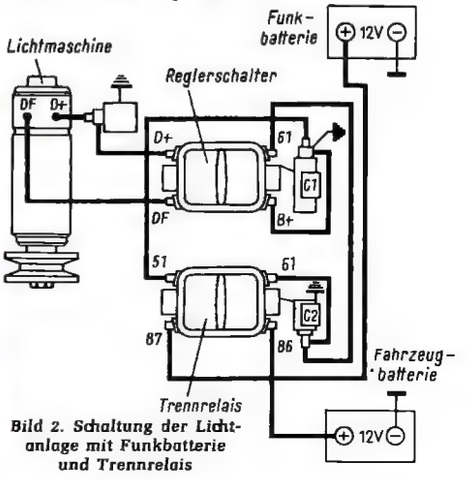


Bild 2. Schaltung der Lichtanlage mit Funkbatterie und Trennrelais

Die Industrie stellt neue Empfänger vor

Fernsehempfänger

Das Fernsehgeräte-Programm der *Metz-Apparatewerke* umfaßt in diesem Jahr acht Geräte. Im Vordergrund stehen dabei drei Geräte mit 65-cm-Bildröhre: Hellas, Capri und Sizilia. Diese Empfänger zählen zur sogenannten Luxusklasse.

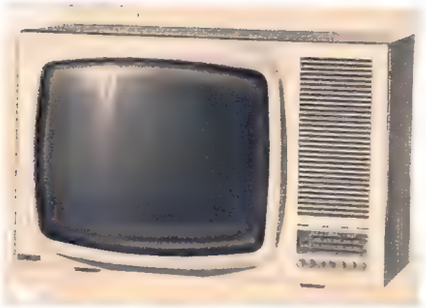


Bild 1. Fernsehempfänger Mallorca-Vollautomatik (Metz)

Die Umstellung auf Transistoren wurde unter Verwendung von Hochleistungs-Mesa-Typen noch weiter vorangetrieben. Der volltransistorisierte drei- bzw. vierstufige Zf-Verstärker mit Mesa-Transistoren gewährleistet selbst noch unter ungünstigen Verhältnissen guten Empfang. Die Verwendung von zwei zusätzlichen Begrenzerdioden beim Ton-Zf-Verstärker sichert störungsfreie und klare Tonwiedergabe.

Auch der Bedienungskomfort wurde bei den neuen Geräten weiter erhöht. Vier UHF-Sender kann man durch Tastendruck bei den Geräten Java, Samoa und Hellas wählen, nachdem die Sender einmal entsprechend der Antenne und dem persönlichen Geschmack voreingestellt sind. Bei den Empfängern Mallorca, Capri, Hawaii und Sizilia lassen sich sechs Sender durch Tastendruck wählen, davon beliebig viele im UHF- oder VHF-Bereich. Diese Geräte sind auch mit einem transistorisierten Allband-Kanalwähler und einem automatischen Abstimmgedächtnis ausgestattet. Eine große VHF- und UHF-Senderskala mit Glimmlampenanzeige erleichtert das Auffinden der Sender. Die Metz-Fernsehgeräte sind mit automatischem Bild- und Zeilenfang ausgestattet, die Bedienungsknöpfe überflüssig machen *(Bild 1)*.

Auch diesmal wurde bei der Konstruktion besonders an den Service gedacht. Das Chassis läßt sich einfach waagerecht herausschwenken. So sind Bestückungsseite und Lötseite gleichzeitig bequem zugänglich. Dies kommt dem Service-Techniker zugute, dessen Arbeit damit rationeller wird.

Reiseempfänger

Das neue Reiseempfänger-Programm der *Deutschen Philips GmbH* besteht aus insgesamt zwölf Empfängertypen. In die Gruppe der Taschengeräte fallen fünf, zur größeren Kofferklasse zählen sechs Modelle, während ein Empfängertyp als Kombigerät bezeichnet werden muß. Auch in der kommenden Saison tragen die Philips-Reiseempfänger ihre bekannten Mädchennamen, zu denen noch drei neue hinzugekommen sind.

Eine Geräteübersicht zeigt die Tabelle.

Alle Reiseempfänger mit einer automatischen UKW-Scharfabstimmung haben zur besseren Kennzeichnung den Zusatz „Automatic" zum Gerätenamen erhalten. Die Geräte in der Tabelle von der Evette bis zur

Rosette:	MW, KW,	5 Kreise
Fanette:	MW, LW,	5 Kreise
Nanette:	UKW, MW, LW,	5/ 8 Kreise
Nicolette:	UKW, MW, LW,	5/ 9 Kreise
Nicolette L:	UKW, KW, MW, LW,	6/ 9 Kreise
Evette:	UKW, KW, MW, LW,	6/ 9 Kreise
Babette:	UKW, KW, MW, LW,	6/ 9 Kreise
Jeanette Automatic:	UKW, KW, MW, LW,	6/ 9 Kreise
Annette Automatic:	UKW, KW, MW, LW,	6/11 Kreise
Colette Automatic:	UKW, KW, MW, LW,	6/ 9 Kreise
Antoinette Transworld	UKW, MW, LW,	7/11 Kreise
„de Luxe":	3 × KW, FB (Fischereiband)	
Musette:	Mittel- und Langwelle, 5 Kreise, Plattenspieler mit 3 Geschwindigkeiten	

Annette Automatic haben eine Buchse für ein Zusatz-Netzteil bekommen. Daran ist der Anschluß eines bereits im Handel erhältlichen Netzteils für Reiseempfänger oder einer Außenbatterie möglich. Campingfreunde können z. B. an diese Buchse einen vorhandenen 6-V-Akkumulator oder eine andere 6-V-Batterie anschließen. Bei der Annette Automatic muß ein Netzteil oder eine Batterie mit einer Gleichspannung von 9 V benutzt werden.

Die Empfänger Evette, Babette und Jeanette Automatic haben eine leichtgängige, neue Rastung für den Wellenschalter in Maltheserkreuz-Technik erhalten. Dadurch konnte der Rastabstand der einzelnen Wellenbereiche vergrößert und die Einstellung übersichtlicher werden.

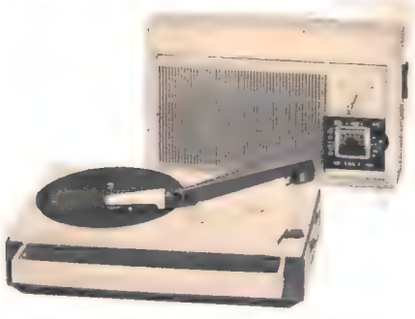


Bild 2. Musette, eine Kombination eines MW-Empfängers mit einem Plattenspieler (Philips)

Bild 3. Reiseempfänger Miami-Automatik von Imperial

Neu im Programm ist die Musette, eine interessante Kombination von AM-Reiseempfänger und Plattenspieler. Der Empfänger und der Verstärker sind in Mikrotechnik gebaut. Der Hf-Teil befindet sich im Deckel und der Nf-Verstärker, der auch gleichzeitig als Schallplattenverstärker benutzt wird, zusammen mit dem Plattenspieler-Laufwerk im Unterteil. Der Plattenspieler hat drei Geschwindigkeiten und eignet sich zum Abspielen aller Schallplattenarten *(Bild 2)*.

Mit der Antoinette ist ein Reiseempfänger in das Programm aufgenommen, mit dem Rundfunkstationen auf den bekannten Wellenbereichen – und zusätzlich noch die Sender für die Schiffahrt auf der Zwischenwelle (sog. Fischereiband) – empfangen werden können. Der „lange" Langwellenbereich von 150...415 kHz (725...2000 m) erlaubt den Empfang von Navigationsstationen, Funkbaken und Zeitsignalen für die Schiffahrt. Die Kurzwelle von 11,1...71,4 m wurde auf drei gedehnte Bänder aufgeteilt. Damit eine einwandfreie und genaue Sendereinstellung speziell auf der Kurzwelle möglich ist, hat die AM-Abstimmung eine zusätzliche Feinabstimmung erhalten. AM- und UKW-Abstimmung sind getrennt. Da die Antoinette ein Universal-Empfangsgerät ist, wird der UKW-Bereich von 87,5...108 MHz benutzt. Für den Empfang der Stationen des Schiffs-Funkverkehr in der Zwischenwelle (Fischereiband) sind die Sonderbestimmungen der Deutschen Bundespost zu beachten.

Die Firmen *Kuba/Imperial* stellen vier neue Transistor-Reiseempfänger vor. Die Neuheiten sind in zwei Gruppen unterteilt: Geräte der Spitzenklasse sind Florida (Kuba) und Miami (Imperial), die preisgünstigen Geräte der Standardklasse heißen Mexiko bzw. Arizona.

Bei der Entwicklung der neuen Reiseempfänger stand die Tatsache Pate, daß aus dem tragbaren Kofferradio von einst ein Universalempfänger werden mußte. Diese Forderung wurde voll und ganz erfüllt. Die Kuba/Imperial-Geräte sind nicht nur vollwertige Auto-Reise-Super, sondern auch für das Heim netzunabhängige Zweitgeräte. Als besondere technische Eigenschaften sind zu erwähnen: hohe Ausgangsleistung, hervorragende Klangwiedergabe, erhöhte Sprechleistung im Auto, vielseitige Anschlußmöglichkeiten für Netzgeräte und Außenantenne. Die Geräte Florida und Miami enthalten ferner Anschlüsse für Autobatterie, Plattenspieler, Tonbandgerät, Kopfhörer und Außenlautsprecher *(Bild 3)*.

Neben diesen Voraussetzungen wurden die beiden Spitzenmodelle mit einer Besonderheit ausgestattet, der sogenannten „Drei-Programm-Schnellwahl". Sie erlaubt, drei Programme vorher einzustellen und unabhängig voneinander durch Tastendruck wieder zu wählen. Diese Möglichkeit wurde durch drei getrennte Antriebe geschaffen: ein Variometer für UKW, ein Drehkondensator für das 49-m-Band und dem normalen Drehkondensator für Lang-, Mittel- und Kurzwelle.

Sämtliche Bedienungselemente sind auf der übersichtlichen Skala angeordnet. Die Skalenbeleuchtung ist bei Kofferbetrieb durch einen Druckkontakt kurzzeitig einzuschalten, bei Autobetrieb ist die Skalenbeleuchtung immer eingeschaltet. Alle Anschlußbuchsen sind bei Florida und Miami auf der linken Gehäuseseite angebracht.

Egon Koch, DL 1 HM

Transistor-Funksprechgerät für das 2-m-Amateurband

2. Teil

AM-Telefonie-Sender STT 12 für das 2-m-Band

Im ersten Teil dieses Beitrages, der in FUNKSCHAU 1969, Heft 11, Seite 341, erschien, beschrieben wir die Bausteine Konverter und Konverter-Nachsetzer. Nachstehend lernen wir den Sender nebst Super-VFO, den Stromversorgungsteil und den mechanischen Aufbau kennen.

Dieser Baustein *(Bild 5)* enthält neben dem Sender auch den Modulationsverstärker, der als Nf-Verstärker für das Empfangsteil mitbenützt wird. Er liefert ferner eine auf 12 V stabilisierte Versorgungsspannung für den Konverter und den Nachsetzer. Der Sender kann wahlweise mit VFO- oder Quarzsteuerung arbeiten. Bei Quarzwechsel oder VFO-Abstimmung brauchen die einzelnen Stufen nicht nachgestimmt zu werden, da der Leistungsabfall an den Bandgrenzen im allgemeinen kleiner als 3 dB ist. Der Sender verlangt für Vollaussteuerung mit dem 24-MHz-VFO eine Steuerspannung von mindestens 1 V_{eff}. Für die Einspeisung des VFO-Signals ist eine Verdopplerstufe mit dem Transistor BF 173 vorhanden, die den gleichen 48-MHz-Kollektorkreis wie der 48-MHz-Quarzoszillator mit dem Transistor BF 173 verwendet. Die Umschaltung von Quarz- auf VFO-Betrieb und umgekehrt geschieht durch Anlegung der Betriebsspannung an die Basis der Transistoren in der Verdoppler- und Quarzoszillator-Stufe. Beim Betätigen der Einpfeiftaste zum Abstimmen des Senders auf die Frequenz der Gegenstation erhält nur der VFO die Versorgungsspannung, während die Diode 1 N 4003 den Weg zu den anderen Senderstufen sperrt.

Auf den 48-MHz-Quarzoszillator bzw. auf die Verdopplerstufe folgt der Verdreifacher mit dem Transistor 2 N 2219 A, so daß nun die endgültige Sendefrequenz von 144...146 MHz zur Verfügung steht. Das in derem Kollektorkreis liegende hochselektive 2-Kreis-Bandfilter unterdrückt weitgehend die Oberwellen des Quarzoszillators. Der folgende Transistor 2 N 2219 A verstärkt das Signal, das dann über ein Pi-Filter zur Treiberstufe mit dem Transistor 2 N 3553 gelangt. Die Endstufe ist mit dem modernen Leistungstransistor 2 N 3632 mit integrierter Emitterstruktur bestückt. Der Senderausgang hat eine Impedanz von 60 Ω. Die Trägerleistung (ohne Modulation) des Senders beträgt 3 W, was einer Spitzenleistung von 12 W PEP entspricht. Den relativen Output zeigt hinter einer Gleichrichteranordnung (befindet sich nicht auf dem Baustein) das eingebaute Meßinstrument an.

Der Telefoniesender STT 12 wurde nicht für CW-Betrieb und somit auch nicht für Oberstrichleistung des Endtransistors ausgelegt. Es besteht jedoch die Möglichkeit, die Betriebsspannung zu tasten. Dabei muß jedoch die Sekundärwicklung des Modulationsübertragers kurzgeschlossen werden, um hohe Induktionsspannungen zu vermeiden. Die Versorgungsspannung vom Quarzoszillator (auch vom Quarzoszilator im VFO) darf jedoch nicht mitgetastet werden, weil sich sonst durch die wechselnde thermische Belastung des Quarzes die unvermeidbare sehr geringe Einschaltdrift als chirpender Ton bei der Gegenstation unangenehm bemerkbar macht.

Die Amplitudenmodulation erfolgt an den Kollektoren der Transistoren 2 N 2219 A, 2 N 3553 und 2 N 3632. Für 100-%ige Modulation ist eine Wechselspannung von 33 V_{ss} nötig. Eine höhere Modulation verursacht Verzerrungen und Splatter, sie kann auch zur Zerstörung der Transistoren führen. Um dies zu verhindern, wurde eine Z-Diode ZD 33 in die Modulationsleitung nach Masse gelegt, welche die Nf-Spannung auf den maximal zulässigen Wert begrenzt. Eine Übermodulation auf längere Zeit sollte jedoch vermieden werden, da sich sonst die Z-Diode zu stark erwärmt und diese gefährdet ist. Bei Empfang muß die Z-Diode mit dem Empfangsschalter gegen Masse kurzgeschlossen werden, damit Nf-Störungen durch das Anschwingen der Senderstufen vermieden werden.

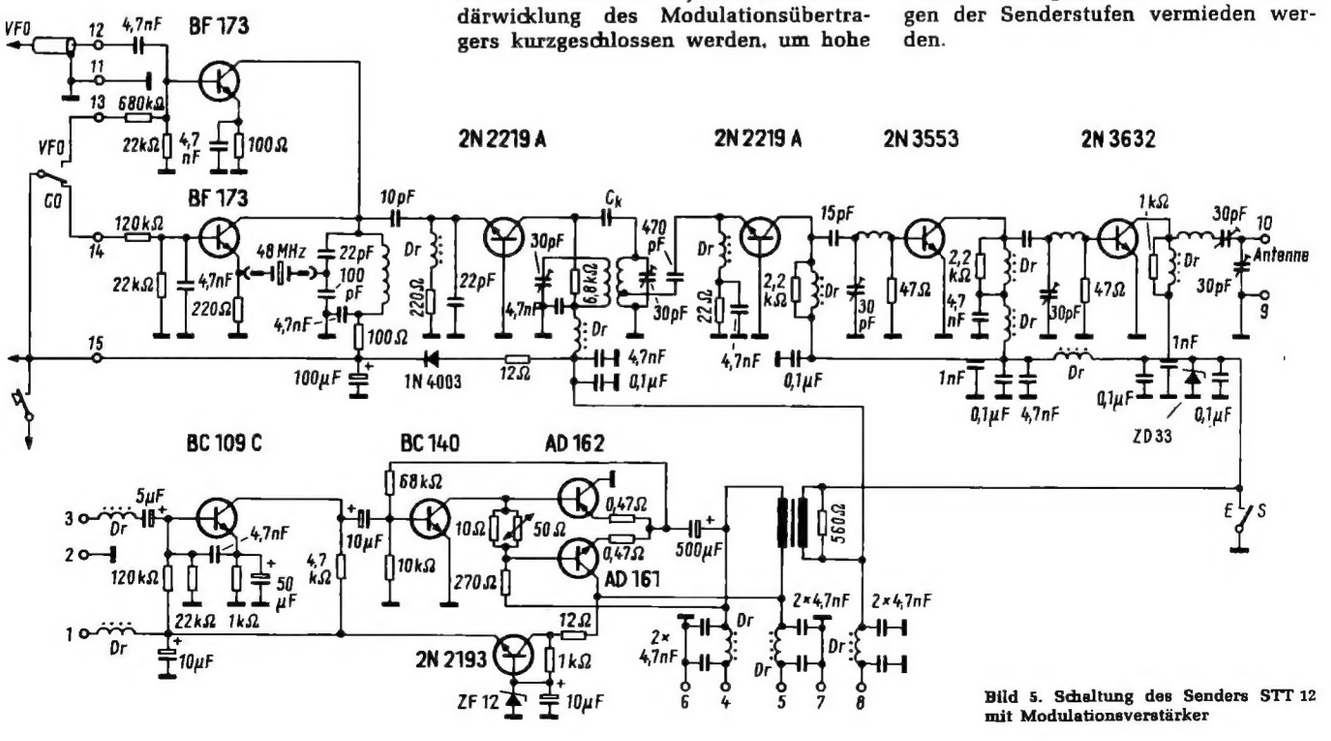


Bild 5. Schaltung des Senders STT 12 mit Modulationsverstärker

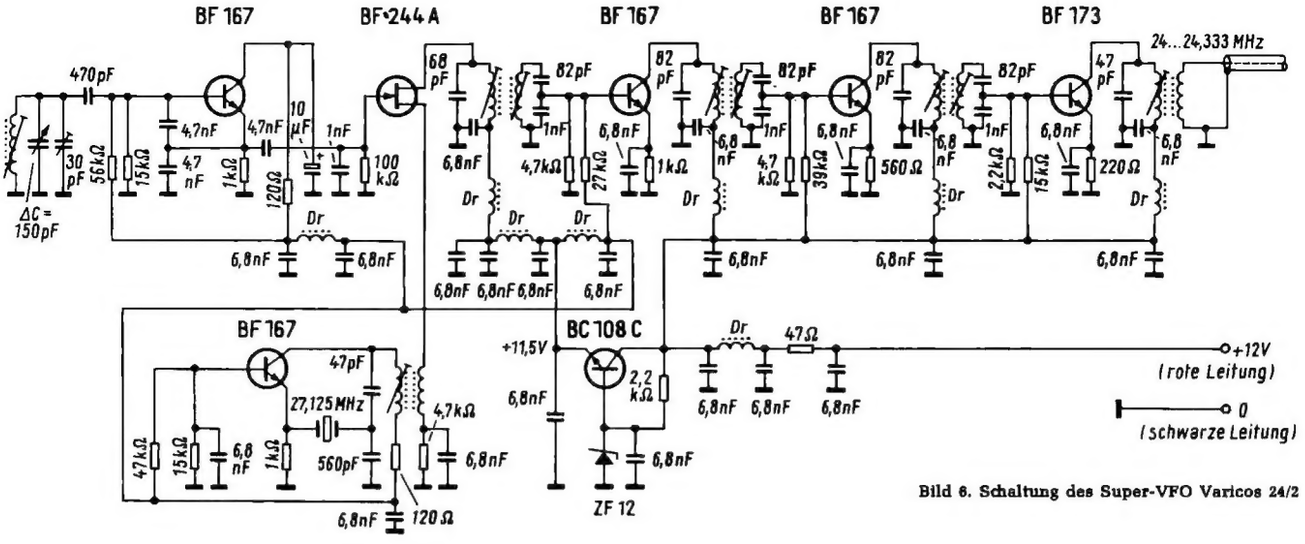


Bild 6. Schaltung des Super-VFO Varicos 24/2

Der dreistufige Modulationsverstärker mit Komplementär-Endstufe hat eine Eingangsimpedanz von 6 bis 8 kΩ. Damit eine 100 %ige Modulation erreicht wird, sind Mikrofone mit möglichst großer Ausgangsspannung zu verwenden. Hochwertige dynamische Mikrofone mit 200 Ω Impedanz liefern meist zu wenig Tonspannung. Versuche zeigten, daß sich bei Nahbesprechung dynamische Hörkapseln aus Telefonapparaten gut eignen. Für Vollaussteuerung des Verstärkers auf die Nennleistung von 6 W benötigt man eine Eingangsspannung von 5 mV. Zum Anschluß eines Außenlautsprechers bzw. Hörers wurde eine Schaltbuchse eingebaut, die je nach Einführen des Steckers den eingebauten Lautsprecher automatisch abschaltet. Es ist jedoch darauf zu achten, daß die Anschlußbuchsen eine Spannung von 18 V gegen Masse führen, da der Modulationsübertrager keine separate Lautsprecherwicklung besitzt.

Die Betriebsspannung für den Nf-Vorstufentransistor ist mit dem Transistor 2 N 2193 und mit der Z-Diode auf 12 V stabilisiert. Mit dieser Spannung werden auch der Konverter und der Nachsetzer versorgt.

Tabelle 2. Wickeldaten des Universal-Netz/Wandlertransformators

Kern: M 74, Dyn.-Blech IV/0,35 mm ohne Luftspalt, wechselsinnig geschichtet

Wicklungen: genau in der nachstehenden Reihenfolge ausführen

n1 = 25 Windungen 1,5 mm ⌀ CuL
n1′ = 25 Windungen 1,5 mm ⌀ CuL
} *bifilar* zuunterst auf dem Spulenkörper wickeln

n2 = 12 Windungen 0,5 mm ⌀ CuL
n2′ = 12 Windungen 0,5 mm ⌀ CuL
} *bifilar* gewickelt

n3 = 1200 Windungen 0,32 mm ⌀ CuL mit Anzapfungen bei 900, 1000 und 1100 Windungen

n4 = 145 Windungen 0,55 mm ⌀ CuL mit Anzapfungen bei 12, 104, 118, 131 Windungen

Super-VFO Varicos 24/2

Der VFO liefert ein Signal von etwa 1 V_{ss} an 60 Ω im Frequenzbereich von 24...24,333 MHz. Es wird über das aus dem Bausteingehäuse herausgeführte Koaxkabel beim Sender STT 12 an der dafür vorgesehenen Verdopplerstufe eingespeist. Dieses Kabel darf nicht gekürzt werden, weil sich sonst der Ausgangskreis verstimmt. Durch die im Gerät eingebaute Feintriebsskala mit Untersetzungsgetriebe wird der gesamte Abstimmbereich mit elf Knopfumdrehungen bestrichen, wobei der Drehbereich des Kunstglaszeigers 360° beträgt.

Der variable temperaturkompensierte Oszillator *(Bild 6)* läßt sich im Frequenzbereich von 2,787 bis 3,120 MHz abstimmen. Der Transistor BF 167 ist über einen kapazitiven Spannungsteiler mit großem Teilerverhältnis lose an den Schwingkreis angekoppelt. Änderungen der dynamischen Kennwerte dieses Transistors werden daher nur wenig rückwärts in den Schwingkreis transformiert, so daß der Einfluß des Erregersystems auf die Eigenfrequenz des Kreises gering bleibt. Das Signal wird am Emitter des BF 167 ausgekoppelt und dem Gate des Feldeffekttransistors BF 244 A (Mischstufe) zugeführt. Der Quarzoszillator mit dem bipolaren Transistor BF 167 schwingt auf der Frequenz von 27,120 MHz. Dieses Signal gelangt über eine Koppelspule zur Source der Mischstufe. Im Drainkreis derselben entsteht die endgültige VFO-Frequenz von 24...24,333 MHz. Zur Unterdrückung VFO-eigener Mischfrequenzen wird die Mischstufe mit kleinen Hf-Spannungspegeln angesteuert. Auf sie folgt ein dreistufiger gut entkoppelter Verstärker (2 × BF 167, BF 173) mit drei Zweikreisfiltern und einem Einzelkreis. Die Kreisgüten sind so gewählt, daß sich die für das Durchstimmen gewünschte Bandbreite (24...24,333 MHz) bei schwach überkritischer Ankopplung ergibt. Die erforderliche Versorgungsspannung von 18 V ist mit dem Transistor BC 108 C in Verbindung mit der Z-Diode ZF 12 auf die VFO-Betriebsspannung von 11,5 V stabilisiert.

Stromversorgungsteil

Um das Funksprechgerät wahlweise aus dem 220-V-Wechselstromnetz und aus der 6-V-Autobatterie betreiben zu können, wurde es mit einem bewährten Universalstromversorgungsteil [1] ausgestattet. Es liefert eine elektronisch stabilisierte Spannung von 18 V bei einem maximalem Strom von 1 A. Der Transformator mit M-74-Kern *(Bild 7)* enthält neben der Netzwicklung daher auch eine Wicklung für den Spannungswandler mit zwei Transistoren AD 133. Bei Überlastung des Wandlers setzen bei der gewählten Schaltung die Schwingungen aus, so daß die Transistoren vor Zerstörung geschützt sind. Beim Einschalten ist kurz die Starttaste zu drücken, damit die Transistoren anschwingen. Die Wickeldaten des Transformators sind der *Tabelle 2* zu entnehmen. Die Anzapfungen bei der Netzwicklung n 3 und der Sekundärwicklung n 4 ermöglichen es, die vom Brückengleichrichter abgegebene Gleichspannung so einzustellen, daß bei Netz- wie auch bei Batteriebetrieb und stark schwankender Bordspannung zwischen 7,8 und 5,8 V eine einwandfreie elektronische Stabilisierung sichergestellt ist. Um einen möglichst geringen Spannungsabfall am Gleichrichter zu erhalten, werden vier zu einem Brückengleichrichter geschaltete Silizium-Dioden 1 N 4003 verwendet.

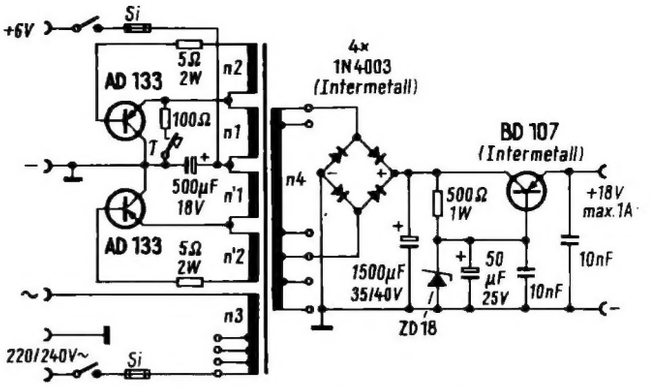
Die Umschaltung von Netz- auf Batteriebetrieb nimmt automatisch der Stecker des entsprechend beschalteten Anschlußkabels (3polige Kleinsteckverbindung mit Schutzkontakt nach DIN 0620) vor. Beim Netzkabel liegt die Wechselsspannung an zwei Anschlüssen und der Nulleiter am Schutzkontakt, beim Autobatteriekabel wird für den Pluspol der dritte noch freie Anschluß und für Minus der Schutzkontakt belegt.

Bei der Inbetriebnahme des Stromversorgungsteils muß vor Anschluß der

anderen Bausteine zunächst kontrolliert werden, ob die elektronische Stabilisierung einwandfrei arbeitet. Zu diesem Zweck wird an den 18-V-Ausgang ein Widerstand angeschlossen, der einen Strom von 750 mA aufnimmt. Bei Netz- und bei Batteriebetrieb im Spannungsbereich von 5,8...7,8 V muß hier eine konstante Spannung von 18 V gemessen werden. Bricht jedoch bei 5,8-V-Batteriespannung bei der gegebenen Belastung die Spannung zusammen, so muß man den Gleichrichter an eine Anzapfung bei der Wicklung n 4 mit höherer Spannungsabgabe legen. Bei Netzbetrieb erfolgt die Korrektur bei den Anzapfungen von der Wicklung n 3.

Das Stromversorgungsteil wird auf eine 2 mm starke Kupfer- oder Aluminiumplatte 220 mm × 100 mm aufgebaut, die für eine gute Wärmeableitung sorgt. Der Aufbau und die Anordnung der Bauelemente sind aus dem *Bild 8* und *9* gut zu erkennen. Auf dieser Grundplatte ist auch der Sender-VFO montiert.

Bild 7. Schaltung des Netz/Autobatterie-Stromversorgungsteils. Wickeldaten des Transformators siehe Tabelle 2



Der Mechanische Aufbau

Für den Einbau des Geräts liefert Semcoset ein zweiteiliges Aluminiumgehäuse mit einem entsprechendem Chassisrahmen zur Montage der Baugruppen. Da der Chassisrahmen 22 cm, die Bausteine aber nur 20 cm tief sind, muß noch ein entsprechender Anpaßstreifen in der Größe von 183 mm × 25 mm aus 2-mm-Aluminium oder Messing an das Chassis angeschraubt werden.

Der Konverter wird unter dem Nachsetzer auf 5 mm hohe Distanzstückchen montiert. Die zur Outputanzeige benötigte Gleichrichteranordnung sitzt an einer Lötleiste dicht beim Sende/Empfangsumschalter. Die Lage der Bedienungsorgane zeigt Bild 1; die Maße für die Bohrungen der Frontplatte sind *Bild 10* zu entnehmen. Statt der kleinen Schiebeschalter können auch, wie für die Einschaltung des Störbegrenzers, ein- bzw. zweipolige Miniaturkippschalter benutzt werden. Hierfür sind beide Maße in die Zeichnung eingetragen. Zu beachten ist noch, daß im Gegensatz zu Bild 1, das Meßinstrument auf die rechte, der AVC/MVC-Schalter auf die linke Seite kommt, was im Bohrplan berücksichtigt wurde. Um die vielen Bedienungsorgane handgerecht und vor allem die zwei Abstimmskalen auf der Frontplatte unterbringen zu können, mußten der Nachsetzerbaustein und der VFO etwas über der Chassisauflagefläche montiert werden. Zu diesem Zweck sind die beiden Bausteine mit etwa 35 mm langen 3-mm-Gewinde-Zylinderkopfschrauben zu befestigen. Durch aufgeschraubte Muttern wird die Bausteinhöhe so justiert, daß die Drehkondensatorachsen genau in Lochhöhe der Skalenfeinantriebe liegen. Bei der Montage der Bausteine muß unbedingt darauf geachtet werden, daß die Drehkondensatorachsen genau mit dem Skalenfeinantrieb fluchten. Eine flexible Kupplung kann hier aus Platzmangel nicht verwendet werden.

Zur Feineinstellung von VFO- und Empfängerabstimmung dienen Untersetzungsgetriebe mit den dazupassenden 74-mm-Skalen mit Abdeckrahmen und Kunstglaszeiger. Der gleiche Skalenrahmen wird auch zusammen mit der Bespannung für die Abdeckung der Lautsprecheröffnung benützt. Die Netz/Batterie-Steckverbindung sowie die Antennen-Koaxbuchse kommen an die Rückseite des Chassis. Außer dem Bohren der Frontplatte und des Chassis sind bei dem gewählten Aufbau keine mechanischen Arbeiten auszuführen.

Der Elektrische Aufbau

Das Zusammenschalten der Bausteine mit den wenigen noch benötigten Bauelementen und Anschlußbuchsen zeigt der Verdrahtungsplan *(Bild 11)*. Für die Hf-Leitungen ist 3,5 mm starkes Koaxkabel (52 oder 60 Ω), für die Nf- und Regelleitungen dünneres abgeschirmtes Material zu verwenden. Für den Mikrofon- und Tonbandanschluß sind Normbuchsen nach DIN 41 524, für den Höreranschluß eine Buchse mit Schaltkontakt nach DIN 41 529 vorgesehen. Zur Sende/Empfangsumschaltung dient eine Doppeltaste mit insgesamt acht Umschaltkontakten. Bei Benützung eines entsprechenden Relais ist jedoch auch eine Fernsteuerung des Funksprechgeräts vom Mikrofon mit dem Handschalter möglich, was mitunter bei Mobilbetrieb erwünscht sein kann. Aus Platzgründen mußte für die Hf-Output-Anzeige und als S-Meter ein kleines Profil-Instrument mit einer Skala von 23 mm × 34 mm mit S-Meter-Eichung eingebaut werden. Der benötigte Lautsprecher hat einen Durchmesser von 65 mm.

Da die Bausteine abgeglichen geliefert werden, ist in der Regel nur noch die Sender-Endstufe nach Anschluß der Antenne geringfügig gemäß der dem Baustein beigegebenen Anweisung auf maximalen Output abzugleichen.

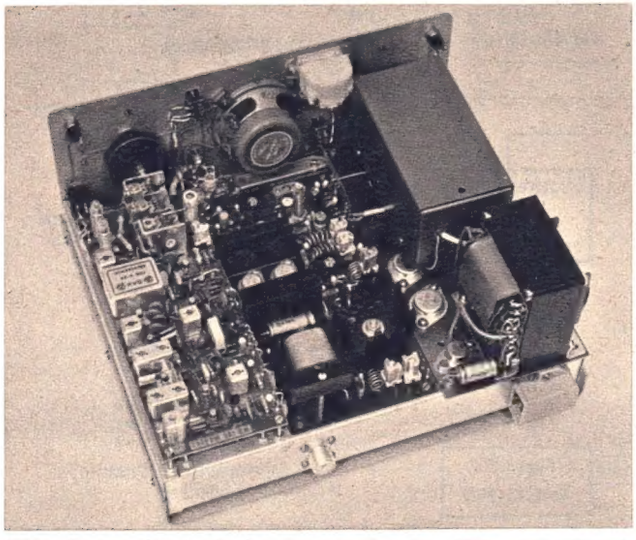


Bild 8. Innenansicht des fertigen Funksprechgerätes, Blick auf das Chassis

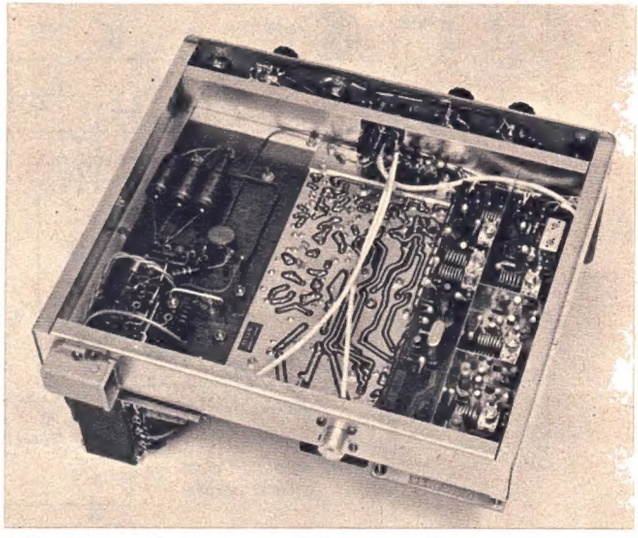


Bild 9. Innenansicht des Gerätes, Blick unter das Chassis

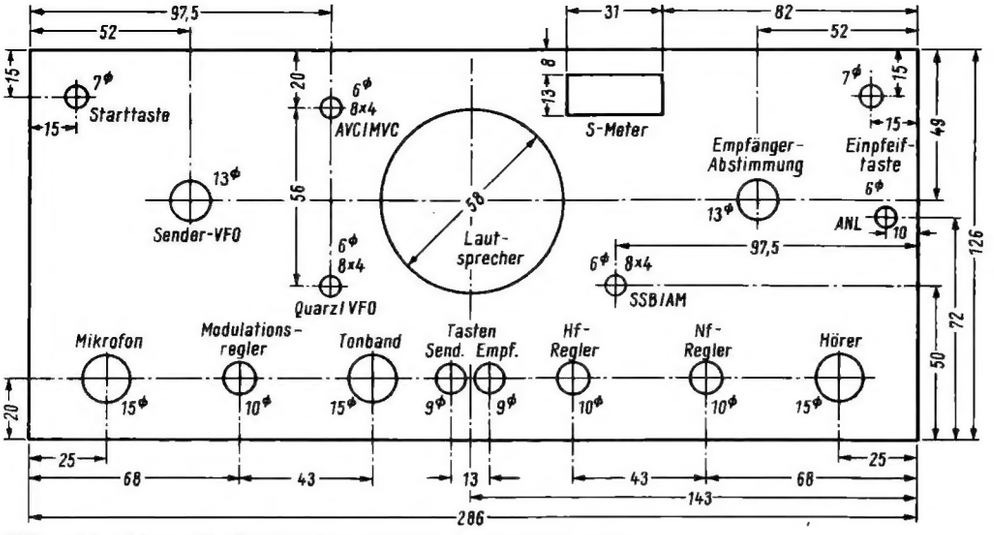


Bild 10. Bohrzeichnung für die Frontplatte (vgl. Text auf der vorigen Seite)

Betriebsergebnisse

Das Funksprechgerät hat nach Zusammenbau sofort einwandfrei gearbeitet: Sogar ein Nachgleichen der Sender-Endstufe war unnötig. Die gemessene Trägerleistung (ohne Modulation) betrug bei dem vorliegenden Baustein fast 4 W, was bei nahezu 100 %iger Modulation einen Senderoutput von etwa 15 W PEP – mehr als vom Hersteller propagiert – entspricht. Die Modulation ist einwandfrei positiv, was man auch auf einfachste Weise mit Amateurmitteln feststellen kann. Zu diesem Zweck wird an den Senderausgang eine künstliche Antenne angeschlossen und mit einem Hf-Tastkopf (z. B. Grundig HK 4) in Verbindung mit einem Röhrenvoltmeter die dort anstehende Hf-Spannung gemessen bzw. angezeigt. Beim Besprechen oder Hineinpfeifen in das Mikrofon steigt die Ausgangsspannung an. Die Modulation ist also positiv: Die Ausgangsleistung steigt von der Trägerleistung beim Modulieren in die Spitzenleistung. Diese Leistungszunahme und die vorzügliche Modulationsqualität wurden auch von den Gegenstationen bestätigt.

Der Empfänger verfügt bei geringem Rauschen über eine ausgezeichnete Eingangsempfindlichkeit. Durch die hohe Selektion des Konverters machten sich keine Störungen von den drei örtlichen 100 kW starken UKW- und den zwei 100 und 500 kW starken Fernsehstationen bemerkbar. Auch Kreuzmodulationsstörungen von örtlichen Amateurstationen konnten nicht festgestellt werden. Ausgezeichnet bewährt hat sich das eingebaute Stromversorgungsteil für Netz/Autobatteriespeisung. Die Reichweite des Funksprechgerätes kann bis zu einigen hundert Kilometern betragen. Sie hängt von der örtlichen und geografischen Lage, der verwendeten Antenne und den jeweils herrschenden Ausbreitungsbedingungen ab.

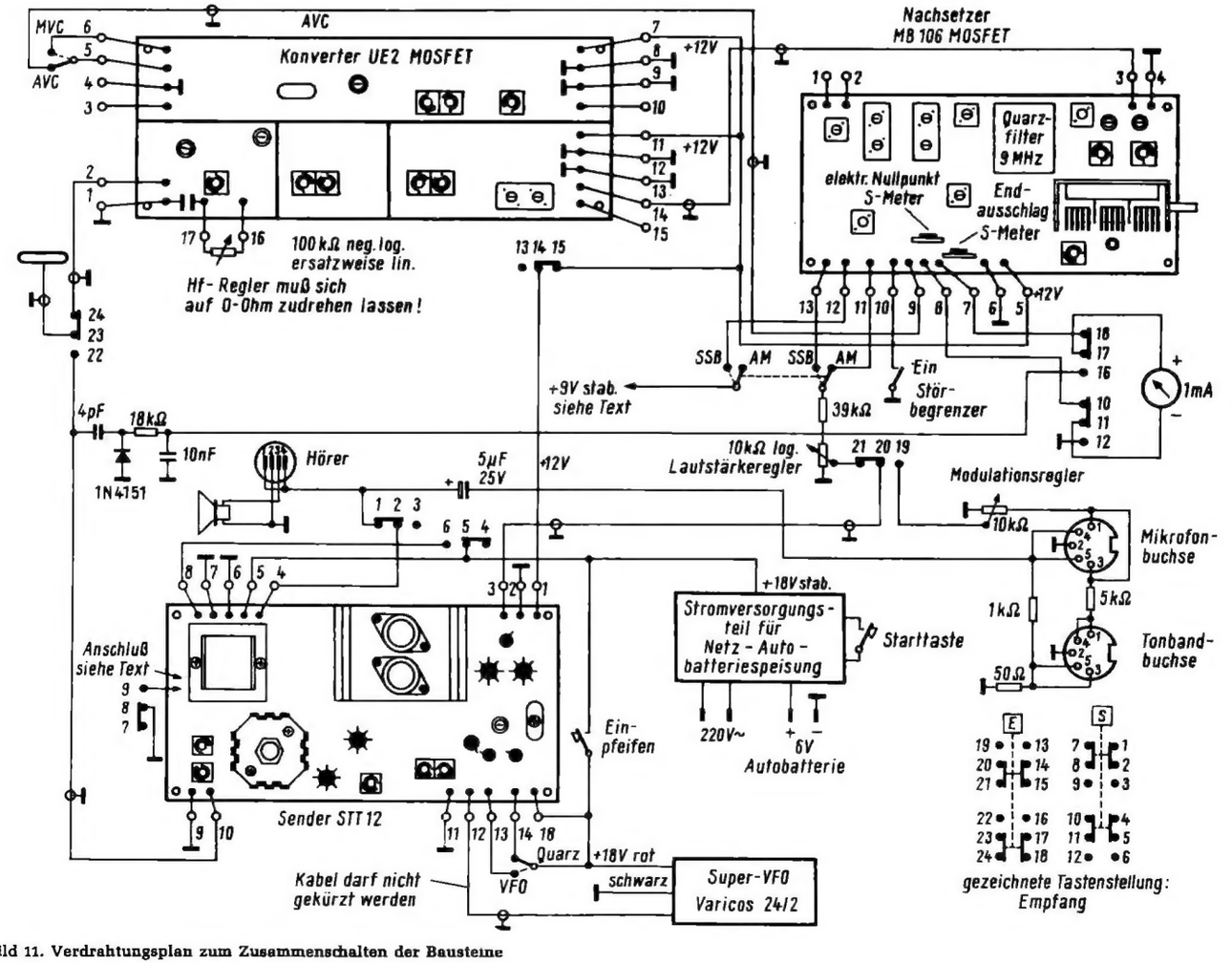


Bild 11. Verdrahtungsplan zum Zusammenschalten der Bausteine